

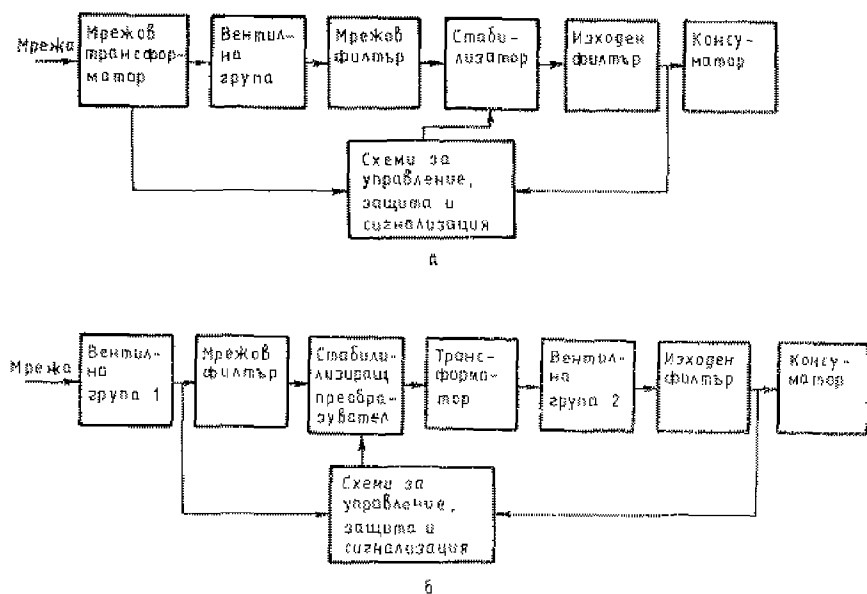


Наръчник по токо захранващи устройства

Н. СТЕФАНОВ
Т. АТАНАСОВ
А. МАНЧИЛОВ

ВЪВЕДЕНИЕ

Токосахранващите устройства, използващи енергията на електроразпределителната мрежа за захранване на електронна апаратура, представляват електронни преобразуватели на променливо в постоянно напрежение. Освен преобразуването почти винаги те извършват и регулиране или стабилизиране на изправеното напрежение и защита от екстремални стойности на напреженията и токовете. Преобразуването на променливото напрежение в постоянно се извършва от токонизправители, стабилизирането — от стабилизатори, а защитата — от вериги и елементи за защита. В едно



Фиг. 0.1. Комплексни мрежови токозахранващи устройства

а — с мрежов трансформатор; б — без мрежов трансформатор и с многократно преобразуване на енергията

комплексно токозахранващо устройство обикновено са включени в трите вида възли, някои от които могат да се повтарят многократно.

Възможни са много варианти на схеми на мрежови токозахранващи устройства. На фиг. 0.1 са показани два от най-често сре-

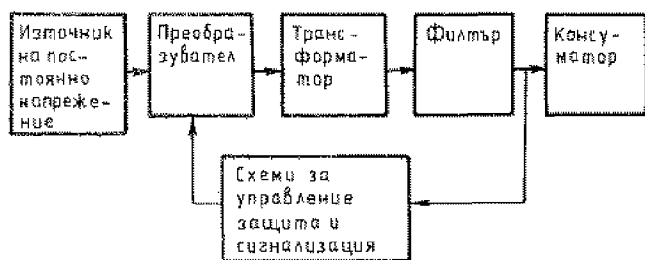
паните. На фиг. 0.1 а е дадено токозахранващо устройство с мрежов трансформатор и еднократно преобразуване на енергията. В този случай напрежението на мрежата се трансформира до необходимата стойност от мрежовия трансформатор, изправя се от вентилната група, изглажда се от филтър, стабилизира се от стабилизатора и през изходния филтър захранва консуматора.

На фиг. 0.1 б е показано токозахранващо устройство без мрежов трансформатор и с многократно (в случая трикратно) преобразуване на енергията. В него мрежовото напрежение се изправя директно от вентилната група 1, изглажда се от мрежовия филтър, преобразува се отново в променливо напрежение с повишена честота, трансформира се до необходимата стойност с трансформатора за повишена честота, изправя се отново с вентилната група 2 и през изходния филтър се подава към консуматора.

И в двата варианта освен силовата схема съществуват схеми за управление, защита и сигнализация, които са с различна сложност в зависимост от предназначението им и изискванията към тях.

Когато източникът на електроенергия е с постоянно напрежение, например химичен токоизточник, а консуматорът е за променливо напрежение, се използват преобразуватели на постоянно напрежение в променливо — инвертори. Схема на такъв инвертор е показана на фиг. 0.2. Постоянното напрежение от източника постъпва в преобразувателя, който го превръща в променливо напрежение, трансформира се до желаната стойност и през изходния филтър захранва консуматора. И тук са необходими схеми за управление, защита и сигнализация.

Във всички токозахранващи устройства посоката на енергията е от източника към консуматора — в тази последователност от



фиг. 0.2. Инвертор-преобразувател на постоянно напрежение в променливо

дидактични съображения се обяснява и изучава действието им. При проектирането им, обаче, изходни данни са данните на консуматора и на мрежата, респ. източника на постоянно напрежение. Затова проектирането се извършва в обратната последователност — от консуматора към мрежата. Например за схемата от

фиг. 0.1 а проектирането трябва да протече в следната последователност:

- проектиране на изходния филтър;
- проектиране на стабилизатора;
- проектиране на вентилната група и мрежовия филтър;
- проектиране на трансформатора;
- проектиране на схемите за управление, защита и сигнализация.

При останалите схеми на токозахранващи устройства се процедира аналогично. Ето защо в тази книга отделните възли са разгледани в последователността на проектирането.

От своя страна всеки отделен възел на комплексното токозахранващо устройство се проектира в определена последователност:

- уточняване на изходните данни, които са определени от консуматора, съседните възли, захранващия токоизточник и околната среда;
- избиране на схемно решение;
- определяне на режима на работа на елементите от схемата и тяхното изчисляване или избиране от каталог;
- проверяване на издръжливостта на екстремални условия и проектиране на съответните защиты.

Глава първа

ПАРАМЕТРИЧНИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

1.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА СТАБИЛИЗАТОРИТЕ

Стабилизаторите на напрежение са предназначени да поддържат неизменна стойността на напрежението при изменение на следните външни фактори:

- а) напрежението на захранващата мрежа;
- б) товарното съпротивление;
- в) честотата на захранващата мрежа;
- г) параметрите на околната среда — температура, влажност, атмосферно налягане и др.

За качеството на стабилизатора се съди по коефициента на стабилизация. Той е равен на отношението между относителното изменение на променливата величина към относителното изменение на стабилизираната величина

$$(1.1) \quad k_{\text{ст}} = \frac{\Delta x/x}{\Delta y/y}.$$

В тази формула с x е означена променливата величина, а с y — стабилизираната величина. Променливата величина може да бъде една от изброените по-горе, а стабилизираната — напрежение или ток.

За различните променливи величини съществуват различни, т. нар. частни коефициенти на стабилизация. За един стабилизатор на напрежение частните коефициенти на стабилизация са:

1. Коефициент на стабилизация по входно напрежение

$$(1.2) \quad k_{\text{ст}(U)} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{изх}}} \frac{U_{\text{изх}}}{U_{\text{вх}}},$$

където $\Delta U_{\text{вх}}$ и $\Delta U_{\text{изх}}$ са измененията на входното и изходното напрежение на стабилизатора при един и същи ток на консуматора;

$U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{изх}}$ — номиналните стойности на същите напрежения.

2. Коефициент на стабилизация при изменение на товара

$$(1.3) \quad k_{\text{ст}(I)} = \frac{\Delta I_{\text{изх}}}{\Delta U_{\text{изх}}} \frac{U_{\text{изх}}}{I_{\text{изх}}}.$$

С $\Delta I_{\text{изх}}$ и $I_{\text{изх}}$ са означени изменението на товарния ток и неговата номинална стойност.

Вместо коефициентите на стабилизация, често се използва т. нар. коефициенти на нестабилност:

1. Коефициент на нестабилност на напрежението

$$(1.4) \quad \kappa_U = \frac{\Delta U_{\text{нзх}}}{\Delta U_{\text{вх}}}.$$

2. Вътрешно съпротивление на стабилизатора

$$(1.5) \quad R_i = \frac{\Delta U_{\text{нзх}}}{\Delta I_{\text{нзх}}}.$$

3. Температурен коефициент на нестабилност

$$(1.6) \quad \kappa_t = \frac{\Delta U_{\text{нзх}}}{\Delta t^\circ}.$$

Освен от горните коефициенти за качествата на стабилизатора се съди и от обхвата на стабилизация, от инертността му и от коефициента на полезно действие.

Обхват на стабилизация се наричат границите, в които изменението на променящата се величина не създава изменение на стабилизираното напрежение, по-голямо от допустимото, т. е. коефициентът на стабилизация остава в зададените норми.

Инертността на стабилизатора се определя от времето, след изтичането на което завършва преходният процес в стабилизатора при подаване на единичен смущаващ импулс.

Класификация на стабилизаторите може да се направи по различни признаци. Според принципа на действие те биват:

- а) параметрични;
- б) компенсационни.

В параметричните стабилизатори се използват електронни елементи с нелинейно съпротивление. Такива са силициевите стабилитрони.

Компенсационните стабилизатори представляват система за автоматично регулиране, затворена с отрицателна обратна връзка. Стабилизацията се постига за сметка на изменението на параметрите на регулиращ елемент, който се управлява от разликата между еталонно напрежение и сигнала от отрицателната обратна връзка.

Регулиращият елемент може да работи в непрекъснат активен или в ключов режим. Затова и стабилизаторите биват:

- а) с непрекъснато (аналогово) действие;
- б) с ключово (импулсно) действие.

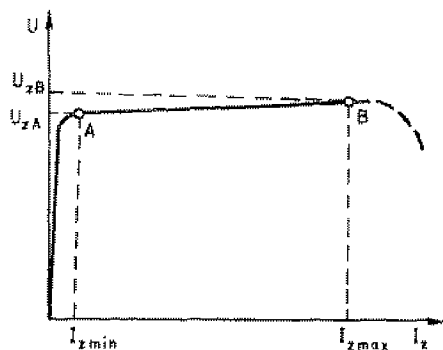
Една единствена единна класификация на стабилизаторите не е възможно да се направи поради голямото разнообразие на признаците, по които се извършва класифицирането. За точното характеризиране на стабилизатора се използват определения по две, три или повече класификации.

1.2. ПАРАМЕТРИЧНИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ.

За стабилизиране на постоянно напрежение се използват нелинейни елементи, наречени стабилитрони. Съществуват много видове стабилитрони, но в момента се използват изключително силициевите стабилитрони.

Силициевият стабилитрон е полупроводников диод, изработен по специална технология, което му дава възможност да работи в режим на обратим пробив в обратна посока.

Волт-амперната характеристика на силициевия стабилитрон е показана на фиг. 1.1. Работният участък се намира между точките *A* и *B*. Точка *A* определя най-ниското работно напрежение върху стабилитрона при най-малкия ток през него, а точка *B* — най-високото напрежение при най-големия допустим ток през него. При по-малък ток от $I_{z\ min}$ стабилизиращ ефект няма, а при по-голям ток от $I_{z\ max}$ стабилитронът се поврежда.

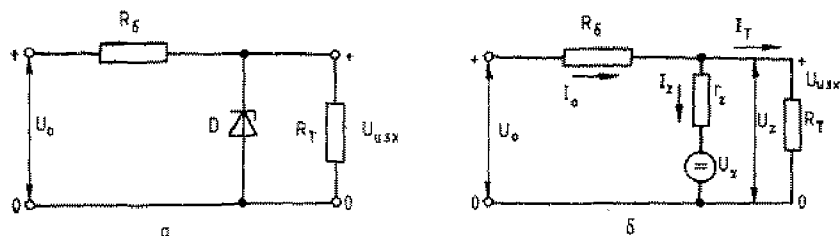


Фиг. 1.1. Волт-амперна характеристика на силициев стабилитрон

Със силициев стабилитрон могат да се изработят следните основни схеми на параметрични стабилизатори на напрежение: едностъпален и многостъпален стабилизатор, стабилизатори с динамично баластно съпротивление и с усилвател на ток.

1.2.1. Проектиране на едностъпален параметричен стабилизатор на напрежение

Схемата на едностъпален параметричен стабилизатор на напрежение е показана на фиг. 1.2. Редът на изчисленията при проектиране на схемата е следният:



Фиг. 1.2. Едностъпален параметричен стабилизатор на напрежение
а — принципа схема; б — еквивалентна схема

1. Уточнява се заданието, а именно: номинално изходно напрежение $U_{изх}$; допустими граници на отклонение на изходното напрежение от номиналната му стойност поради производствен толеранс на стабилитроните от един тип; характер на изходния ток — постоянен или променящ се с времето, и неговата стойност I_T ; коефициент на стабилизация $k_{ст}$; вътрешно съпротивление на стабилизатора R_i ; относително изменение на входното захранващо напрежение; коефициент на пулсации на входното напрежение k_n .

2. Определят се:

а) максималната допустима стойност на изходното напрежение

$$(1.7) \quad U_{изх \max} = U_{изх} (1 + c);$$

б) минималната допустима стойност на изходното напрежение

$$(1.8) \quad U_{изх \min} = U_{изх} (1 - d),$$

където c е допустимото увеличение на изходното напрежение над номиналната му стойност;

d — допустимото намаление на изходното напрежение под номиналната му стойност.

3. Определя се динамичното съпротивление r_z на стабилитрона

$$(1.9) \quad r_z \leq R_i.$$

4. Определя се максималната стойност на тока през стабилитрона (приблизително) —

$$(1.10) \quad I_{z \max} > (1,1 + 2) I_{T \max}.$$

5. Избира се от каталог стабилизатор с подходящи параметри.
6. Изчислява се минималният ток през баластния резистор

$$(1.11) \quad I_0 \min = I_{T \max} + I_{z \min},$$

където $I_{z \min}$ е минималният допустим работен ток на избрания стабилизатор.

7. Предварително се изчислява съпротивлението на баластния резистор

$$(1.12) \quad R_6 \approx \frac{U_{z \min} k_{cr} r_z}{U_{z \min} - k_{cr} r_z I_0 \min} (1 + b + k_{cr}),$$

където b е относителното намаляване на входното напрежение;
 $U_{z \min}$ — минималната стойност на напрежението на стабилизация на избрания стабилизатор;

r_z — динамичното съпротивление на избрания стабилизатор.

8. Изчисляват се номиналната и граничните стойности на входното напрежение

$$(1.13) \quad U_0 \min = (U_{z \max} + R_6 I_0 \min) (1 + 0,5 k_{cr});$$

$$(1.14) \quad U_0 = \frac{U_0 \min}{1 - b};$$

$$(1.15) \quad U_0 \max = U_0 (1 + a),$$

където a е относителното увеличение на входното напрежение.

9. Определя се максималната стойност на тока през стабилизатора при така получените напрежения и баластно съпротивление

$$(1.16) \quad I_{z \max} = \frac{U_0 \max - U_{z \min}}{R_6} - I_{T \min}.$$

10. Ако получената стойност на тока от т. 9 е допустима за избрания стабилизатор, изчисленията продължават от т. 13 на методиката. Ако стойността на максималния ток през стабилизатора надвишава максималната допустима стойност на тока на избрания в т. 5 стабилизатор, съпротивлението на баластния резистор се преизчислява, като се използват данните от т. 4 и 8

$$(1.17) \quad R_0 = \frac{U_0 \max - U_z \min}{I_T \min + I_z \min}$$

11. Отново се изчисляват стойностите на входното напрежение (т. 8).

12. Отново се проверява максималната стойност на тока през стабилитрона (т. 9). Ако и този път тя надвишава максималната допустима, избира се нов стабилитрон с по-голям максимален ток и изчисленията започват от т. 6.

13. Изчислява се коефициентът на стабилизация:

$$(1.18) \quad k_{ст} = \frac{U_{изх \min}}{U_0 \max} \left(1 + \frac{R_0}{R_T \max} + \frac{R_0}{r_z} \right)$$

14. Определя се мощността на баластния резистор

$$(1.19) \quad P_{R_0} = \frac{(U_0 \max - U_{изх \min})^2}{R_0}$$

15. Определя се вътрешното съпротивление на стабилизатора

$$(1.20) \quad R_i = r_z$$

16. Изчислява се средният входен ток на стабилизатора

$$(1.21) \quad I_0 = \frac{U_0 - U_z \min}{R_0}$$

17. Определя се средният к. п. д.

$$(1.22) \quad \eta_{ср} = \frac{(U_{изх \min} + U_{изх \max}) I_T \max}{2U_0 I_0}$$

Посочената последователност на изчисленията е препоръчителна, но в редица случаи може да бъде променена, например, ако захранващото напрежение е зададено предварително и не може да бъде изменено, ако предварително е зададен типът на стабилитрона и т. н.

По-долу е показан един вариант за проектиране на схемата от фиг. 1.2.

Пример 1.1. Да се проектира едностъпален параметричен стабилизатор на напрежение със следните данни: изходно напрежение $U_{изх} = 13 \text{ V}$ с допустими отклонения $+10\%$, -15% ; по-

стоянен товарен ток $I_T = 10 \text{ mA}$; коефициент на стабилизация $k_{cr} \geq 10$; вътрешно съпротивление $R_i \leq 20 \Omega$; относително изменение на входното напрежение $\Delta U_0 = \pm 10\%$; коефициент на пулсации на входното напрежение $k_n = 10\%$.

Изчисление

1. Уеднаквяване на дименсиите и определяне на абсолютните граници на изходното напрежение

— относителното увеличение на входното напрежение е $a=0,1$;

— относителното намаление на входното напрежение е $b=0,1$;

— относителното допустимо увеличение на изходното напрежение е $c=0,1$;

— относителното допустимо намаление на изходното напрежение е $d=0,15$.

Максималната допустима стойност на изходното напрежение се получава

$$U_{\text{изх max}} = U_{\text{изх}} (1+c) = 13 (1+0,1) = 14,3 \text{ V.}$$

Минималната допустима стойност на изходното напрежение се получава

$$U_{\text{изх min}} = U_{\text{изх}} (1-d) = 13 (1-0,15) = 11 \text{ V.}$$

2. Избира се стабилизатор [7, 21] с подходящи параметри. Такъв е Д814Д със следните данни: $U_z = 11,5 \div 14 \text{ V}$, $r_z = 18 \Omega$ при $I_{z \text{ min}} = 5 \text{ mA}$; $I_{z \text{ max}} = 24 \text{ mA}$.

3. Изчислява се минималният ток през баластния резистор

$$I_0 \text{ min} = I_T + I_{z \text{ min}} = 10 + 5 = 15 \text{ mA.}$$

4. Изчислява се съпротивлението на баластния резистор

$$R_0 \approx \frac{U_{z \text{ min}} k_{cr} r_z}{U_{z \text{ min}} - k_{cr} r_z I_0 \text{ min}} (1+b+k_a) =$$

$$= \frac{11,5 \cdot 10 \cdot 18}{11,5 - 10 \cdot 8 \cdot 15 \cdot 10^{-3}} (1+0,1+0,1) = 282 \Omega.$$

Избира се стандартна стойност 300Ω .

5. Изчисляват се номиналната и граничните стойности на входното напрежение

$$U_{0 \min} = (U_z \max + R_G I_{0 \min}) (1 + 0,5 k_n) = \\ = (14 + 300 \cdot 15 \cdot 10^{-3}) (1 + 0,5 \cdot 0,1) = 19,4 \text{ V};$$

$$U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1-b} = \frac{19,4}{1-0,1} = 21,5 \text{ V};$$

$$U_{0 \max} = U_0 (1+a) = 21,5 (1+0,1) = 23,6 \text{ V}.$$

6. Максималната стойност на тока през стабилитрона е

$$I_z \max = \frac{U_{0 \max} - U_z \min}{R_G} - I_T = \frac{23,6 - 11,5}{300} - 0,01 = \\ = 30 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 30 \text{ mA} > 24 \text{ mA}.$$

Получената стойност на тока е много голяма и е недопустима за избрания стабилитрон. Налага се да се преизчисли съпротивлението на баластния резистор с данните от т. 3 и 5

$$R_G = \frac{U_{0 \max} - U_z \min}{I_z + I_T \min} = \frac{23,6 - 11,5}{(10+5) \cdot 10^{-3}} = 800 \ \Omega.$$

Избира се стандартна стойност 820 Ω .

Отново се изчисляват стойностите на входното напрежение по т. 5.

$$U_{0 \min} = (U_z \max + R_G I_{0 \min}) (1 + 0,5 k_n) = \\ = (14 + 820 \cdot 15 \cdot 10^{-3}) (1 + 0,5 \cdot 0,1) = 27,6 \text{ V};$$

$$U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1-b} = \frac{27,6}{1-0,1} = 30,5 \text{ V};$$

$$U_{0 \max} = U_0 (1+a) = 30,5 (1+0,1) = 33,6 \text{ V}.$$

Проверява се отново максималната стойност на тока през стабилитрона

$$I_{z \max} = \frac{U_0 \max - U_z \min}{R_6} = I_T = \frac{33,6 - 11,5}{820} = 0,01 = 17 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 17 \text{ mA} < 24 \text{ mA}.$$

7. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$k_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{изх min}}}{U_0 \max} \left(1 + \frac{R_6}{R_T} + \frac{R_6}{r_z} \right) = \frac{11,5}{33,6} \left(1 + \frac{820}{1200} + \frac{820}{18} \right) = 14.$$

8. Мощността на баластния резистор е

$$P_{R_6} = \frac{(U_0 \max - U_{\text{изх min}})^2}{R_6} = \frac{(33,6 - 11,5)^2}{820} = 0,58 \text{ W}.$$

Избира се резистор с мощност 1 W.

9. Изчислява се вътрешното съпротивление на стабилизатора

$$R_i \approx r_z = 18 \Omega.$$

10. Изчислява се средният к. п. д. Затова е необходимо първо да се пресметне средният входен ток

$$I_0 = \frac{U_0 - U_z \min}{R_6} = \frac{30,5 - 11,5}{820} = 23 \cdot 10^{-3} \text{ A};$$

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{(U_{\text{изх min}} + U_{\text{изх max}}) I_T}{2 U_0 I_0} = \frac{(11,5 + 14) \cdot 0,01}{2 \cdot 30,5 \cdot 0,023} = 0,11.$$

С това проектирането на стабилизатора е завършено.

Ако захранващото напрежение е зададено предварително, проектирането на едностъпалния параметричен стабилизатор на напрежение се опростява и се свежда до избор на стабилитрон, определяне на стойността на R_6 и проверка на коефициента на стабилизация.

Пример 1.2. Да се проектира параметричният стабилизатор от фиг. 1.2 със следните данни: изходно напрежение $U_{\text{изх}} = 7 \text{ V}$ с допустимо отклонение $\pm 25 \%$, -0% ; товарен ток — постоянен $I_T = 1 \text{ mA}$; входно напрежение $U_0 = 12 \text{ V}$; изменение на входното напрежение $\pm 1 \text{ V}$; пулсации няма.

Изчисление

1. Относителното увеличение на изходното напрежение е $\epsilon = 0,25$, а относителното му намаление — $d = 0$.

Максималната допустима стойност на изходното напрежение е

$$U_{\text{изх макс}} = U_{\text{изх}} (1 + \epsilon) = 7 (1 + 0,25) = 8,75 \text{ V.}$$

Минималната допустима стойност на изходното напрежение е

$$U_{\text{изх мин}} = U_{\text{изх}} (1 - d) = 7 (1 - 0) = 7 \text{ V.}$$

2. Избира се стабилитрон [7, 21] с подходящи параметри. Такъв е Д814А със следните данни: $U_z = 7 \div 8,5 \text{ V}$; $r_z = 12 \Omega$ при $I_z \text{ мин доп} = 5 \text{ mA}$; $I_z \text{ макс доп} = 40 \text{ mA}$.

3. Изчислява се минималният ток през баластния резистор

$$I_0 \text{ мин} = I_r + I_z \text{ мин} = 1 + 5 = 6 \text{ mA.}$$

4. Определят се максималната и минималната стойност на захранващото напрежение

$$U_0 \text{ макс} = U_0 + \Delta U_0 = 12 + 1 = 13 \text{ V};$$

$$U_0 \text{ мин} = U_0 - \Delta U_0 = 12 - 1 = 11 \text{ V.}$$

5. Определя се съпротивлението на баластния резистор (максимална стойност)

$$R_6 = \frac{U_0 \text{ мин} - U_z \text{ макс}}{I_0 \text{ мин}} = \frac{11 - 8,5}{6 \cdot 10^{-3}} = 417 \Omega.$$

Избира се $R_6 = 390 \Omega$.

6. Проверява се максималната стойност на тока през стабилитрона

$$I_z \text{ макс} = \frac{U_0 \text{ макс} - U_z \text{ мин}}{R_6} = \frac{13 - 7}{390} = 15 \cdot 10^{-3} \text{ A};$$

$$I_z \text{ макс} = 15 \text{ mA} < I_z \text{ макс доп} = 40 \text{ mA.}$$

7. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$k_{ст} = \frac{U_{нах\ min}}{U_{0\ max}} \left(1 + \frac{R_6}{R_T} + \frac{R_6}{r_z} \right) = \frac{7}{13} \left(1 + \frac{390}{1200} + \frac{390}{12} \right) = 18.$$

8. Мощността на баластния резистор е

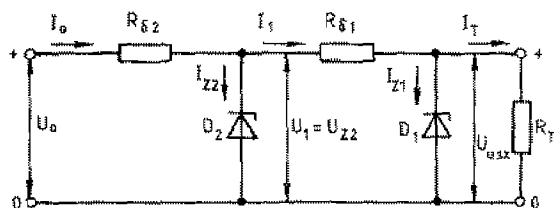
$$P_{R_6} = \frac{(U_{0\ max} - U_{нах\ min})^2}{R_6} = \frac{(13 - 7)^2}{390} = 0,092\ W.$$

Избира се резистор с мощност 0,125 W.

1.2.2. Проектиране на двустъпален параметричен стабилизатор на напрежение

Схемата на двустъпален параметричен стабилизатор на напрежение е показана на фиг. 1.3.

Редът на изчисляване е същият както при едностъпалния стабилизатор, като двете стъпала се изчисляват едно след друго. Последователността е следната:



Фиг. 1.3. Двустъпален параметричен стабилизатор на напрежение

1. Уточнява се заданието, а именно: номиналното изходно напрежение $U_{нах}$; допустимите граници на отклонение на изходното напрежение от номиналната му стойност, относително увеличение на напрежението c и относително намаление на изходното напрежение d ; коефициентът на стабилизация $k_{ст}$; вътрешното съпротивление на стабилизатора R_i ; относителното увеличение на входното напрежение a ; относителното намаление на входното напрежение b ; коефициентът на пулсации на входното напрежение k_n . Поради специфичните особености на тази схема товарният ток I_T обикновено е постоянен или с много малки изменения във времето.

2. Общият коефициент на стабилизация се разпределя между двете стъпала, като се препоръчват съотношенията

$$(1.23) \quad k_{ст1} = (2 \div 3) k_{ст2};$$

$$(1.24) \quad k_{ст} = k_{ст1} k_{ст2}.$$

3. Изчислява се приблизителната стойност на относителното изменение на изходното напрежение на втория (входния) стабилизатор

$$(1.25) \quad \Delta U_1 = \frac{\Delta U_2}{k_{ст2}} = \frac{a+b}{k_{ст2}}.$$

Тази промяна обикновено е с малка стойност и позволява да се приеме, че първият (изходният) стабилизатор е захранен с неизменно напрежение. Затова се приема, че и токът през първия стабилизатор е неизменен.

4. Определят се:

а) максималната допустима стойност на изходното напрежение

$$(1.26) \quad U_{изх\ max} = U_{изх} (1+c);$$

б) минималната допустима стойност на изходното напрежение

$$(1.27) \quad U_{изх\ min} = U_{изх} (1-d).$$

5. Определя се динамичното съпротивление на стабилизатора D_1

$$(1.28) \quad r_2 \leq R_L.$$

6. Определя се приблизително максималната стойност на тока през стабилизатора D_1

$$(1.29) \quad I_{z1\ max} \geq 1,2 I_T\ max.$$

7. По данните от т. 4÷6 от каталог се избира стабилизатор с подходящи параметри.

8. Изчислява се минималният ток през баластния резистор $R_{с1}$

$$(1.30) \quad I_1\ min = I_T + I_{z1\ min}.$$

където $I_{z1 \min}$ е минималният допустим работен ток на избрания стабилизатор.

9. Предварително се изчислява съпротивлението на баластния резистор

$$(1.31) \quad R_{61} = \frac{k_{cr1} r_{z1} U_{z1 \min}}{U_{z1 \min} - k_{cr1} r_{z1} I_{z1 \min}}.$$

10. Изчислява се минималната стойност на входното напрежение на първия стабилизатор, което е едновременно и изходно напрежение на втория стабилизатор

$$(1.32) \quad U_{1 \min} = U_{z1 \max} + R_{61} I_{1 \min}.$$

11. Избира се типът на втория стабилизатор, който трябва да отговаря на следните данни: $U_{z2 \min} \geq U_{1 \min}$ и $I_{z2 \max} \geq 1,5 I_{1 \max}$.

12. Определя се максималната стойност на тока през първия стабилизатор при така полученото напрежение и баластно съпротивление

$$(1.33) \quad I_{z1 \max} = \frac{U_{z2 \max} - U_{z1 \min}}{R_{61}} - I_T.$$

13. Ако получената стойност на тока от т. 12 е допустима за избрания стабилизатор, изчисленията продължават от т. 16 на методиката. Ако стойността на максималния ток през стабилизатора D_1 надвишава максималната допустима стойност на тока на избрания в т. 7 стабилизатор, съпротивлението на баластния резистор се преизчислява, като се използват данните от т. 8 и 12:

$$(1.34) \quad R_{61} = \frac{U_{z2 \max} - U_{z1 \min}}{I_{z1 \min} + I_T}.$$

14. Отново се изчислява минималната стойност на входното напрежение на първия стабилизатор (т. 10). Избира се друг тип на втория стабилизатор, който да отговаря на условията от т. 11.

15. Отново се проверява максималната стойност на тока през първия стабилизатор (т. 12) при новите стойности на входното напрежение и новото баластно съпротивление.

16. Изчислява се мощността на резистора R_{61}

$$(1.35) \quad P_{R_{61}} = \frac{(U_{z2 \max} - U_{z1 \min})^2}{R_{61}}.$$

17. Изчислява се максималният ток през баластния резистор R_{61}

$$(1.36) \quad I_{1 \max} = I_T + I_{z1 \max}.$$

18. Определя се минималният ток през втория баластен резистор R_{62}

$$(1.37) \quad I_{0 \min} = I_{1 \max} + I_{z2 \min}.$$

19. Изчислява се съпротивлението на втория баластен резистор R_{62}

$$(1.38) \quad R_{62} = \frac{U_{z2 \min} k_{cr2} r_{z2}}{U_{z2 \min} - k_{cr2} r_{z2} I_{0 \min}} (1 + b + k_n).$$

20. Изчисляват се номиналната и граничните стойности на входното напрежение

$$(1.39) \quad U_{0 \min} = (U_{z2 \max} + R_{62} I_{0 \min}) (1 + 0,5 k_n);$$

$$(1.40) \quad U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1 - b};$$

$$(1.41) \quad U_{0 \max} = U_0 (1 + a).$$

21. Проверява се максималната стойност на тока през втория стабилизатор D_2

$$(1.42) \quad I_{z2 \max} = \frac{U_{0 \max} - U_{z2 \min}}{R_{62}} - I_{1 \min}.$$

22. Изчислява се мощността на резистора R_{62}

$$(1.43) \quad P_{R_{62}} = \frac{(U_{0 \max} - U_{z2 \min})^2}{R_{62}}.$$

23. Изчислява се коефициентът на стабилизация на схемата

$$(1.44) \quad k_{cr} = \frac{U_{z1 \min}}{U_{0 \max}} \cdot \frac{R_{61} R_{62}}{r_{z1} r_{z2}}.$$

24. Вътрешното съпротивление на стабилизатора е

$$(1.45) \quad R_i \approx r_{z1}.$$

25. Изчислява се средният к. п. д. на стабилизатора

$$(1.46) \quad \eta_{\text{ср}} = \frac{2(U_{z1 \text{ min}} + U_{z1 \text{ max}}) I_{\tau}}{(U_{0 \text{ min}} + U_{0 \text{ max}})(I_{0 \text{ min}} + I_{0 \text{ max}})}$$

Пример 1.3. Да се проектира двустъпален параметричен стабилизатор на напрежение със следните данни: изходно напрежение $U_{\text{изх}} = 7 \div 8,5 \text{ V}$; товарен ток — неизменен $I_{\tau} = 5 \text{ mA}$; коефициент на стабилизация $k_{\text{ср}} \geq 90$; изменение на входното напрежение $\Delta U_0 = \pm 15 \%$; коефициент на пулсации на входното напрежение $k_n = 0,1$.

Изчисление

1. Относителните изменения на входното напрежение са $a = 0,15$ и $b = 0,15$.

2. Избира се коефициентът на стабилизация на първия стабилизатор

$$k_{\text{ср1}} = 15.$$

3. Изчислява се коефициентът на стабилизация на втория стабилизатор

$$k_{\text{ср2}} = \frac{k_{\text{ср}}}{k_{\text{ср1}}} = \frac{90}{15} = 6.$$

4. Изчислява се приблизителната стойност на относителното изменение на изходното напрежение на втория стабилизатор

$$\Delta U_{\text{I}} = \frac{\Delta U_0}{k_{\text{ср2}}} = \frac{a+b}{k_{\text{ср2}}} = \frac{0,15+0,15}{6} = 0,05.$$

Тази малка стойност позволява да се допусне, че изходният стабилизатор се захранва с неизменно напрежение, следователно токът през стабилитрона е постоянен.

5. Избира се типът на стабилитрона [7, 21]. Най-подходящ е Д814А със следните данни: $U_{z1 \text{ min}} = 7 \text{ V}$; $U_{z1 \text{ max}} = 8,5 \text{ V}$; $r_{z1} = 6 \Omega$ при $I_{z1 \text{ min}} = 5 \text{ mA}$; максимално допустим ток $I_{z1 \text{ max}} = 40 \text{ mA}$.

6. Изчислява се минималният ток на баластния резистор $R_{\text{б1}}$

$$I_{1 \text{ min}} = I_{\tau} + I_{z1 \text{ min}} = 5 + 5 = 10 \text{ mA}.$$

7. Изчислява се съпротивлението на баластния резистор $R_{\text{б1}}$

$$R_{\text{б1}} = \frac{k_{\text{ср1}} r_{z1} U_{z1 \text{ min}}}{U_{z1 \text{ min}} - k_{\text{ср1}} r_{z1} I_{1 \text{ min}}} = \frac{15 \cdot 6 \cdot 7}{7 - 15 \cdot 6 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 103 \Omega.$$

Избира се стандартна стойност 100Ω .

8. Изчислява се минималната стойност на входното напреже-

ние на първия стабилизатор, което е едновременно и изходно напрежение на втория стабилизатор

$$U_{z2 \min} = U_{I \min} = U_{z1 \max} + R_{61} I_1 = 8,5 + 100 \cdot 0,01 = 9,5 \text{ V.}$$

9. Избира се типът на втория стабилизатор. Подходящ е Д814Г със следните данни: $U_{z2 \min} = 10 \text{ V}$; $U_{z2 \max} = 12 \text{ V}$; $r_{z2} = 15 \Omega$ при $I_{z2 \min} = 5 \text{ mA}$; $I_{z2 \max} = 29 \text{ mA}$.

10. Прави се проверка на максималния възможен ток през първия стабилизатор при $U_{z2 \max} = 12 \text{ V}$

$$I_{z1 \max} = \frac{U_{z2 \max} - U_{z1 \min}}{R_{61}} - I_T = \frac{12 - 7}{100} - 0,005 = 0,045 \text{ A.}$$

Този ток е недопустим за диода Д814А, затова се преизчислява съпротивлението на R_{61}

$$R_{61} = \frac{U_{z2 \max} - U_{z1 \min}}{I_{z1 \min} + I_T} = \frac{12 - 7}{(5 + 5) \cdot 10^{-3}} = 500 \Omega.$$

11. Отново се изчислява минималната стойност на входното напрежение на първия стабилизатор (т. 8)

$$U_{z2 \min} = U_{I \min} = U_{z1 \max} + R_{61} I_1 = 8,5 + 500 \cdot 0,01 = 13,5 \text{ V.}$$

12. Избира се друг тип на втория стабилизатор — Д815Е, със следните данни: $U_{z2 \min} = 13,5 \text{ V}$; $U_{z2 \max} = 16,5 \text{ V}$; $I_{z \min} = 25 \text{ mA}$; $r_{z2} = 25 \Omega$; $I_{z2 \max} = 550 \text{ mA}$.

13. Прави се отново проверка на максималния възможен ток през първия стабилизатор при $U_{z2 \max} = 16,5 \text{ V}$

$$I_{z1 \max} = \frac{U_{z2 \max} - U_{z1 \min}}{R_{61}} - I_T = \frac{16,5 - 7}{500} - 0,005 = 0,014 \text{ A.}$$

Тази стойност е допустима.

14. Мощността на резистора R_{61} е

$$P_{R_{61}} = \frac{(U_{z2 \max} - U_{z1 \min})^2}{R_{61}} = \frac{(16,5 - 7)^2}{500} = 0,2 \text{ W.}$$

Избира се резистор с мощност 0,5 W.

15. Изчислява се максималният ток през баластния резистор R_{61}

$$I_1 \max = I_T + I_{z1 \max} = 5 + 14 = 19 \text{ mA.}$$

16. Изчислява се минималният ток през баластния резистор R_{62}

$$I_0 \min = I_1 \max + I_{z2 \min} = 19 + 25 = 44 \text{ mA.}$$

17. Изчислява се съпротивлението на баластния резистор R_{62}

$$R_{62} = \frac{U_{z2 \min} k_{cr2} r_{z2}}{U_{z2 \min} - k_{cr2} r_{z2} I_0 \min} (1 + b + k_{cr}) =$$

$$= \frac{13,5 \cdot 6 \cdot 25}{13,5 - 6 \cdot 25 \cdot 0,044} (1 + 0,15 + 0,1) = 146 \ \Omega.$$

Избира се стандартна стойност $R_{62} = 150 \ \Omega$.

18. Изчислява се входното напрежение

$$U_0 \min = (U_{z2 \max} + R_{62} I_0 \min) (1 + 0,5 k_{cr}) =$$

$$= (16,5 + 150 \cdot 0,044) (1 + 0,5 \cdot 0,1) = 24,2 \text{ V};$$

$$U_0 = \frac{U_0 \min}{1 - b} = \frac{24,2}{1 - 0,15} = 28,4 \text{ V};$$

$$U_0 \max = U_0 (1 + a) = 28,4 (1 + 0,15) = 32,6 \text{ V}.$$

19. Изчислява се максималната стойност на тока през втория стабилизатор D_2

$$I_{z2 \max} = \frac{U_0 \max - U_{z2 \min}}{R_{62}} - I_1 \min = \frac{32,6 - 13,5}{150} - 0,01 =$$

$$= 117 \cdot 10^{-3} \text{ A} < I_{z2 \max \text{ доп}} = 550 \text{ mA}.$$

20. Изчислява се мощността на резистора R_{62}

$$P_{R_{62}} = \frac{(U_0 \max - U_{z2 \min})^2}{R_{62}} = \frac{(32,6 - 13,5)^2}{150} = 2,4 \text{ W}.$$

Избира се резистор с мощност 3 W.

21. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$k_{cr} = \frac{U_{z1 \min}}{U_0 \max} \cdot \frac{R_{61} R_{62}}{r_{z1} r_{z2}} = \frac{7}{32,6} \cdot \frac{500 \cdot 150}{6 \cdot 25} = 107.$$

22. Изчислява се вътрешното съпротивление на стабилизатора

$$R_l = r_{z1} = 6 \ \Omega.$$

23. Изчислява се максималният входен ток на стабилизатора

$$I_0 \max = \frac{U_0 \max - U_{z2 \min}}{R_{62}} = \frac{32,6 - 13,5}{150} = 0,127 \text{ A}.$$

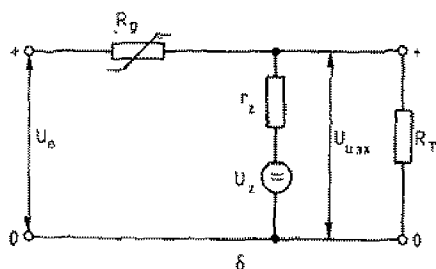
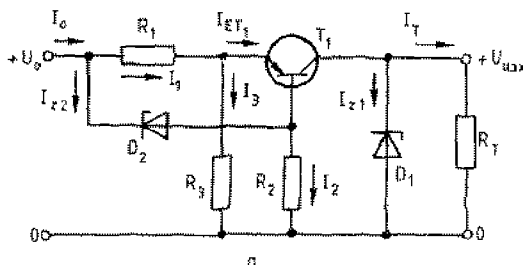
24. Изчислява се средният коефициент на полезно действие на стабилизатора

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{2(U_{z1 \text{ min}} + U_{z1 \text{ max}}) I_T}{(U_0 \text{ min} + U_0 \text{ max})(I_0 \text{ min} + I_0 \text{ max})} = \frac{2(7 + 8,5) 5}{(24,2 + 32,6)(44 + 127)} = 0,016 = 1,6 \%$$

Вижда се, че тази схема има много лоши енергийни показатели и не се препоръчва за мощни консуматори.

1.2.3. Проектиране на параметричен стабилизатор на напрежение с динамично баластно съпротивление

Чрез използване в едностъпаден параметричен стабилизатор на напрежение с голямо динамично съпротивление (стабили-



Фиг. 1.4. Параметричен стабилизатор на напрежение с динамично баластно съпротивление
 а — принципна схема; б — еквивалентна схема

затор на ток) вместо резистор за баластно съпротивление се постига голям коефициент на стабилизация. Принципната схема на стабилизатора е показана на фиг. 1.4 а, а еквивалентната заместваща схема — на фиг. 1.4 б. Елементите на схемата се изчисляват аналогично на обикновения параметричен стабилизатор на напрежение. Редът на изчисленията е следният:

1. Уточнява се заданието:

$U_{\text{взх}}$ — изходно напрежение;

c — допустимо увеличение на изходното напрежение над номиналната му стойност;

d — допустимо намаление на изходното напрежение под номиналната му стойност;

$I_{\text{T min}}$ — минимална стойност на товарния ток;

$I_{\text{T max}}$ — максимална стойност на товарния ток;

a — относително увеличение на захранващото напрежение;

b — относително намаление на захранващото напрежение;

k_{CT} — коефициент на стабилизация;

R_i — вътрешно съпротивление на стабилизатора;

$k_{\text{п}}$ — коефициент на пулсации на входното напрежение.

2. Определят се допустимите граници на работното напрежение на стабилизатора

$$(1.47) \quad U_{z \text{ min}} \geq U_{\text{взх}} (1-d);$$

$$(1.48) \quad U_{z \text{ max}} \leq U_{\text{взх}} (1+c).$$

3. Предварително приблизително се определя максималният работен ток на стабилизатора

$$(1.49) \quad I_{z \text{ max}} \approx 1,2 \Delta I_{\text{T}} = 1,2 (I_{\text{T max}} - I_{\text{T min}}).$$

4. Определя се динамичното съпротивление на стабилизатора

$$(1.50) \quad r_z \leq R_i.$$

5. По данните от т. 2, 3 и 4 се избира от каталог типът на стабилизатора.

6. Определя се минималният ток през стабилизатора $I_{z \text{ min}}$ така, че да е спазено условието $r_z \leq R_i$.

7. Изчислява се максималният ток през стабилизатора

$$(1.51) \quad I_{z \text{ max}} = I_{z \text{ min}} + I_{\text{T max}} - I_{\text{T min}}.$$

Ако получената стойност на тока надхвърля допустимия ток за избрания стабилизатор, избира се друг тип стабилизатор и се преизчисляват т. 6 и 7.

8. Определят се номиналната и граничните стойности на входното напрежение

$$(1.52) \quad U_{0 \min} = \frac{U_{z \max} + 5}{1 - k_{\text{н}}}$$

$$(1.53) \quad U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1 - b};$$

$$(1.54) \quad U_{0 \max} = U_0 (1 + a).$$

9. Изчислява се максималното работно напрежение колектор-емитер на транзистора

$$(1.55) \quad U_{CE} = U_{0 \max} - U_{z \min}.$$

10. Определя се максималното аварийно напрежение върху транзистора при късо съединение на изхода на стабилизатора

$$(1.56) \quad U_{CE \text{ къс}} = U_{0 \max}.$$

11. Изчислява се колекторният ток на транзистора

$$(1.57) \quad I_C = I_{z \min} + I_{T \max}.$$

12. Изчислява се максималната мощност, разсейвана от транзистора при номинален работен режим

$$(1.58) \quad P_{C \max} = U_{CE} I_C.$$

13. Максималната мощност, разсейвана от транзистора при късо съединение на изхода, е

$$(1.59) \quad P_{C \text{ къс}} = U_{CE \text{ къс}} I_C.$$

14. По данните от т. 9÷13 се избира от каталог типът на транзистора.

15. Избира се типът на стабилитрона D_z . Понеже във формула (1.52), т. 8 беше прието минимално работно напрежение на стабилизатора на ток, равно на 5 V, напрежението на стабилитрона трябва да е по-малко от 3 V, за да остане между база-колектор на транзистора напрежение 2 V. Стабилитрони с толкова ниско работно напрежение имат ограничено производство и се доставят трудно, затова често вместо стабилитрон се използват два или три диода, свързани последователно в права посока. При средна стойност на правото напрежение на един диод, рав-

на на 0,7 V, еталонното напрежение на D_2 се получава равно на 1,4 V или 2,1 V и стабилизаторът на ток се проектира с тази стойност. Динамичното съпротивление на D_2 е равно на сумата от динамичните съпротивления на последователно свързаните диоди.

16. Изчислява се базовият ток на транзистора

$$(1.60) \quad I_B = \frac{I_C}{\beta_{21E}}$$

17. Определя се минималната стойност на тока през резистора R_2

$$(1.61) \quad I_{z2 \min} \geq 10 I_B.$$

Ако стойността на този ток е недостатъчна, за да осигури нормален работен режим на стабилизатора D_2 , избира се нова, по-голяма стойност на тока.

18. Изчислява се съпротивлението на резистора R_2

$$(1.62) \quad R_2 = \frac{U_{0 \min} - U_{z2}}{I_{z2 \min}}.$$

19. Определя се максималният ток през R_2

$$(1.63) \quad I_{z2 \max} = \frac{U_{0 \max} - U_{z2}}{R_2}.$$

20. Определя се разсейваната мощност в резистора R_2

$$(1.64) \quad P_{R2} = (U_{0 \max} - U_{z2}) I_{z2 \max}.$$

21. Изчислява се съпротивлението на резистора R_1

$$(1.65) \quad R_1 = \frac{U_{z2} - U_{BE}}{I_C} = \frac{U_{z2} - 0,6}{I_C}.$$

Ако е необходимо точно настройване на тока през транзистора, за да се компенсират толерансите на активните и пасивните елементи на схемата, резисторът R_1 се прави регулируем.

22. Определя се динамичното съпротивление на стабилизатора на ток

$$(1.66) \quad R_d = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_{E1}} = \frac{R_2}{r_{z2}} \left(\frac{h_{11E}}{h_{21E}} + 2R_1 \right) \approx 2 \frac{R_2 R_1}{r_{z2}}.$$

23. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$(1.67) \quad k_{ст} = \frac{U_{z1 \min}}{U_0} \frac{R_d}{r_{z1}}.$$

Ако получената стойност е по-малка, но е близо до зададената и е необходимо коефициентът на стабилизация да се увеличи до два пъти, се включва резисторът R_3 . Неговото съпротивление се изчислява приблизително и той се изработва регулируем (тример)

$$(1.68) \quad R_3 \approx R_1 \frac{U_{0 \max} - U_{0 \min}}{r_{z2} (I_{z2 \max} - I_{z2 \min})}.$$

Пример 1.4. Да се проектира параметричен стабилизатор на напрежение по схемата от фиг. 1.4 а със следните данни: изходно напрежение $U_{изз} = 10 \text{ V} \pm 15\%$; товарен ток — променящ се $I_T = 0 \div 15 \text{ mA}$; изменение на входното напрежение $\Delta U_0 = \pm 15\%$; коефициент на стабилизация $k_{ст} \geq 100$; вътрешно съпротивление $R_i \leq 20 \Omega$; коефициент на пулсации на входното напрежение $k_{п} = 15\%$.

Изчисление

1. Относителното увеличение на входното напрежение е $a = 0,15$, а относителното му намаление — $b = 0,15$.
2. Относителните граници на изходното напрежение са:
 - горна граница $c = 0,15$;
 - долна граница $d = 0,15$.
3. Относителният коефициент на пулсации е $k_{п} = 0,15$.
4. Допустимите граници на работното напрежение на стабилизатора, т. е. на изходното напрежение, са

$$U_{z \min} \geq U_{изз} (1 - d) = 10 (1 - 0,15) = 8,5 \text{ V};$$

$$U_{z \max} \leq U_{изз} (1 + c) = 10 (1 + 0,15) = 11,5 \text{ V}.$$

5. С известно приближение предварително се изчислява максималният работен ток през стабилизатора

$$I_{z1 \max} \approx 1,1 \Delta I_T = 1,1 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,0165 \text{ A}.$$

6. По данните от т. 3, 4 и от задаването се избира типът на стабилизатора. Подходящ е Д814В със следните данни: $U_{z \min} = 9 \text{ V}$; $U_{z \max} = 10,5 \text{ V}$; $r_{z(1)} = 25 \Omega$ при ток на стабилизация 1 mA ;

$r_{z(5)} = 12 \Omega$ при ток на стабилизация 5 mA; $I_{z \max} = 32 \text{ mA}$.

7. Минималният ток през стабилитрона се определя от условието за вътрешното съпротивление на стабилизатора $r_z = R_t \leq \leq 20 \Omega$. Вижда се, че токът 1 mA не е достатъчен. Избира се $I_{z \min} = 5 \text{ mA}$.

8. Изчислява се максималният ток през стабилитрона

$$I_{z1 \max} = I_{z1 \min} + I_T \max - I_T \min = \\ = 5 \cdot 10^{-3} + 15 \cdot 10^{-3} - 0 = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 20 \text{ mA}.$$

Този ток е по-малък от максималния допустим за този стабилитрон и е приемлив.

9. Определят се стойностите на входното напрежение

$$U_{0 \min} = \frac{U_{z \max} + 5}{1 + k_n} = \frac{11,5 + 5}{1 - 0,15} = 20 \text{ V};$$

$$U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1 - b} = \frac{20}{1 - 0,15} = 23,5 \text{ V};$$

$$U_{0 \max} = U_0 (1 + a) = 23,5 (1 + 0,15) = 29 \text{ V}.$$

10. Изчислява се максималното работно напрежение колектор-емитер на транзистора

$$U_{CE} \approx U_{0 \max} - U_{z1 \min} = 29 - 9 = 20 \text{ V}.$$

11. Максималното напрежение върху транзистора при аварийен режим (късо съединение на изхода) е

$$U_{CE \text{ кс}} \approx U_{0 \max} = 29 \text{ V}.$$

12. Определя се колекторният ток на транзистора

$$I_C = I_{z1 \min} + I_T \max = 5 \cdot 10^{-3} + 15 \cdot 10^{-3} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

13. Максималната мощност, разсейвана от транзистора при късо съединение на изхода, е

$$P_{C \text{ кс}} = U_{CE \text{ кс}} I_C = 29 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,58 \text{ W}.$$

14. Максималната мощност, разсейвана от транзистора при нормален работен режим, е

$$P_C = U_{CE} I_C = 20 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,4 \text{ W}.$$

15. По данните от т. 10 ÷ 14 се избира типът на транзистора. Подходящ за целта е 2Т6821 (със синя точка) със следните данни: $U_{CE \max} = 50 \text{ V}$; $I_C \max = 500 \text{ mA}$; $P_{C \max} = 600 \text{ mW}$; $h_{21E} = 130$.

16. Избира се типът на диода D_2 . Понеже минималното напрежение върху стабилизатора на ток вече е избрано равно на 5 V (т. 9), напрежението на стабилитрона D_2 трябва да бъде по-малко от 2 V. За стабилитрон се използват два силициеви дио.

да тип КД5606, свързани последователно в права посока. При ток $I_{z2} \geq 1$ mA напрежението върху всеки диод е приблизително 0,7 V, а вътрешното му съпротивление е $r_{z2} \approx 3 \Omega$. Тогава

$$U_{z2\Sigma} = 2U_{z2} = 2 \cdot 0,7 = 1,4 \text{ V};$$

$$r_{z2\Sigma} = 2r_{z2} = 2 \cdot 3 = 6 \Omega.$$

17. Изчислява се базовият ток на транзистора

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{130} = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 0,15 \text{ mA}.$$

18. Избира се минималният ток през резистора R_2

$$I_{z2 \text{ min}} \geq 10 I_B = 10 \cdot 0,15 = 1,5 \text{ mA}.$$

За осигуряване на стабилна работна точка на диодите D_2 токът се приема $I_{z2 \text{ min}} = 2 \text{ mA}$.

19. Изчислява се съпротивлението на резистора R_2

$$R_2 = \frac{U_0 \text{ min} - U_{z2\Sigma}}{I_{z2 \text{ min}}} = \frac{20 - 1,4}{2 \cdot 10^{-3}} = 9,3 \cdot 10^3 \Omega.$$

Избира се стандартна стойност $R_2 = 9,1 \text{ k}\Omega$.

20. Максималният ток през R_2 е

$$I_{z2 \text{ max}} = \frac{U_0 \text{ max} - U_{z2\Sigma}}{R_2} = \frac{29 - 1,4}{9,1 \cdot 10^3} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 3 \text{ mA}.$$

Този ток е допустим за избраните диоди.

21. Мощността на резистора R_2 е

$$P_{R2} = (U_0 \text{ max} - U_{z2\Sigma}) I_{z2 \text{ max}} = (29 - 1,4) 3 \cdot 10^{-3} = 0,083 \text{ W}.$$

Избира се резистор с мощност 0,125 W.

22. Изчислява се съпротивлението на резистора R_1

$$R_1 = \frac{U_{z2\Sigma} - 0,6}{I_C} = \frac{1,4 - 0,6}{0,020} = 40 \Omega.$$

Избира се стандартна стойност $R_1 = 39 \Omega$.

23. Приблизително се определя динамичното съпротивление на стабилизатора на ток (фиг. 1.4 б). Използват се формулите

$$R_x \approx \frac{80}{I_C} \text{ — при PNP транзистор};$$

$$R_x \approx \frac{200}{I_C} \text{ — при NPN транзистор}.$$

$$\text{В случая } R_x \approx \frac{80}{I_C} = \frac{80}{20 \cdot 10^{-3}} = 4 \cdot 10^3 \Omega.$$

24. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$k_{ct} = \frac{U_r \min}{U_0} \frac{R_k}{r_{z1}} = \frac{9}{29} \frac{4000}{12} = 100.$$

Тази стойност е на границата на допустимата. За да се повиши коефициентът на стабилизация, трябва да се увеличи R_d . Това най-лесно се постига чрез въвеждане на отрицателна обратна връзка по входно напрежение чрез резистора R_3 .

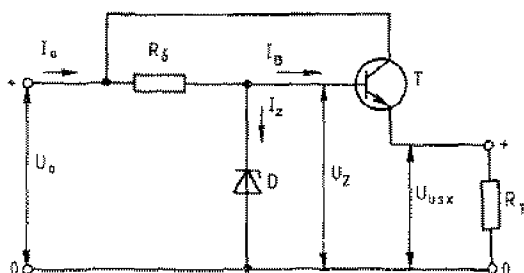
25. Изчислява се съпротивлението на резистора R_3 .

$$R_3 \approx R_1 \frac{U_0 \max - U_0 \min}{r_{z2} (I_{z2 \max} - I_{z2 \min})} = 39 \frac{29 - 20}{6 (3 - 2) 10^{-3}} = 60 \cdot 10^3 \Omega.$$

За да може по-точно да се настрои режимът на работа на стабилизатора на ток, резисторът R_3 се изработва от постоянен резистор и потенциометър, свързани последователно.

1.2.4. Проектиране на параметричен стабилизатор на напрежение с усилвател на ток в изхода

Когато е необходимо да се разшири обхватът по ток на параметричния стабилизатор на напрежение, към изхода му се свързва усилвател на ток. Схемата е показана на фиг. 1.5. Резисторът R_g и стабилитронът D образуват обикновен параметри-



Фиг. 1.5. Параметричен стабилизатор на напрежение с усилвател на ток

чен стабилизатор на напрежение. Транзисторът T работи в схема с емитерен товар и усилва изходния ток. Редът на изчисленията е следният:

1. Уточняват се изходните данни:

$U_{изх}$ — изходно напрежение;

c — допустимо увеличение на изходното напрежение над номиналната му стойност;

d — допустимо намаление на изходното напрежение под номиналната му стойност;

$I_{T \min}$ — минимална стойност на товарния ток;

$I_{T \max}$ — максимална стойност на товарния ток;

a — относително увеличение на захранващото напрежение;

b — относително намаление на захранващото напрежение;

k_n — коефициент на пулсации на захранващото напрежение;

$k_{ст}$ — коефициент на стабилизация;

R_i — вътрешно съпротивление на стабилизатора.

2. Определят се допустимите граници на работното напрежение на стабилизатора

$$(1.69) \quad U_{z \min} \geq U_{нзх} (1-d) + 0,6;$$

$$(1.70) \quad U_{z \max} \leq U_{нзх} (1+c) + 0,6.$$

3. Избира се стабилизатор с мощност $0,3 \div 0,5$ W.

4. Определя се минималната стойност на статичния коефициент на усилване по ток на транзистора по две условия:

а) за постигане на зададеното вътрешно съпротивление на стабилизатора

$$(1.71) \quad h_{21E} \geq 1,1 \frac{r_z}{R_i};$$

б) за съгласуване на тока на стабилизатора с товарния ток

$$(1.72) \quad h_{21E} \geq 5 \frac{I_{T \max}}{I_{z \max} - I_{z \min}}.$$

От тези две стойности се избира по-голямата.

5. Определят се максималният и минималният базов ток на транзистора

$$(1.73) \quad I_{B \max} = \frac{I_{T \max}}{h_{21E}};$$

$$(1.74) \quad I_{B \min} = \frac{I_{T \min}}{h_{21E}}.$$

6. Изчислява се съпротивлението на баластния резистор

$$(1.75) \quad R_6 = \frac{U_{z \min} k_{сг} r_z}{U_{z \min} - k_{сг} r_z (I_{z \min} + I_{B \max})} (1 + b + k_n).$$

7. Определят се номиналната и граничните стойности на входното напрежение

$$(1.76) \quad U_{0 \min} = [U_{z \max} + R_6(I_{z \min} + I_{B \max})](1 + 0,5 k_n);$$

$$(1.77) \quad U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1 - b};$$

$$(1.78) \quad U_{0 \max} = U_0(1 + a).$$

8. Определя се максималната стойност на тока през стабилизатора

$$(1.79) \quad I_{z \max} = \frac{U_{0 \max} - U_{z \min}}{R_6} - I_{B \min}.$$

Ако получената стойност на тока е по-голяма от допустимата за избрания тип стабилизатор, съпротивлението на резистора R_6 се преизчислява по формулата

$$(1.80) \quad R_6 = \frac{U_{0 \max} - U_{z \min}}{I_{z \min} + I_{B \min}}.$$

След това се преизчисляват стойностите на захранващото напрежение по т. 7 и отново се изчислява максималната стойност на тока през стабилизатора. Ако тя е допустима, изчислява се по-нататък.

9. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$(1.81) \quad k_{st} = \frac{U_{z \min} - 0,6}{U_{0 \max}} \left(1 + \frac{R_6}{h_{21E} R_T} + \frac{R_6}{r_z} \right).$$

10. Изчислява се мощността на баластния резистор

$$(1.82) \quad P_{R_6} = \frac{(U_{0 \max} - U_{z \min})^2}{R_6}.$$

11. Изчислява се максималната стойност на напрежението колектор-емитер на транзистора

$$(1.83) \quad U_{CE \max} = U_{0 \max} - (U_{z \min} - 0,6).$$

12. Определя се максималната мощност, разсейвана от транзистора

$$(1.84) \quad P_{C \max} = U_{CE \max} I_{T \max}.$$

13. От данните в т. 1, 4, 7 и 11 се избира типът на транзистора.

14. Изчислява се вътрешното съпротивление на стабилизатора

$$(1.85) \quad R_i = \frac{r_z + h_{11z}}{h_{21E}}$$

15. Изчисляват се граничните стойности на к. п. д.

$$(1.86) \quad \eta_{\min} = \frac{(U_z \min - 0,6) I_T \min}{U_0 \max (I_T \min + I_z \max)};$$

$$(1.87) \quad \eta_{\max} = \frac{(U_z \max - 0,6) I_T \max}{U_0 \min (I_T \max + I_z \min)}$$

Пример 1.5. Да се проектира параметричен стабилизатор на напрежение със следните данни: изходно напрежение $U_{\text{изх}} = 11 \text{ V} \pm 10 \%$; променящ се товарен ток $I_T = 10 \div 100 \text{ mA}$; изменение на входното напрежение $\Delta U_0 = \pm 10 \%$; коефициент на стабилизация $k_{\text{ст}} \geq 10$; вътрешно съпротивление $R_i \leq 1,5 \Omega$; коефициент на пулсации на входното напрежение $k_n = 10\%$.

Изчисление

1. Избор на схемата. Поради големия изходен ток, големия диапазон на изменението му и малкото изходно съпротивление, което трябва да се получи, най-подходяща е схемата на стабилизатора, показана на фиг. 1.5.

2. Уеднаквяване на дименсите. Относително увеличение на входното напрежение е $a = 0,1$, а относителното му намаление $b = 0,1$. Относителният коефициент на пулсации е $k_n = 0,1$. Допустимите относителни граници на изходното напрежение са: увеличение — $c = 0,1$, намаление — $d = 0,1$.

3. Допустимите граници на работното напрежение на стабилизатора са:

$$U_z \min \geq U_{\text{изх}}(1-d) + U_{BE} = 11(1-0,1) + 0,6 = 9,6 \text{ V};$$

$$U_z \max \leq U_{\text{изх}}(1+c) + U_{BE} = 11(1+0,1) + 0,6 = 12,7 \text{ V}.$$

4. Подходящ тип стабилизатор е Д814Г със следните данни:

$$U_z \min = 10 \text{ V}; U_z \max = 12 \text{ V}; r_z = 15 \Omega \text{ при}$$

$$I_z \min = 5 \text{ mA}; I_z \max = 29 \text{ mA}.$$

5. Статичният коефициент на усилване на транзистора T трябва да удовлетворява условията

$$\text{a) } h_{21E} = 1,2 \frac{r_z}{R_i} = 1,2 \frac{15}{1,5} = 12;$$

$$6) h_{21E} = (5 \div 10) \frac{I_{T \max}}{I_{z \max} - I_{z \min}} = (5 \div 10) \frac{100 \cdot 10^{-3}}{(29-5)10^{-3}} = 20 \div 40.$$

Избира се ориентировъчно $h_{21E} = 50$.

6. Максималният и минималният базов ток на транзистора са:

$$I_{B \max} = \frac{I_{T \max}}{h_{21E}} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{50} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A};$$

$$I_{B \min} = \frac{I_{T \min}}{h_{21E}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

7. Изчислява се съпротивлението на баластния резистор

$$R_6 \approx \frac{U_{z \min} k_{CT} r_z}{U_{z \min} - k_{CT} r_z (I_{z \min} + I_{B \max})} (1 + b + k_n) =$$

$$= \frac{10 \cdot 10 \cdot 15}{10 - 10 \cdot 15(5+2)10^{-3}} (1 + 0,1 + 0,1) = 200 \Omega.$$

8. Изчисляват се номиналната стойност и граничните стойности на входното напрежение

$$U_{0 \min} = [U_{z \max} + R_6 (I_{z \min} + I_{B \max})] (1 + 0,5 k_n) =$$

$$= [12 + 200(5+2)10^{-3}] (1 + 0,5 \cdot 0,1) = 14 \text{ V};$$

$$U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1-b} = \frac{14}{1-0,1} = 15,5 \text{ V};$$

$$U_{0 \max} = U_0 (1+a) = 15,5(1+0,1) = 17 \text{ V}.$$

9. Максималната стойност на тока през стабилитрона е

$$I_{z \max} = \frac{U_{0 \max} - U_{z \min}}{R_6} - I_{B \min} = \frac{17-10}{200} - 0,2 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 35 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 35 \text{ mA} > 29 \text{ mA}.$$

10. Преизчислява се съпротивлението на R_6

$$R_G = \frac{U_{0 \max} - U_{z \min}}{I_{z \min} + I_{B \min}} = \frac{17 - 10}{(5 + 0,2) \cdot 10^{-3}} = 1340 \Omega.$$

Избира се стандартна стойност 1,3 kΩ.

11. Преизчисляват се стойностите на захранващото напрежение

$$U_{0 \min} = [U_{z \max} + R_G(I_{z \min} + I_{B \max})](1 + 0,5 k_n).$$

$$= [12 + 1300(5 + 2) \cdot 10^{-3}](1 + 0,5 \cdot 0,1) = 22 \text{ V};$$

$$U_0 = \frac{U_{0 \min}}{1 - b} = \frac{22}{1 - 0,1} = 24,4 \text{ V};$$

$$U_{0 \max} = U_0(1 + a) = 24,4(1 + 0,1) = 26,8 \text{ V}.$$

12. Максималната стойност на тока през стабилитрона е

$$I_{z \max} = \frac{U_{0 \max} - U_{z \min}}{R_G} - I_{B \min} = \frac{26,8 - 10}{1300} - 0,0002 =$$

$$= 0,013 \text{ A} = 13 \text{ mA} < 29 \text{ mA}.$$

13. Изчислява се коефициентът на стабилизация

$$k_{\text{ст}} = \frac{U_{z \min} - U_{BE}}{U_{0 \max}} \left(1 + \frac{R_G}{h_{21E} R_T} + \frac{R_G}{r_z} \right) =$$

$$= \frac{10 - 0,6}{26,8} \left(1 + \frac{1300}{50 \cdot 100} + \frac{1300}{15} \right) = 3,8 > 10.$$

14. Изчислява се мощността на баластния резистор R_G

$$P_{R_G} = \frac{(U_{0 \max} - U_{z \min})^2}{R_G} = \frac{(26,8 - 10)^2}{1300} = 0,21 \text{ W}.$$

Избира се резистор с мощност 0,5 W.

15. Изчислява се максималната стойност на напрежението колектор—емитер на транзистора

$$U_{CE \max} = U_{0 \max} - (U_{z \min} - U_{BE}) = 26,8 - (10 - 0,6) = 17,4 \text{ V}.$$

16. Максималната мощност, разсейвана от транзистора, е

$$P_c = U_{CE \max} I_{T \max} = 17,4 \cdot 0,1 = 1,74 \text{ W.}$$

17. Избира се транзистор тип 2Т9135А със следните данни:

$$U_{CE \max} = 45 \text{ V}; \quad I_{C \max} = 1 \text{ A}; \quad P_{tot} = 8 \text{ W};$$

$$h_{21E} = 55; \quad h_{11E} = 40 \Omega.$$

18. Изчислява се вътрешното съпротивление на стабилизатора

$$R_i = \frac{r_z + h_{11E}}{h_{21E}} = \frac{15 + 40}{55} = 1 \Omega < 1,5 \Omega.$$

19. Изчисляват се граничните стойности на к. п. д.

$$\eta_{\min} = \frac{(U_{z \min} - U_{BE}) I_{z \min}}{U_{0 \max} (I_{T \min} + I_{z \max})} = \frac{(10 - 0,6) \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{26,8(10 + 13) \cdot 10^{-3}} = 0,15;$$

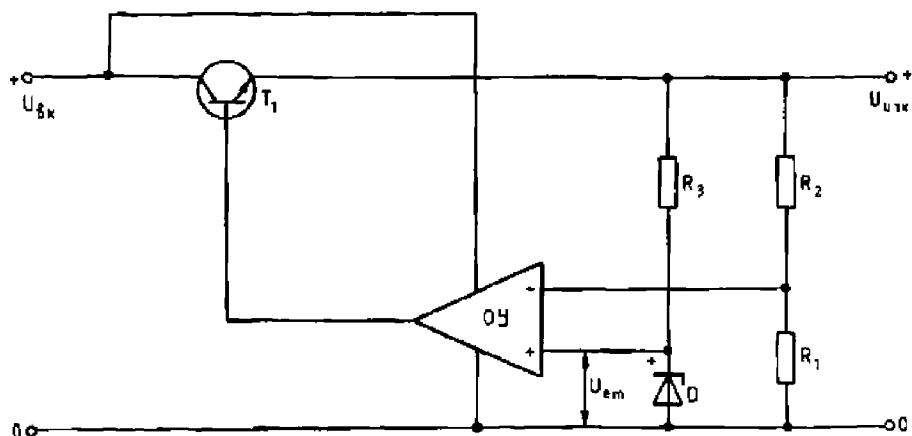
$$\eta_{\max} = \frac{(U_{z \max} - U_{BE}) I_{z \max}}{U_{0 \min} (I_{T \max} + I_{z \min})} = \frac{(12 - 0,6) \cdot 100 \cdot 10^{-3}}{22(100 + 5) \cdot 10^{-3}} = 0,5.$$

Глава втора

СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ И ТОК С НЕПРЕКЪСНАТО ДЕЙСТВИЕ И ПОСЛЕДОВАТЕЛНО СВЪРЗАН РЕГУЛИРАЩ ЕЛЕМЕНТ

2.1. СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Стабилизаторът на напрежение с непрекъснато действие и последователно свързан регулиращ елемент (фиг. 2.1) представлява операционен усилвател, обхванат от отрицателна обратна връзка посредством резисторите R_1 и R_2 , и регулиращ транзистор T_1 , свързан като емитерен повторител. На неинвертиращия вход на усилвателя се подава еталонното напрежение, а на инвертиращия - напрежението върху резистора R_1 , което е пропорционално на изходното напрежение. Известно е, че разликата от напреженията на инвертиращия и неинвертиращия вход на усилвателя е равна на статичната грешка на системата. Ако се приеме, че коефициентът



Фиг. 2.1. Стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие и последователно свързан регулиращ елемент

на усилване по напрежение на транзистора T_1 е равен на единица, изходното напрежение на стабилизатора се поддържа постоянно и равно на

$$(2.1) \quad U_{\text{вх}} = U_{\text{ер}} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = U_{\text{ер}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

с точност до

$$(2.2) \quad \Delta_{\text{ст}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta K}}$$

Обикновено за ниски честоти коефициентът на усилване на операционния усилвател е много голям ($k \rightarrow \infty$) и грешката, показана в (2.2), е много малка и може да се пренебрегне.

Коефициентът на нестабилност на изходното напрежение от входното се дава от израза

$$(2.3) \quad \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вк}}} = \frac{1}{k} \frac{R_2}{r_k} - \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

а коефициентът на нестабилност на изходното напрежение от изменение на изходния ток — от зависимост от вида

$$(2.4) \quad \frac{\Delta U_{\text{взх}}}{\Delta I_{\tau}} = \frac{R_{\tau}}{K} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Тук $r_h^* = -\frac{1}{h_{22e}}$ е съпротивлението на колекторния преход на T_1 по схема общ емитер.

Тъй като $U_{CE T_1} = U_{\text{вх}} - U_{\text{взх}}$ и целият изходен ток тече през транзистора, к. п. д. на схемата е

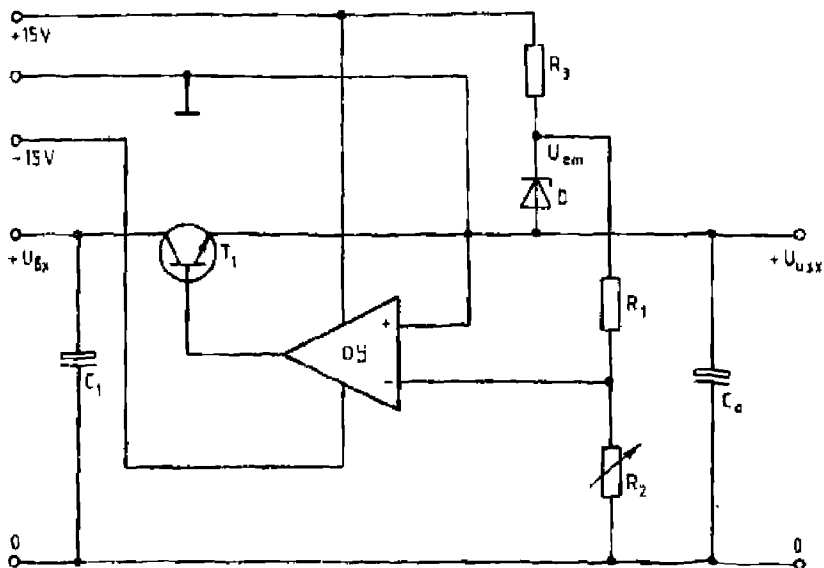
$$(2.5) \quad \eta = \frac{U_{\text{взх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{CE T_1}}{U_{\text{вх}}}$$

За да се получи по-голям к. п. д., е необходимо напрежението върху транзистора да бъде възможно по-малко. Минималната възможна стойност се определя от напрежението на насищане на транзистора $U_{CE sat}$ и от пулсациите на входното напрежение $\Delta U_{\text{вх}}$:

$$(2.6) \quad U_{CE \text{ min}} = U_{CE sat} + \Delta U_{\text{вх}}$$

За осигуряване на линейност на регулирането се избира

$$(2.7) \quad U_{CE} > U_{CE \text{ min}}$$



Фиг. 2.2. Стабилизатор на напрежение с широк диапазон на регулиране на изходното напрежение

Ако R_1 (или R_2) е променлив резистор, изходното напрежение може да се регулира в диапазона от $U_{\text{ем}}$ до $U_{\text{из}} = U_{\text{CEmin}}$, като горната граница се ограничава от максималното допустимо напрежение на операционния усилвател.

В някои случаи изходното напрежение трябва да се регулира от нула до стойност, по-голяма от максималното допустимо захранващо напрежение на операционния усилвател. Подходяща за целта схема е дадена на фиг. 2.2. При тази схема се използва допълнителен двуполярен източник за захранване на операционния усилвател, като емитерът на регулиращия транзистор се явява точка с нулев потенциал. Като се има предвид, че токът през резистора R_1 е равен на тока през резистора R_2 , изходното напрежение е

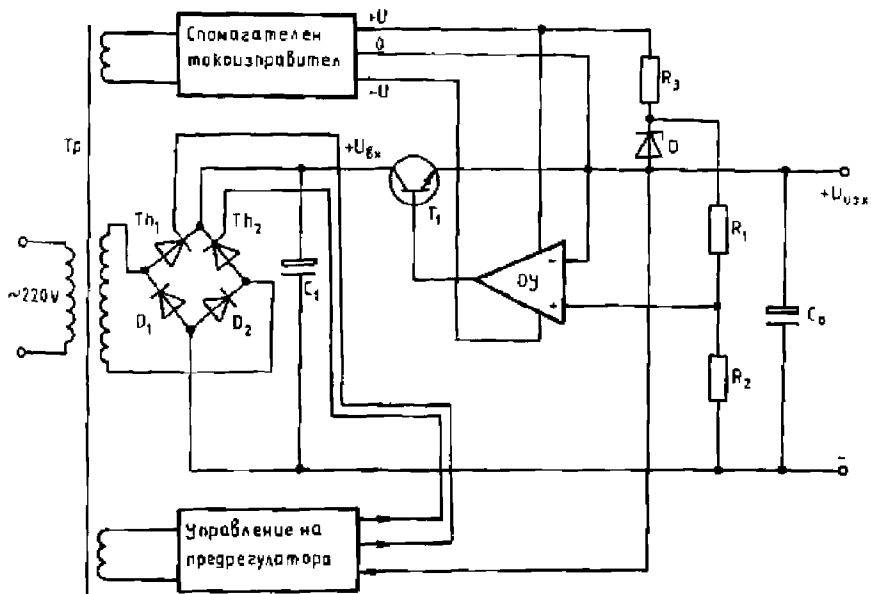
$$(2.8) \quad U_{\text{из}} = U_{\text{ер}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Изходният кондензатор C_0 осигурява устойчивост на схемата и определя изходния импеданс на стабилизатора при средни и високи честоти, където дълбочината на обратната връзка става много малка.

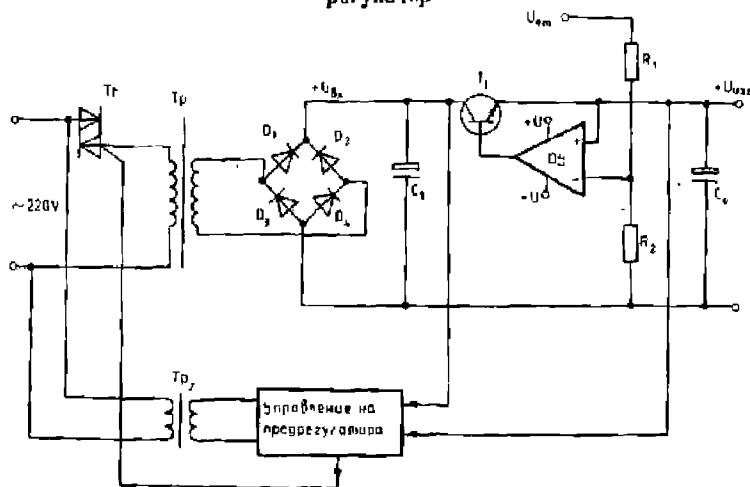
Както се вижда от (2.5), при голямо входно и малко изходно напрежение к. п. д. на стабилизатора е малък и регулиращият елемент T_1 трябва да разсейва голяма мощност. Намаляване на напрежението върху регулиращия елемент и повишаване на к. п. д. може да се постигне посредством предварителен регулатор на входното напрежение — предрегулатор. На входа на предрегулатора се подава сигнал, пропорционален на напрежението колектор — емитер на регулиращия транзистор $U_{\text{CEт}}$, който изменя неговото изходно напрежение, т. е. входното напрежение на стабилизатора, така че напрежението $U_{\text{CEт}}$ да се поддържа в необходимите граници. Най-простите предрегулатори са различни ключове, изпълнени с помощта на релета, диоди, транзистори, тиристори или триаки, които превключват отделни намотки или секции на мрежовия трансформатор.

На фиг. 2.3 е показана схема на двустъпален стабилизатор, в която за предрегулатор се използва управляем тиристорен токоизправител. Понеже изходното напрежение на токоизправителя, което е входно напрежение на стабилизатора, се изменя в широки граници, операционният усилвател, еталонният стабилизатор и останалите допълнителни вериги се захранват от спомагателен токоизправител за двуполярно напрежение.

Когато за предрегулатор се използва триак, включен във веригата на първичната намотка на трансформатора (фиг. 2.4), налага се за захранване на усилвателя и допълнителните вериги



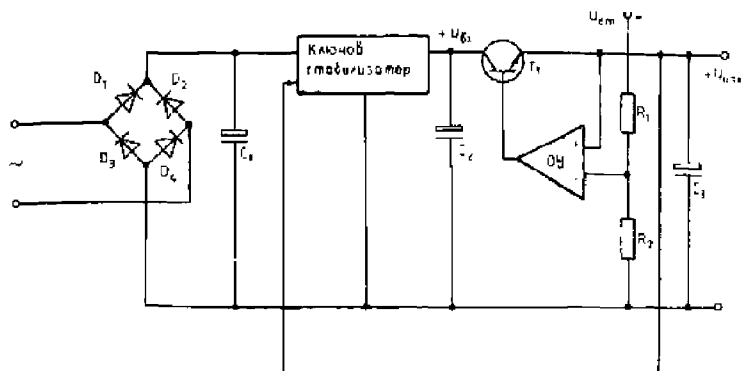
Фиг. 2.3. Стабилизатор на напрежение с управляем токочзправител като предрегулатор



Фиг. 2.4. Стабилизатор на напрежение с триак, използван за предрегулатор

да се използва токочзправител с отделен трансформатор, чиято първична намотка е включена директно към мрежата преди триака.

Като предрегулатор може да се използва и ключов стабилизатор на напрежение (фиг. 2.5).



Фиг. 2.5. Стабилизатор на напрежение с ключов стабилизатор като пререгулатор

Изискванията, които се предявяват към пререгулаторите, са много и са противоречиви — изходното им напрежение трябва да се изменя в широки граници и да има малки пулсации, те трябва да са бързодействащи и с голям к. п. д. Понеже всяка схема има своите предимства и недостатъци, не може да се препоръчва една оптимална и универсална схема на пререгулатор.

2.2. МАКСИМАЛНОТОКОВА ЗАЩИТА

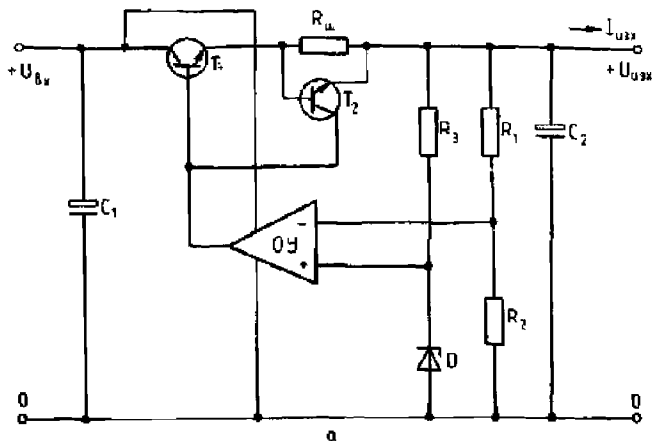
За защита на регулиращия транзистор от претоварване и късо съединение при компенсационните стабилизатори от последователен тип се налага използването на максималнотокова защита. На фиг. 2.6 а е показана схема на стабилизатор, чиято защита действа по следния начин. При нарастване на изходния ток напрежителният пад върху резистора $R_{ш}$ се увеличава. В определен момент този пад става достатъчен за отпушване на транзистора T_2 , при което напрежението на базата на T_1 намалява. Това води до намаляване на изходното напрежение. При късо съединение изходният ток се ограничава до стойност

$$(2.9) \quad I_{кс} = \frac{U_{BE_{T_2 \text{ sat}}}}{R_{ш}}$$

Волт-амперната характеристика на схемата е показана на фиг. 2.6 б. Вижда се, че от момента на задействане на защитата до късо съединение стойността на изходния ток се запазва постоянна и равна на тока I_{max} . При късо съединение върху регулиращия транзистор се отделя голяма мощност

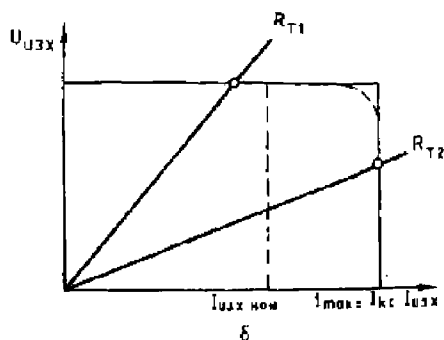
$$(2.10) \quad P_{\text{max}} = U_{\text{вх max}} I_{\text{max}}$$

което в много случаи е нежелателно.



Фиг. 2.6. Стабилизатор на напрежение с максималнотокова защита

а — принципна схема; б — волт-амперна характеристика



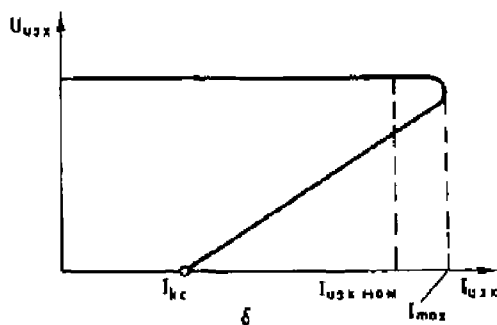
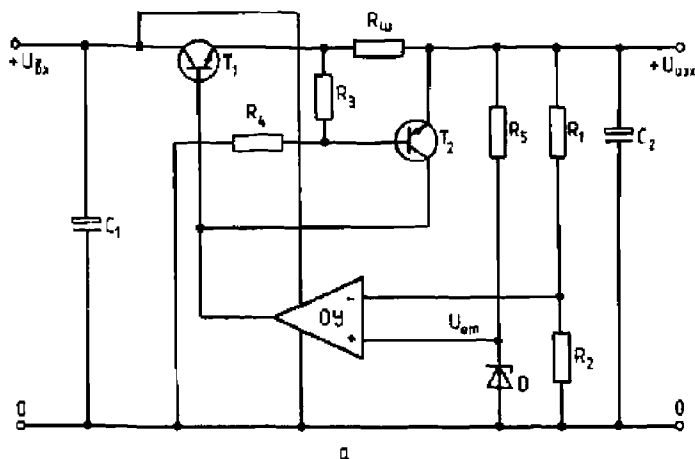
На фиг. 2.7 а е показана друга схема на максималнотокова защита. Изходната характеристика на схемата (фиг. 2.7 б) има падащ участък и схемата се нарича схема с падаща характеристика.

Напрежението на базата на транзистора T_2 е

$$(2.11) \quad U_{EBT2} = U_{R_{ш}} - U_{R_3} = I_{изх} R_{ш} - U_{изх} \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

При $I_{изх} = 0$ напрежението е отрицателно и транзисторът T_2 е запушен. При увеличаване на изходния ток напрежението на базата на T_2 става положително, в определен момент транзисторът се отпусква и изходното напрежение започва да намалява. При късо съединение токът се ограничава до стойността на $I_{кс}$, която е по-малка от началната стойност на тока на задействане на защитата $I_{т max}$.

Максималният ток, при който задействува защитата, е



Фиг. 2.7. Стабилизатор на напрежение с максималнотокова защита с падаща характеристика

а — принципна схема; б — волтамперна характеристика

$$(2.12) \quad I_{\max} = \frac{U_{EB\gamma 2} + U_{\max} \frac{R_3}{R_3 + R_4}}{R_{ш}}$$

а токът при късо съединение (при $U_{\max} = 0$) е

$$(2.13) \quad I_{кз} = \frac{U_{EB\gamma 2}}{R_{ш}}$$

където с $U_{EB\gamma 2}$ е означено базовото напрежение на отпушване на транзистора T_2 .

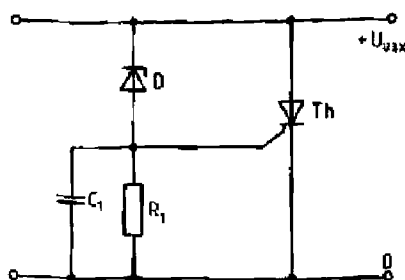
Обикновено делителят R_3, R_4 се изчислява така, че токът $I_{кз}$ да бъде

$$(2.14) \quad I_{кз} \approx 0,2 I_{\max}$$

Токът през делителя се избира

$$(2.15) \quad I_x = 20 I_{BT2} =$$

$$= 20 \frac{U_{вк}}{R_3 R_{21} E_{12 \text{ min}}}$$



Останалите резистори се определят от изразите

Фиг. 2.8. Схема за свръхнапрежениова защита

$$(2.16) \quad R_{ш} = \frac{U_{EBT2sat}}{I_{кс}};$$

$$(2.17) \quad R_3 = \frac{I_{max} R_{ш} - U_{EBT2}}{I_A};$$

$$(2.18) \quad R_4 = \frac{U_{вк}}{I_A} - R_3.$$

При захранване на някои консуматори, например TTL интегрални схеми, е недопустимо повишаването на изходното напрежение над определена граница. В този случай се използва свръхнапрежениова защита.

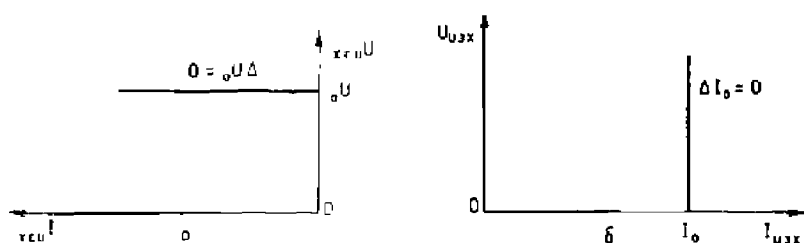
Най-често при повишаване на напрежението се активира прагов елемент, който включва тиристор, свързан паралелно на изхода, при което се задействува максималнотоковата защита на стабилизатора.

Опростена примерна схема на тиристорна защита е показана на фиг. 2.8.

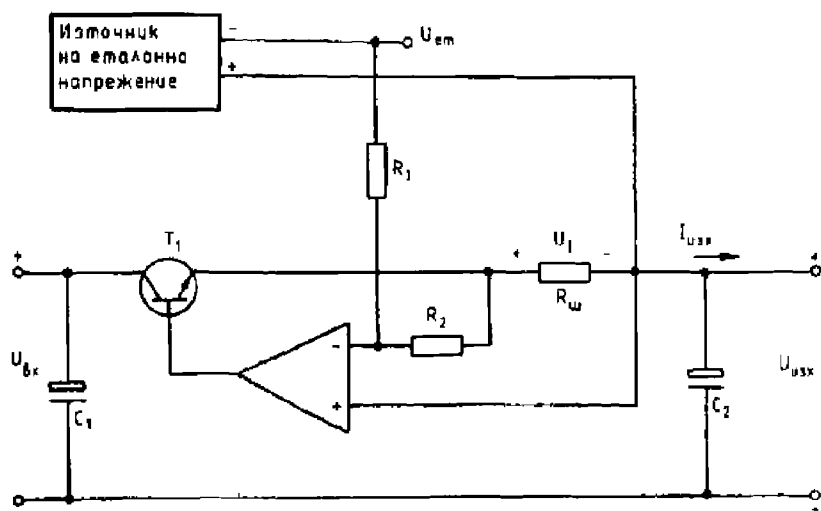
2.3. СТАБИЛИЗАТОРИ НА ТОК С НЕПРЕКЪСНАТО ДЕЙСТВИЕ

При източника на напрежение регулиращият елемент поддържа пада на напрежение върху товарния резистор постоянен. За да се направи източник на ток, е необходимо регулиращият елемент да изменя напрежението върху товара така, че токът през него да се поддържа постоянен. Докато идеалният източник на напрежение трябва да притежава нулев изходен импеданс на всички честоти (фиг. 2.9 а), идеалният източник на ток трябва да има безкрайно голям изходен импеданс за всички честоти (фиг. 2.9 б).

Основната схема на стабилизатор на ток е показана на фиг. 2.10. Върху резистора с малко съпротивление $R_{ш}$ се получава



Фиг. 2.9. Изходни характеристики
 а — на стабилизатор на напрежение, б — на стабилизатор на ток



Фиг. 2.10. Стабилизатор на ток

напрежителен пад U_I , пропорционален на изходния ток

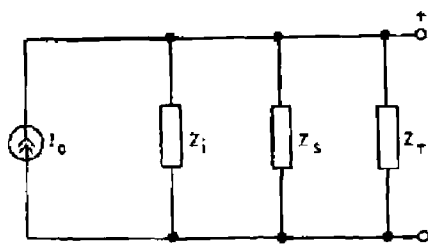
$$(2.19) \quad U_I = I_{изх} R_m.$$

Операционният усилвател следи изходния ток, сравнява го с еталонното напрежение и изменя изходното напрежение така, че изходният ток да бъде постоянен.

Недостатък на тази схема е, че през резистора R_m не тече само изходният ток, но и изравняващият ток през източника на еталонно напрежение и изходният ток на операционния усилвател. Това е еквивалентно на включване на допълнителен импеданс в еквивалентната схема на източника на ток (Фиг. 2.11). На фигурата е прието, че вътрешният импеданс на източника Z_i клони към безкрайност, Z_T е товарния импеданс, а всички паразитни товари са сумирани и означени с Z_S . Импедансът Z_S увеличава нестабилност-

стта на изходния ток. Това не е от голямо значение, когато изходният ток е много по-голям от тока през Z_S . В случаите, когато може да се пренебрегне Z_S , изходният ток се определя от равенството

$$(2.20) \quad I_{\text{изх}} = \frac{U_{\text{ет}}}{R_1}.$$



Фиг. 2.11. Еквивалентна схема на стабилизатор на ток

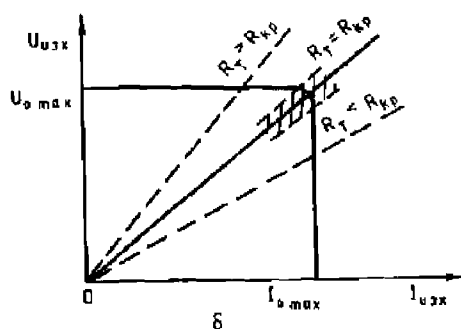
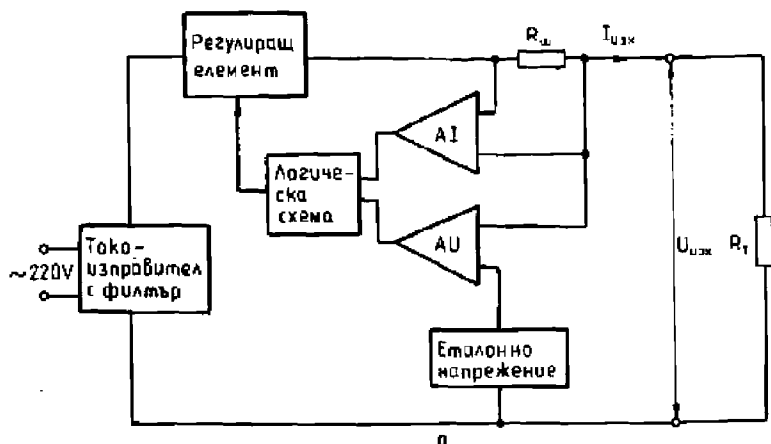
2.4. КОМБИНИРАНИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ И ТОК

С помощта на два операционни усилвателя и един общ регулиращ елемент се получава източник с комбинирано действие — автоматично превключване на работните режими от източник на стабилизирано напрежение в източник на стабизиран ток с произволна точка на превключване, която може да се регулира в целия обхват на изходните величини. Този начин на действие осигурява най-добре автоматичната защита на стабилизатора.

Схемата на комбиниран стабилизатор на напрежение и ток е дадена на фиг. 2.12 а. Мрежовият токоизправител с филтър, регулиращият елемент и спомагателните захранвания са общи за двете системи. Логическата схема (обикновено схема ИЛИ) разпознава единия от двата сигнала, определени от измервателните схеми в зависимост от това, коя величина е доминираща и го подава към регулиращия елемент. Другият сигнал се потиска. Така се получава постоянно изходно напрежение или постоянен ток с правоъгълна изходна характеристика на стабилизатора от фиг. 2.12 б и се гарантират добри стойности на изходните параметри при товари в диапазона от празен ход до късо съединение. В областта, в която съпротивлението на товара е по-голямо от една стойност, наречена критична — $R_{кр}$ ($R_T > R_{кр}$), стабилизаторът е в режим на постоянно напрежение. Обратно — при $R_T < R_{кр}$, стабилизаторът работи в режим на постоянен ток. При $R_T = R_{кр}$ състоянието е неопределено. Тази зона на неопределеност се нарича зона на прехода.

Ако се пренебрегнат статичните грешки на операционните усилватели и се приеме, че стойността на сигналния резистор е много по-малка от стойностите на другите резистори в делителите, за изходното напрежение и изходния ток се получава съответно

$$(2.21) \quad U_{\text{изх}} = U_{\text{ет}} \frac{R_2}{R_1};$$



Фиг. 2.12. Комбиниран стабилизатор на напрежение и ток
а — блокна схема; б — изходна характеристика

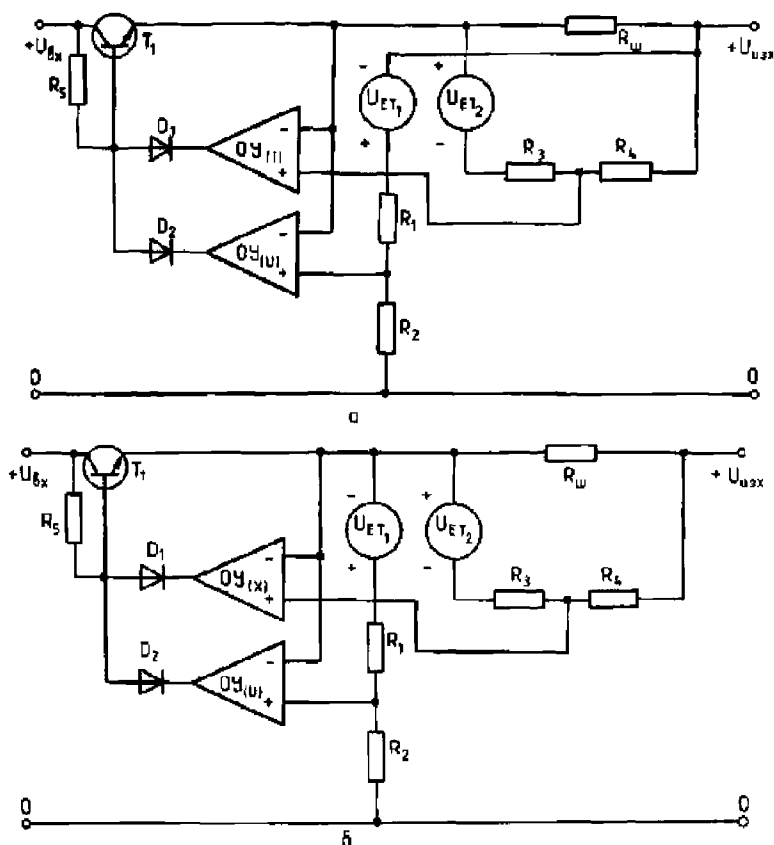
$$(2.22) \quad I_{нзк} = \frac{U_{ст2}}{R_{III}} \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

Тези формули се отнасят за схемата от Фиг. 2.13 а. От тях се вижда, че с промяна на еталонните напрежения или на резисторите R_2 и R_4 може да се регулира изходното напрежение или ток от нула до максимална стойност.

Основен режим на работа на схемата е режим на постоянно напрежение. Грешката, която се допуска при регулирането на тока зависи предимно от съотношението на товарното съпротивление и съпротивлението на делителя. Изходният ток в режим стабилизатор на ток е

$$(2.23) \quad I'_{нзк} = I_{нзк} \frac{R_1 + R_2}{R_T + R_1 + R_2}$$

и е толкова по-близък до $I_{нзк}$, колкото е по-силно изразено неравенството



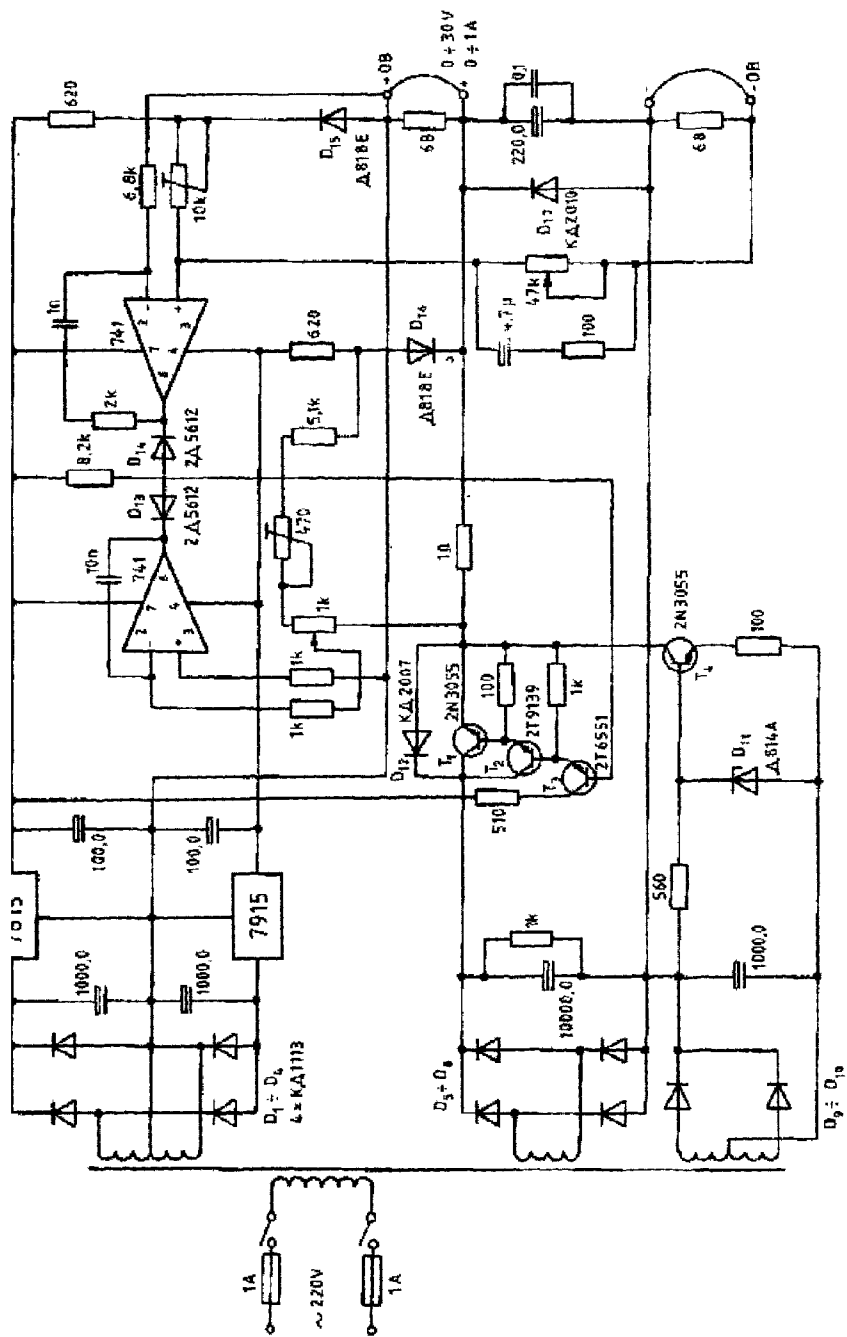
Фиг. 2.13. Стабилизатор на напрежение и ток

$$(2.24) \quad R_T < R_1 + R_2$$

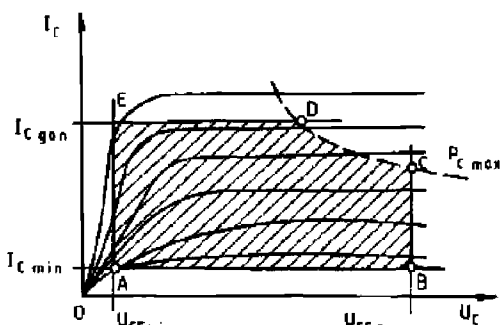
В случаите, когато е необходим стабилизатор на ток с голямо вътрешно съпротивление, напрежителният делител се свързва преди сигналния резистор за ток (фиг. 2.13 б). Така основният режим е режим на постоянен ток. Тогава обаче вътрешното съпротивление на стабилизатора по напрежение е близо до съпротивлението на сигналния резистор и изходното напрежение е

$$(2.25) \quad U'_{\text{нах}} = U_{\text{нах}} = \frac{R_T}{R_{\text{ш}} + R_T}$$

Конструирането на стабилизатори с добри параметри едновременно в режим на постоянно напрежение и на постоянен ток е сложно.



Практическа схема на комбиниран стабилизатор на напрежение и ток е показана на Фиг. 2.14. Предназначението на повечето елементи е разгледано по-горе. Транзисторът T_4 представлява т. нар. предварителен товар и осигурява минималния необходим колекторен ток на регулиращия транзистор, за да може транзисторът да работи в линейната зона на изходната си характеристика (Фиг. 2.15). Работната зона, наречена зона на регулиране, е закрихвана. Тя е ограничена от линиите



Фиг. 2.15. Работна зона на регулиращ транзистор

на регулиране, е закрихвана. Тя е ограничена от линиите

$$I_{C \min} = \text{const}, \quad I_{C \max} = \text{const}, \quad U_{CE \min} \approx U_{CE \text{ sat}} = \text{const},$$

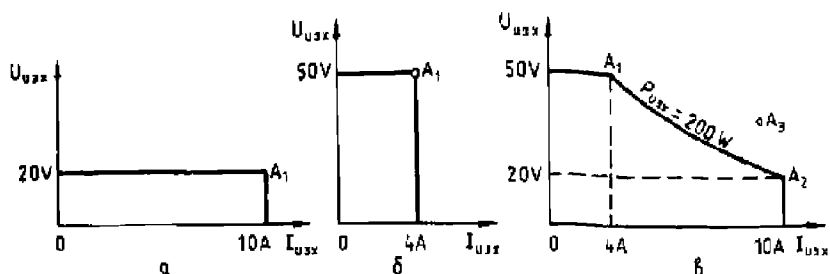
$$U_{CE \text{ max}} = \text{const} \text{ и } P_C = \text{const}.$$

Диодите D_{12} и D_{13} са защитни. Първият предпазва регулиращия транзистор от обратно напрежение между колектора и емитера, което може да възникне при отпадане на входното напрежение или включване паралелно на изхода на друг токоизточник. Вторият предпазва елементите от обратно напрежение, което може да възникне при свързване на друг източник последователно на първия.

2.5. СТАБИЛИЗАТОРИ С ИЗТЕГЛЕНА ИЗХОДНА ХАРАКТЕРИСТИКА

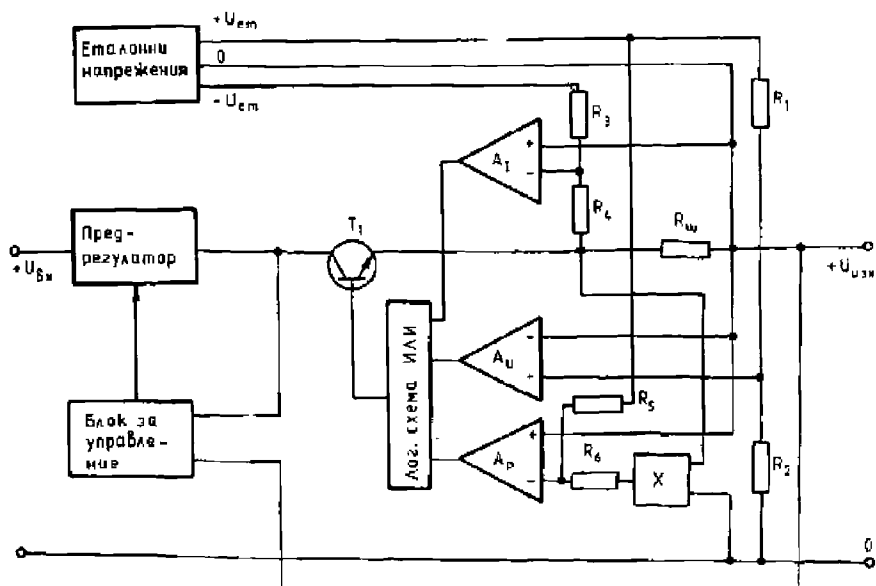
На фиг. 2.16 а и б са показани две правоъгълни изходни характеристики — първата на стабилизатор с максимални изходни величини 20 V/10 A, а втората — на стабилизатор 50 V/4 A, т. е. и двата стабилизатора са с изходна мощност 200 W. Недостатък на двата стабилизатора е фактът, че максимална изходна мощност може да се постигне единствено в т. A_1 от характеристиките.

На фиг. 2.16 в е показана изходната характеристика на захранващ източник с изтеглена изходна характеристика. Работната точка при тези стабилизатори може да се намира където и да е в областта, ограничена от точките $0-U_{\text{ном}}-A_1-A_2-I_{\text{ном}}-0$, т. е. един стабилизатор може да изпълнява едновременно функциите на няколко отделни източника с мощност 200 W или на един с мощност 500 W. Ако работната точка е вътре в



Фиг. 2.16. Характеристики на стабилизатори

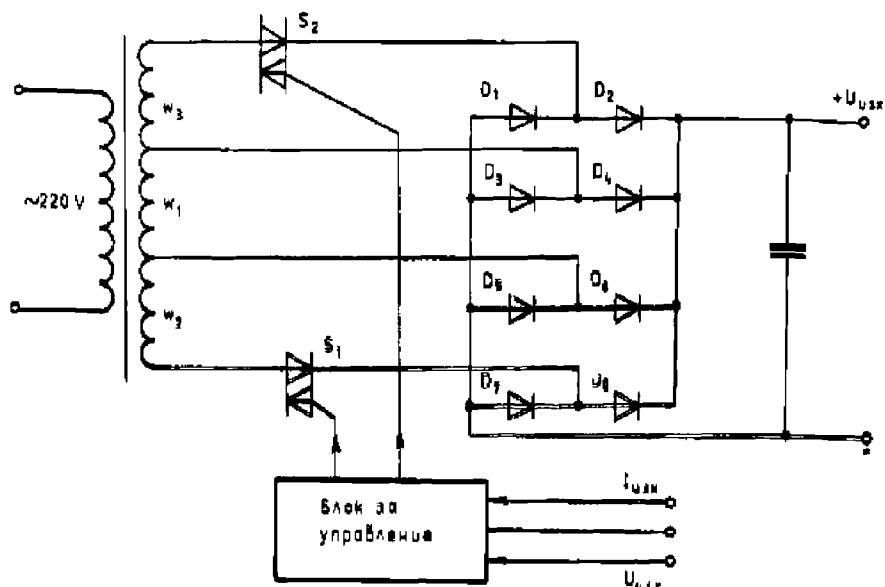
а — от обикновен тип за ниско напрежение и голям ток; б — от обикновен тип за високо напрежение и малък ток; в — с изтеглена характеристика



Фиг. 2.17. Схема на стабилизатор с изтеглена изходна характеристика

споменатата област, стабилизаторът може да работи или като източник на постоянно напрежение, или като източник на постоянен ток. Ако избраната работна точка се намира извън областта (напр. т. A_2), се задейства защитата по мощност и изходното напрежение и изходният ток се ограничават.

Устройството на стабилизаторите с изтеглена изходна характеристика е подобно на тези с правоъгълна. Това се вижда от най-общата функционална схема, показана на фиг. 2.17. В схемата е добавена верига за ограничаване на изходната мощност. Тя се състои от умножител и сравняващ усилвател. На входа на умножителя се подават две напрежения — едното пропорционално на изходното напрежение, а второто — пропорционално на изходния



Фиг. 2.18. Схема на предрегулатор на HEWLETT PACKARD

ток. Напрежението на изхода му е пропорционално на мощността. То се сравнява с еталонно напрежение в сравняващия усилвател. Логическата схема ИЛИ е с три входа и избира съответния доминиращ сигнал, който управлява регулиращия транзистор.

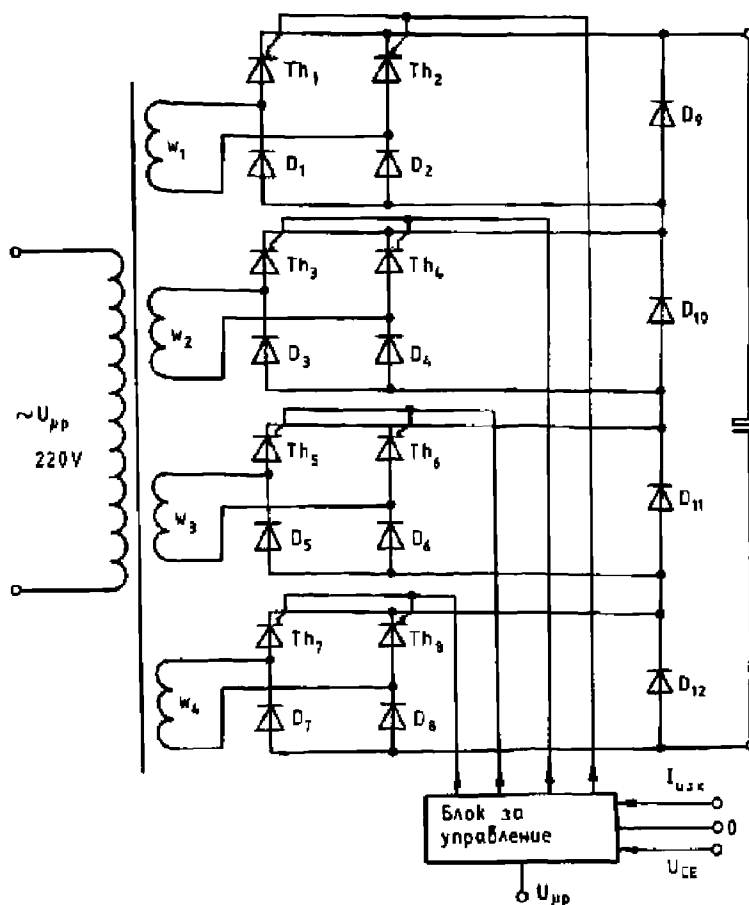
В тези източници като правило е включен предрегулатор. В него се използват тиристори, триации или стабилизатори в ключов режим. На фиг. 2.18 е показана опростена схема на предрегулатора на захранващия източник модел 1002 на фирмата HEWLETT PACKARD. Вторичната намотка на мрежовия трансформатор се състои от три секции с галванична връзка помежду си и с различен брой навивки. Средната намотка е свързана директно към мостов токоизправител, а двете крайни — през триаки. В зависимост от сигнала на изхода на управляващата схема (пропорционален на изходното напрежение и ток) са възможни четири случая:

а) запушени са и двата триака — напрежението на изхода на предрегулатора се определя от изправеното напрежение на намотката w_1 ;

б) отпушен е триакът S_1 — изправя се напрежението на намотките w_1 и w_2 ;

в) отпушен е триакът S_2 — изправя се напрежението на намотките w_1 и w_3 ;

г) отпушени са и двата триака — изправя се напрежението на трите намотки.



Фиг. 2.19. Предрегулатор на TEC 5060

На фиг. 2.19 е показана опростената принципна схема на регулатора на захранващото устройство TEC 5060. Тук мивият трансформатор има четири отделни вторични намотки личен брой навивки в отношение 1 : 2 : 4 : 8. Токоизправители четири, мостови, управляеми с по два диода и два тиристора.

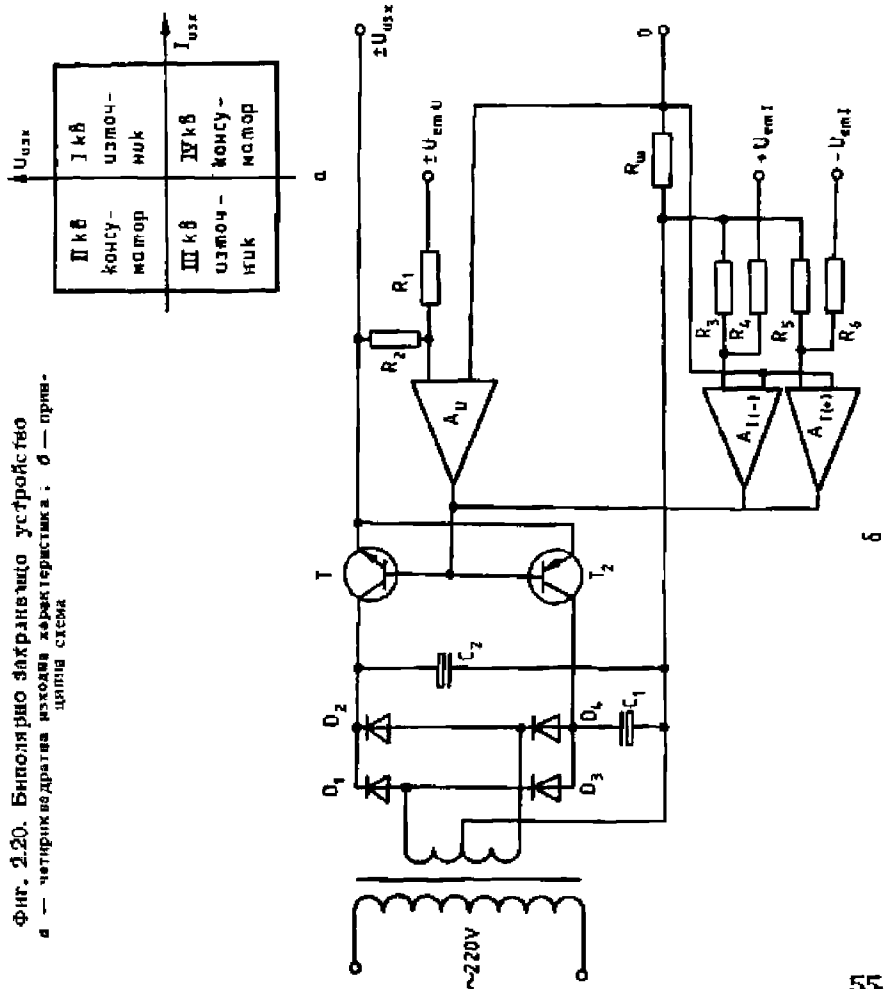
В управляващата схема (блок на управление) се обраб сигнала, пропорционални на изходното напрежение, изходни и входното мрежово напрежение. В зависимост от управлява сигнали отделните токоизправители се включват независимо от друг. Възможните варианти тук са петнадесет, като изхто напрежение на предрегулатора може да се изменя от ну максималната си стойност през петнадесет степени. Благо ице на по-сложния предрегулатор при една и съща изходна

ност входната мощност на ТЕС 5060 е намалена с около 80 W в сравнение с мощността на предрегулатора от Фиг. 2.18.

Най-голям к. п. д. се получава при използването на предрегулатори, изградени на ключов принцип.

2.6. БИПОЛЯРНИ ЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА

В много случаи (напр. в автоматизирани системи) са необходими захранващи източници, допускащи по-голяма скорост на програмиране на изходното напрежение и изходния ток. За задоволяване на тези потребности са разработени биполярните за-



Фиг. 2.20. Биполярно захранващо устройство
а — четириквдратна изходна характеристика; б — привидна схема

хранващи източници (мощни усилватели на постоянно напрежение). При тях напрежението на активната изходна клемма може да приема положителни и отрицателни стойности. Като правило те имат правоъгълна изходна характеристика, разположена в четирите квадранта (фиг. 2.20 а), т. е. изходните величини — напрежение и ток, могат да бъдат положителни, отрицателни и нула. Такова устройство може да се използва като източник на положително или отрицателно напрежение и положителен или отрицателен ток (съответно в първи и трети квадрант) или като консуматор (товар) на други хранващи източници, като в този случай изходната му характеристика е разположена във втори или четвърти квадрант. Освен това поради голямото си бързодействие може да се използва и като мощен усилвател на напрежението $\pm U_{eT}$ в честотния обхват от $0 \div 40$ kHz.

На фиг. 2.20 б е показана опростена принципа схема на биполярно хранващо устройство. Различието между него и еднополярните хранващи източници на напрежение и ток са следните:

а) в регулиращия елемент се използват транзистори с NPN и PNP проводимости, които работят в противотактно свързване;

б) използва се биполярен източник на еталонно напрежение;

в) включени са два токови компаратора — единият за положителни, а другият за отрицателни токове;

г) липсва изходен кондензатор. Така се увеличава скоростта на програмиране, но е необходимо да се вземат специални мерки за осигуряване на устойчивост на работа при реактивен товар.

2.7. ПРОГРАМИРУЕМИ И ИНТЕРФЕЙСНО ОСИГУРЕНИ ЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА

Съвременната тенденция е все по-масовата употреба на програмируеми хранващи устройства. При тях към хранващото устройство (източник на напрежение и ток с правоъгълна или изтеглена изходна характеристика или биполярно хранващо устройство) се добавя блок за микропроцесорно управление, клавиатура, цифрови дисплеи и интерфейс.

Изходните величини могат да се програмират местно — с помощта на клавиатурата, или дистанционно — посредством интерфейс, който дава възможност устройството да се включи в автоматизирана измервателна система.

2.8. ПРОЕКТИРАНЕ НА ИЗТОЧНИЦИ НА НАПРЕЖЕНИЕ И ТОК С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

Зхранващите източници, построени по схемите от този вид, са сравнително сложни уреди. За постигане на добри експлоата-

ционния параметри е от голямо значение прецизното им проектиране и правилната им настройка.

Може да се препоръчва следната методика за проектиране:

1) избира се схемата на уреда в зависимост от изискванията на потребителя;

2) избира се типът на предрегулатора (ако има такъв) и той се изчислява;

3) изчислява се силовият трансформатор;

4) изчислява се регулиращият елемент. Трябва да се има предвид, че при широкия диапазон на изменения на изходното напрежение и изходния ток от регулиращия елемент се разсейва значителна мощност и е необходимо прецизно определяне на броя на регулиращите транзистори и вземане на подходящи мерки за доброто им охлаждане;

5) избира се типът на операционните усилватели и се изчисляват елементите на измервателните схеми.

2.0. ИНТЕГРАЛНИ СТАБИЛИЗАТОРИ С НЕПРЕКЪСНАТО ДЕЙСТВИЕ

В съвременните захранващи устройства се използват специализирани интегрални схеми — стабилизатори на напрежение и (или) ток, наричани накратко интегрални стабилизатори. Съществуват различни модификации на интегрални стабилизатори за промишлено приложение — за положителни изходни напрежения, за отрицателни изходни напрежения, двуполарни (имат отделни изходни клеми за положително и отрицателно изходно напрежение, най-често ± 15 V). В зависимост от изпълнението те могат да бъдат универсални стабилизатори за произволно напрежение и стабилизатори за фиксирани напрежения. Изходното напрежение на първите стабилизатори може да се регулира или фиксира в широки граници с помощта на външно свързани резисторни делители на напрежение. Стабилизаторите за фиксирани изходни напрежения имат вградени вътрешни делители на напрежение и изходното напрежение се настройва окончателно в процеса на производството на схемата.

Обикновено универсалните стабилизатори се произвеждат в корпуси, предназначени за интегрални схеми, а тези за фиксирано напрежение — в корпуси на транзистори, и затова често се наричат триизводни стабилизатори.

Когато входното напрежение е по-високо от 40 V, се изграждат т. нар. схеми на плаващи регулатори, при които стойността на изходното напрежение се ограничава единствено от възможностите на използвания външен регулиращ транзистор.

2.9 1. Универсални стабилизатори

Съществува голямо разнообразие на специализирани интегрални схеми от този вид. От произведените от различните фирми схеми най-голямо промишлено приложение са намерили следните многофункционални стабилизатори: μ A723, NE/SE 550, SN72400, K142EH1/2 и K142EH3/4.

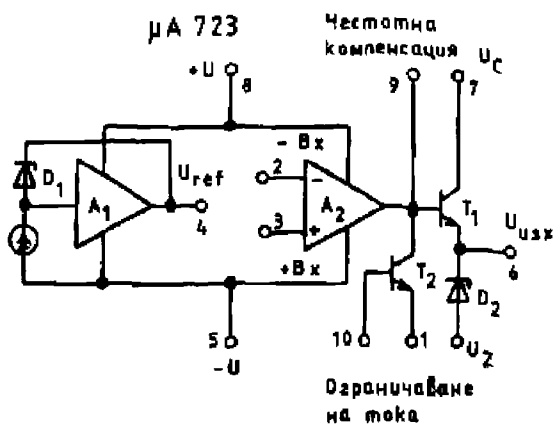
Освен това се използват универсални стабилизатори само за положителни напрежения — LM100, LM200, LM300, LM105, LM205, LM305, LM376, MC1469, MC1539 и др., и стабилизатори само за отрицателни напрежения — LM104, LM204, LM304, MC1463 MC1563 и др.

Най-широко разпространение у нас е получила схемата μ A 723. Тя се произвежда под наименованието 1PN723. Поради голямата си универсалност тя ще бъде описана подробно по-долу.

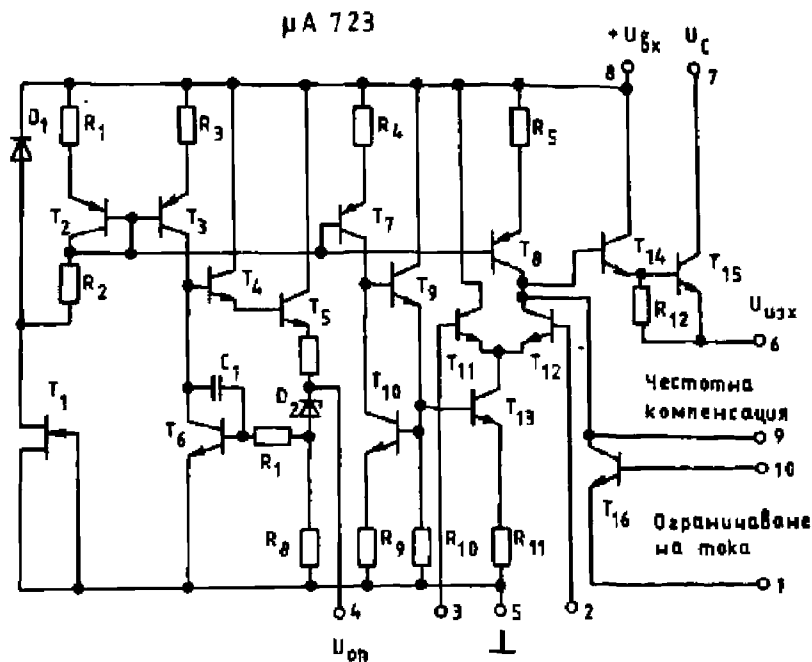
Интегралната схема μ A723 може да се работи като последователен, паралелен или ключов стабилизатор на положително или отрицателно изходно напрежение в диапазона от 2 до 37 V. Входното напрежение за захранване на схемата трябва да бъде в границите от 9,5 до 40 V. От самата схема може да се консумира ток до 150 mA, когато входното напрежение е с 3 V по-голямо от изходното. Ако разликата между входното и изходното напрежение достигне до 38 V, големината на тока не трябва да надвишава 10 mA. Ако схемата се захранва от незаземен стабилизатор, тя може да управлява външен транзистор, при което се получават стабилизирани изходни напрежения до 250 V.

Както се вижда от схемата на фиг. 2.21, μ A723 се състои от температурно компенсиран ценеров диод D_1 , захранван от стабилизатор на ток. Буферният усилвател A_1 позволява от източника на еталонно напрежение да се черпи ток до 25 mA. Следва усилвател на грешката A_2 , който управлява съставен регулиращ транзистор T_1 . Транзисторът T_2 ограничава изходния ток. Когато схемата се използва като стабилизатор на отрицателно напрежение, се включва стабилизаторът D_2 , който намалява разсейваната мощност на регулиращия транзистор. Той има напрежение на стабилизация 6,2 V и ток до 25 mA.

На фиг. 2.22 е показана принципна схема на μ A723. Еталонното напрежение се получава от напрежението на стабилизатора D_2 и от пада върху резистора R_8 и е в границите $6,8 \div 7,5$ V. Измененията на напрежението върху резистора R_8 под влияние на температурния дрейф на стабилизатора и на напрежението U_{BE} на T_6 или при промяна на товара на източника на еталонно напрежение се подава на базата на T_6 . Той създава напрежение за корекция с обратна полярност на базата на T_1 . Токът през T_6 се определя от прецизния източник на постоянен ток с T_3 . На-



Фиг. 2.21. Схема на ИС μA 723



Фиг. 2.22. Принципна схема на μA 723

прежението на базата на T_3 се задава посредством ценеровия диод D_1 , захранван с постоянен ток през полевия транзистор T_1 . В делителя R_1 , R_2 участва и термокомпенсиращ диод (използува се T_3). Усилвателят на грешката е съставен от $T_7 \div T_{13}$ и представлява диференциален усилвател ($T_{11} \div T_{13}$) с динамичен товар T_8 . Емитерите на T_{11} и T_{13} се захранват от температурно

компенсиран източник на постоянен ток T_{13} . Напрежението на базата на T_{13} се задава от T_7 , T_8 и T_{10} , служещи за температурна компенсация.

Транзисторът T_{12} управлява базата на съставните транзистори T_{14} и T_{15} . Към тях може да се включи външен NPN или PNP транзистор. Транзисторът T_{16} се използва за схеми на токова защита.

2.9.2. Основни схеми на стабилизатори с $\mu A723$

Схема на стабилизатор с изходно напрежение от 2 до 7 V. Схемата е показана на фиг. 2.23. Номерацията на изводите без скоби е за кръгъл корпус TO 100, а номерацията в скоби — за правоъгълен корпус DIL14. Тъй като еталонното напрежение е по-високо от изходното (около 7 V), към неинвертиращия вход на усилвателя на грешката се подава част от него посредством делителя R_1 , R_2 . За постигане на минимален температурен дрейф на стабилизатора резисторът R_3 се избира от условието

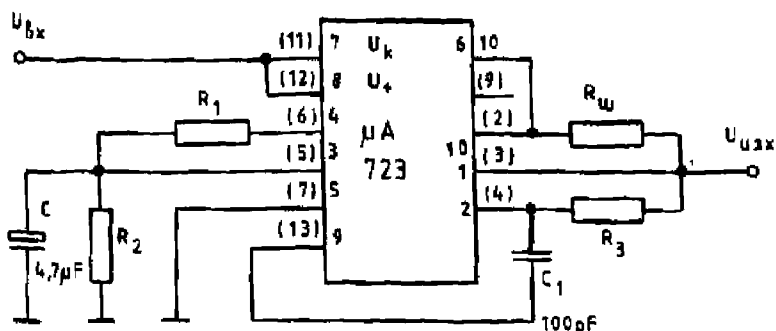
$$(2.26) \quad R_3 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Резисторът R_3 е сигналният резистор за токовата защита. За да се намали шумът на еталонното напрежение, се поставя кондензаторът C_2 , който се препоръчва да бъде танталов.

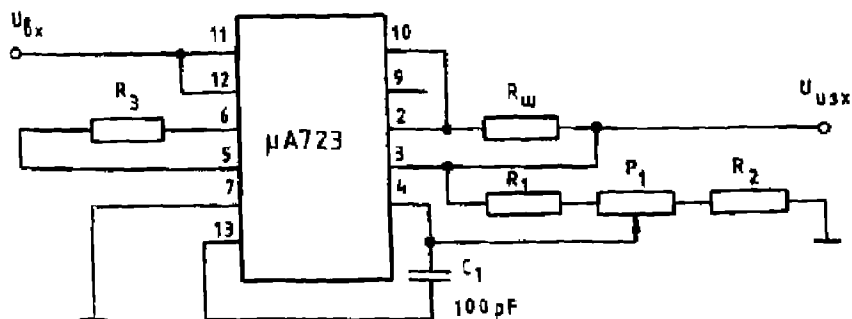
Особеност на тази схема е, че захранващото напрежение трябва да е по-високо от 9,5 V, за да работи източникът на еталонно напрежение. За намаляване на разсейваната топлинна мощност върху регулиращия транзистор напрежението U_C може да се подаде от източник с по-ниско напрежение. В други случаи променливото напрежение $U_{ак}$ се умножава двукратно с допълнителен токостабилитет и се подава на входа U^+ (осмо краче).

Схема на стабилизатор с изходно напрежение от 7 до 37 V. В този случай (фиг. 2.24) еталонното напрежение се подава директно на неинвертиращия вход, а част от изходното напрежение, взето от делителя R_1 , R_2 , се подава на инвертиращия вход на схемата.

На фиг. 2.25 е показана зависимостта на максималния изходен ток (който може да даде схемата, без да се превиши максималната допустима мощност) във функция на разликата от напрежението на входа и на изхода. В повечето случаи е необходим по-голям ток от този, който схемата може да даде, и се налага да се използват допълнителни мощни транзистори. Интегралната схема $\mu A723$ позволява да се включват както NPN,



Фиг. 2.23. Стабилизатор на напрежение $2 \div 7$ V



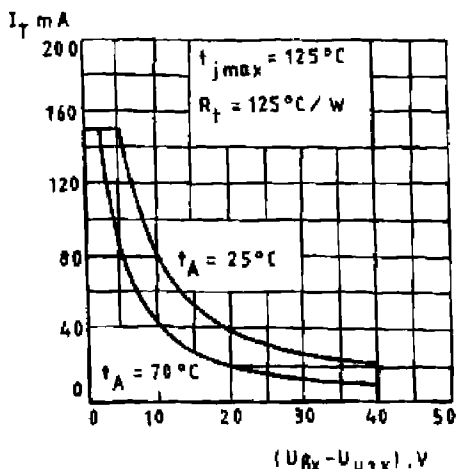
Фиг. 2.24. Стабилизатор на напрежение $7 \div 37$ V

така и PNP транзистори. Тезият брой се избира в зависимост от необходимия изходен ток и коефициента им на усиление. Двата варианта са показани на фиг. 2.26. За простота в тях е свързан само по един външен транзистор.

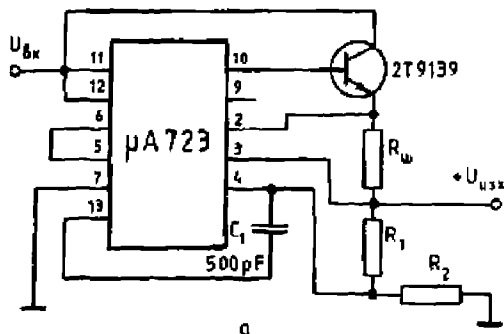
На фиг. 2.27 е показана схема с използването на съставен PNP — NPN транзистор.

Всички схеми, описани доук, са с правоъгълна изходна характеристика (фиг. 2.28 а).

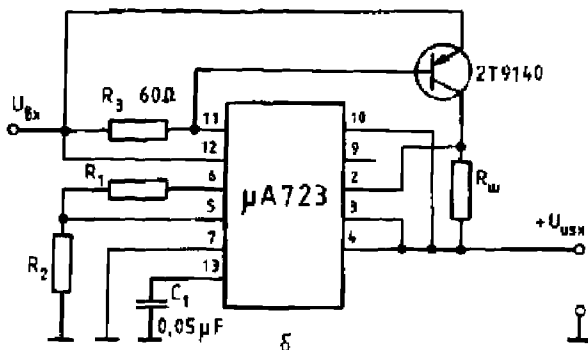
На фиг. 2.28 б е показана температурната зависимост на токовата защитна схемата μA723. Кривата I показва праговото



Фиг. 2.25. Максимален товарен ток на μA723 в зависимост от разликата между входното и изходното напрежение

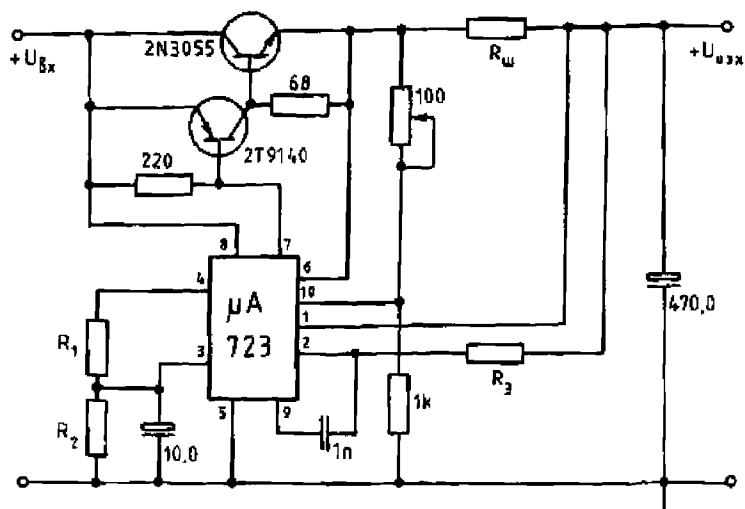


а

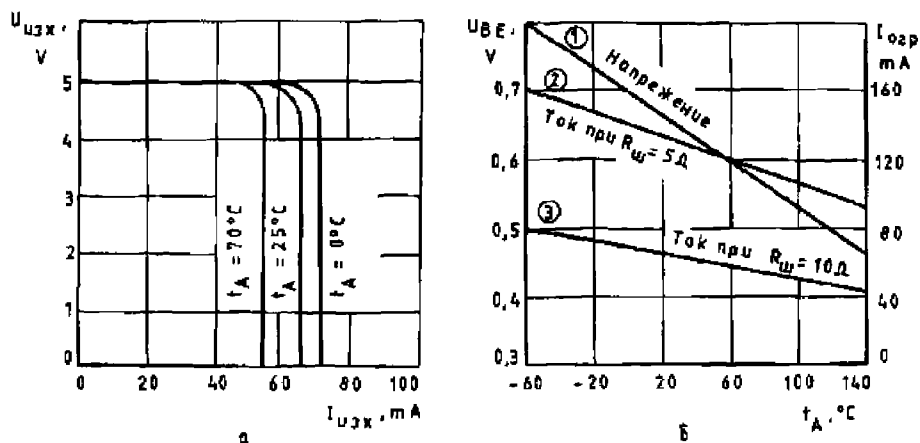


б

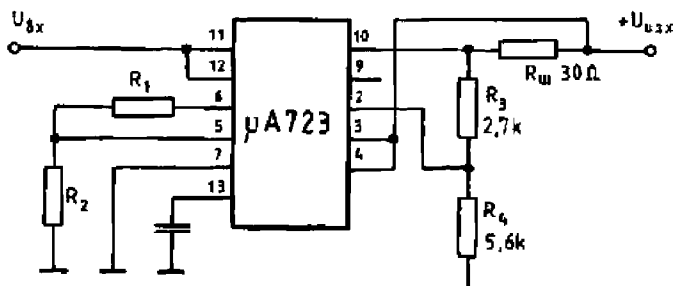
Фиг. 2.26. Стабилизатори за по-голям ток
а — с PNP транзистор; б — с NPN транзистор



Фиг. 2.27. Стабилизатор с PNP—NPN съставен регулиращ транзистор



Фиг. 2.28. Характеристики на токоограничаване на μA 723 за различни температури на кристала



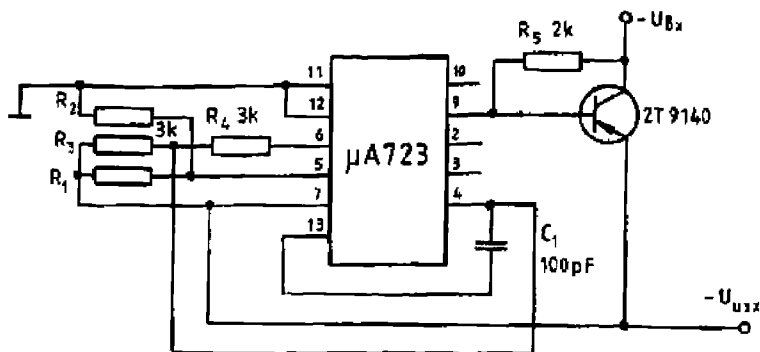
Фиг. 2.29. Стабилизатор с падаща характеристика на защитата

напрежение база—емитер U_{BE} на отпушване на транзистора T_{16} в зависимост от температурата на кристала. Вижда се, че това напрежение се изменя почти двукратно при промяна на температурата от -60° до $+140^\circ C$. В същата пропорционалност се изменя и токът на задействуване на защитата при постоянно съпротивление на $R_{ш}$. Криви 2 и 3 показват тази зависимост при $R_{ш} = 5 \Omega$ и $R_{ш} = 10 \Omega$. На фиг. 2.28 а е показано семейство изходни характеристики във функция на температурата на кристала при $R_{ш} = 10 \Omega$.

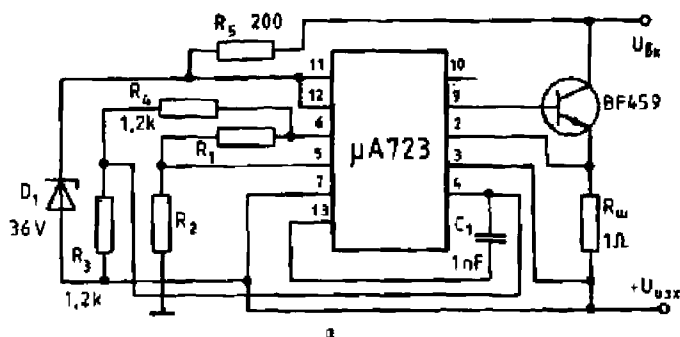
С добавяне на два резистора R_3 и R_4 към схемата от фиг. 2.23 може да се получи падаща изходна характеристика, както е показано на фиг. 2.29.

Схема на стабилизатор за отрицателно изходно напрежение е показана на фиг. 2.30.

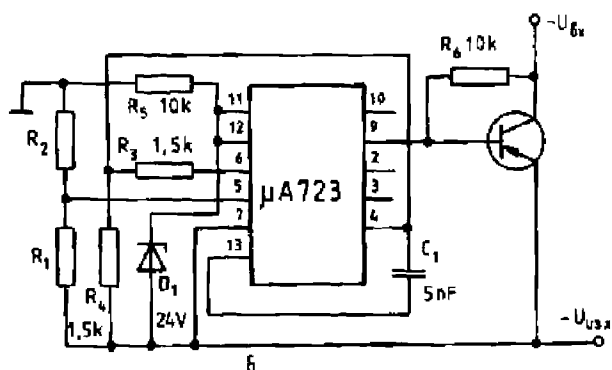
За получаване на напрежения на изхода, по-големи от 37 V, се използват схемите с „плаващо“ захранване. На фиг. 2.31 са по-



Фиг. 2.30. Стабилизатор за отрицателно изходно напрежение



а

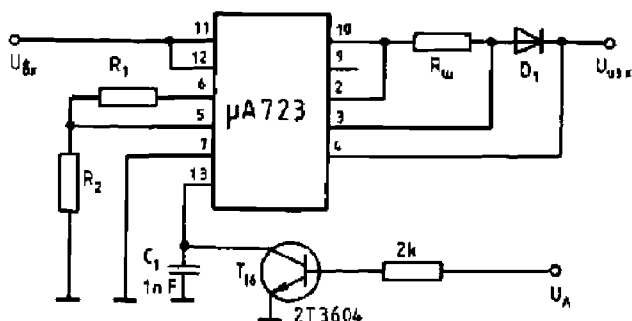


б

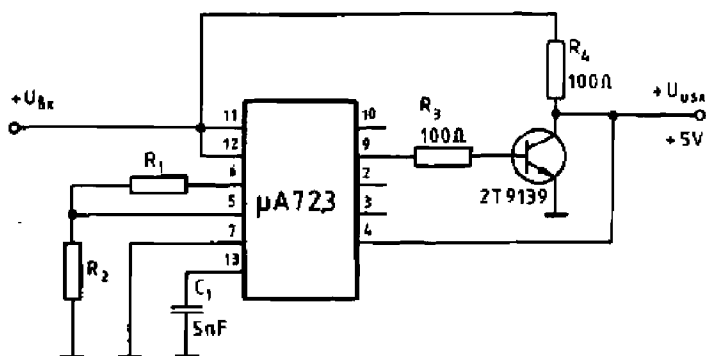
Фиг. 2.31. Стабилизатор за повишено изходно напрежение
а — за положително напрежение; б — за отрицателно напрежение

казани две такива схеми — съответно за положително и отрицателно напрежение.

За дистанционно включване на стабилизатора се използва



Фиг. 2.32. Схема на стабилизатор с дистанционно включване

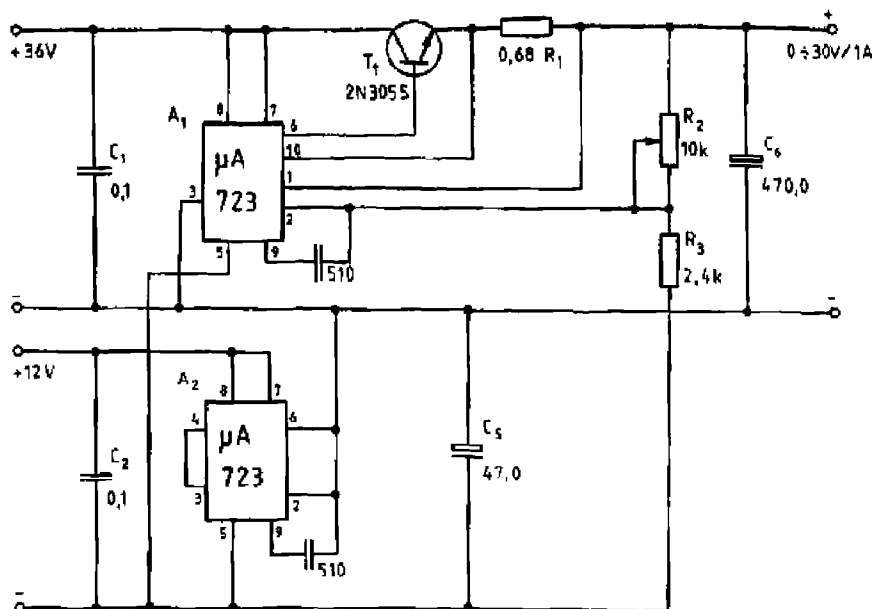


Фиг. 2.33. Паралелен стабилизатор на напрежение

схемата от фиг. 2.32. Ако не е необходима защита по ток, транзисторът T_{16} може да се използва в схемата за дистанционно включване. При изходни напрежения, по-малки от 10 V, диодът D_1 не се свързва.

С $\mu A723$ може да се направи и паралелен стабилизатор на напрежение (фиг. 2.33).

Ако за захранване на $\mu A723$ се използва самостоятелен източник, който е галванично развързан от основното силово захранване, може да се получи захранващо устройство с плавно регулируемо изходно напрежение. На фиг. 2.34 е показана опростена схема на стабилизатор за напрежение $0 \div 30$ V и ток до 1A. Тук схемата A_2 е включена като повторител на напрежение и представлява фактически източник на еталонно напрежение. Посредством A_1 е направен стабилизаторът на напрежение с правоъгълна характеристика. Изходното напрежение се регулира плавно чрез променливия резистор R_2 .



Фиг. 2.34. Стабилизатор на напрежение 0÷37 V

2.9.3. Методика за проектиране на стабилизатори с интегралната схема 723

Най-напред в зависимост от изискванията се избира подходяща схема (фиг. 2.23÷2.34). След това се определят броят и типът на външно включените регулиращи транзистори. При изчисляването се взема предвид максималният допустим ток, който може да отдаде схемата (фиг. 2.25).

Изходното напрежение се определя от формулите:

— за схемите с изходно напрежение от 2 до 7 V —

$$(2.27) \quad U_{\text{изх}} = U_{\text{ст}} \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

— за схемите с изходно напрежение от 7 до 37 V —

$$(2.28) \quad U_{\text{изх}} = U_{\text{ст}} \frac{R_1 + R_2}{R_2};$$

— за схемите с положително „плаващо“ захранване и изходно напрежение от 4 до 250 V —

$$(2.29) \quad U_{\max} = U \frac{R_2 - R_1}{2R_1};$$

$$(2.30) \quad R_3 = R_4;$$

— за схемите с отрицателно изходно напрежение от 6 до 250 V —

$$(2.31) \quad U_{\max} = U_{\text{от}} \frac{R_1 + R_2}{2R_1};$$

$$(2.32) \quad R_3 = R_4.$$

Стойността на тока, при която се задействува защитата по ток, се определя от формулата

$$(2.33) \quad I_{\text{огр}} = \frac{U_{\text{огр}}}{R_{\text{ш}}}$$

за правоъгълна изходна характеристика. За падаща изходна характеристика максималната и минималната стойност на тока се дават от изразите

$$(2.34) \quad I_{\text{огр}} = \frac{U_{\max} R_3}{R_{\text{ш}} R_4} + \frac{U_{\text{огр}} (R_3 + R_4)}{R_{\text{ш}} R_4}$$

и

$$(2.35) \quad I_{\min} = \frac{U_{\text{огр}}}{R_{\text{ш}}} \frac{R_3 + R_4}{R_4}.$$

Тук напрежението $U_{\text{огр}} = U_{BE}$ се определя от фиг. 2.28.

Пример 2.1. Да се проектира компенсационен стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие с интегралната схема $\mu A723$ за изходно напрежение 5 V и номинален изходен ток 2 A. Токът на задействане на защитата е $I_{\text{огр}} = 2,5$ A.

Избира се схемата от фиг. 2.27.

Изчисление

1. Изчислява се съставният транзистор $T_1 - T_2$. Определя се необходимият статичен коефициент на усилване на съставния транзистор за постигане на изходен ток на $\mu A723$ $I_{\text{ис}} < 10$ mA

$$h_{21E \min} = \frac{I_{\text{огр}}}{I_{\text{ис}}} = \frac{2,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 250.$$

Избира се типът на транзистора T_1 . Подходящ е 2N3055 със следните типови данни: $U_{CE \max} = 60$ V; $I_{C \max} = 15$ A; $P_{C \max} = 115$ W; $I_{BE \min} = 15$; $U_{CE \text{ sat}} = 1,1$ V.

Изчислява се максималният базов ток на T_1

$$I_{BT_1} = \frac{I_{огр}}{h_{21ET_1}} = \frac{2,5}{15} = 0,166 \text{ A.}$$

Избира се типът на транзистора T_2 . Подходящ е 2Т9136 със следните данни: $U_{CE \max} = 45 \text{ V}$; $I_{C \max} = 1 \text{ A}$; $P_{C \max} = 8 \text{ W}$; $h_{21E \min} = 20$; $U_{CE \text{ sat}} = 0,5 \text{ V}$.

Изчислява се максималният базов ток на T_2

$$I_{BT_2} = \frac{I_{BT_1}}{h_{21ET_2}} = \frac{0,166}{20} = 8,3 \text{ mA} < 10 \text{ mA.}$$

Избират се съпротивленията на резисторите R_3 и $R_4 - R_4 = 100 \Omega$ и $R_3 = 470 \Omega$.

2. Изчислява се входното напрежение

$$U_{вх \min} = U_0 + U_{CE \min} + U_{пулс} = 5 + 3 + 2 = 10 \text{ V.}$$

Ако мрежовото напрежение е $220 \text{ V} \begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$, номиналното входно напрежение е

$$U_{вх \text{ ном}} = \frac{U_{вх \min}}{0,85} = \frac{10}{0,85} = 11,765 \text{ V;}$$

а максималното —

$$U_{вх \max} = 1,1 U_{вх \text{ ном}} = 1,1 \cdot 11,765 = 12,942 \text{ V.}$$

3. Изчислява се максималната разсейвана мощност от T_1

$$P_{C \max T_1} = (U_{вх \max} - U_{п.вх}) I_{C \max} = (12,942 - 5) \cdot 2,5 = 20 \text{ W.}$$

4. Изчисляват се резисторите R_1 и R_2 . Избира се токът през делителя $I_{дел} = 1 \text{ mA}$. Тогава

$$R_1 = \frac{U_{сг} - U_{всх}}{I_{дел}} = \frac{7,15 - 5}{1 \cdot 10^{-3}} = 2,150 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = \frac{U_{всх}}{I_{дел}} = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = R_1 \parallel R_3 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = \frac{2,15 \cdot 5}{2,15 + 5} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Кондензаторът $C_1 = 4,7 + 10 \mu\text{F}$ намалява изходния шум и се препоръчва да бъде танталов.

5. Изчислява се токовата защита. Ако се избере падът върху резистора $R_{ш}$ да бъде $0,8 \text{ V}$,

$$R_{ш} = \frac{U_{R_{ш}}}{I_{огр}} = \frac{0,8}{2,5} = 0,32 \Omega$$

Избира се резистор $R_{ш} = 0,3 \Omega$, при което

$$U_{R_{ш}} = 2,5 \cdot 0,3 = 0,75 \text{ V}$$

Избира се токът през делателя R_5, R_6

$$I_{R_5} = I_{R_6} = 10 \text{ mA}$$

Тъй като транзисторът от защитата на $\mu\text{A} 723$ се отпущва при напрежение $U_{RR} = 0,65 \text{ V}$,

$$U_{R_5} = U_{R_{ш}} - 0,65 = 0,75 - 0,65 = 0,1 \text{ V};$$

$$R_5 = \frac{U_{R_5}}{I_{R_5}} = \frac{0,1}{10 \cdot 10^{-3}} = 10 \Omega;$$

$$R_6 = \frac{U_{изх} - U_{R_5}}{I_{R_5}} = \frac{5 - 0,1}{10 \cdot 10^{-3}} = 490 \Omega.$$

Избира се $R_6 = 510 \Omega$.

Пример 2.2. Да се проектира компенсационен стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие с интегрална схема $\mu\text{A} 723$ за изходно напрежение 15 V и максимален изходен ток $0,5 \text{ A}$.

Изчисление

1. Избира се схемата от фиг. 2.26 а. Изчислява се необходимият коефициент на усилване по ток на транзистора така, че изходният ток на $\mu\text{A} 723$ да бъде по-малък от 10 mA :

$$h_{21E} = \frac{I_{\max}}{10 \cdot 10^{-3}} = \frac{0,5}{0,01} = 50.$$

Избира се транзистор 2Т7237 с $h_{21E} > 50$ и $P_{C\max} = 25 \text{ W}$.

2. Определя се входното напрежение

$$U_{вх \min} = U_{взк} + U_{CE \text{ sat}} + U_{пулс} = 15 + 3 + 2 = 20 \text{ V};$$

$$U_{вх \text{ ном}} = \frac{U_{вх \min}}{0,85} = \frac{20}{0,85} = 23,54 \text{ V};$$

$$U_{вх \max} = 1,1 U_{вх \text{ ном}} = 1,1 \cdot 23,54 = 25,89 \text{ V}.$$

3. Изчислява се максималната разсейвана мощност на транзистора

$$P_{C \max} = (U_{вх \max} - U_{взк}) I_{\max} = (25,89 - 15) 0,5 = 5,45 \text{ W}.$$

4. Изчисляват се резисторите R_1 и R_2 . Избира се токът през делителя $I_{дел} = 1 \text{ mA}$. Тогава

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{взк}}{I_{дел}} = \frac{15}{1 \cdot 10^{-3}} = 15 \text{ k}\Omega.$$

Тъй като

$$U_{взк} = U_{ет} \frac{R_1 + R_2}{R_2},$$

$$R_2 = \frac{U_{ет}}{U_{взк}} (R_1 + R_2) = \frac{7,15}{15} \cdot 15 = 7,15 \text{ k}\Omega$$

и

$$R_1 = 15 - 7,15 = 7,85 \text{ k}\Omega.$$

5. Изчислява се токовата защита. Тъй като транзисторът на защитата на $\mu A 723$ се отпуща при $U_{R_{ш}} = 0,65 \text{ V}$, съпротивлението на резистора $R_{ш}$ се определя от израза

$$R_{ш} = \frac{U_{R_{ш}}}{I_{\max}} = \frac{0,65}{0,5} = 1,3 \Omega.$$

Избира се $R_{ш} = 1 \Omega$.

2.9.4. Интегрална схема NE/SE 550

Интегралната схема NE/SE 550 на фирмата SIGNETIX има същата схема както $\mu A 723$ и оттам същата област на приложение. Корпусите и изводите на двете схеми съвпадат, поради което възможна директната им замяна. Благодарение на по-съвършените принципна схема и технология на изработка при NE/SE 550 получени по-добри параметри.

На фиг. 2.35 са показани две схеми на стабилизатори на напрежение които се различават по начина на постигане на вашита токово претоварване. В двата случая изходната характеристика падаща.

За схемата от фиг. 2.35 а са валидни следните формули:

$$3.36) \quad I_{\text{защ max}} = \frac{U_S}{R_{\text{ш}}};$$

$$3.37) \quad I_{\text{защ min}} = \frac{U_S - R_F I_{CL}}{R_{\text{ш}}},$$

където

$$3.38) \quad I_{CL} = 0,125 \text{ mA}$$

вътрешен ток на схемата.

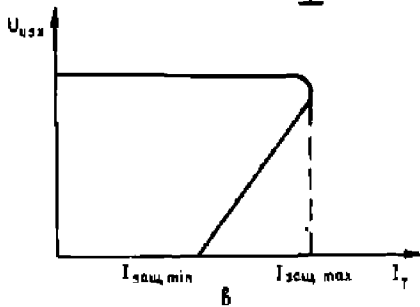
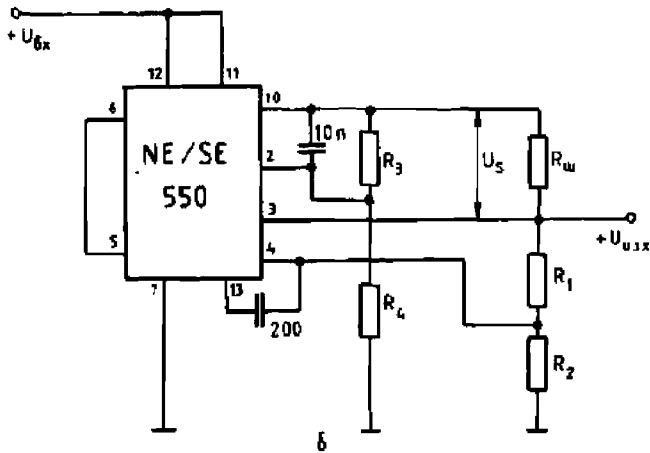
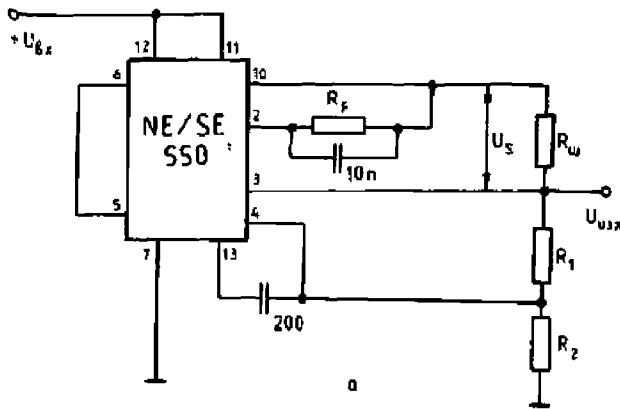
За изчисляване на защитните вериги на схемата от фиг. 2.35 б имат следните зависимости:

$$3.39) \quad R_S = \frac{U_S (I_{\text{защ max}} - I_{\text{защ min}}) U_{\text{нах}}}{I_{CL} (U_{\text{защ max}} - I_{\text{защ min}} + I_{CL}) U_{\text{нах}} - (I_{\text{защ min}} - I_{CL}) U_S};$$

$$3.40) \quad \frac{R_S}{R_A} = \frac{(U_S - I_{CL} R_S) (I_{\text{защ min}} - I_{CL})}{U_{\text{нах}} I_{CL} - U_S (I_{\text{защ min}} - I_{CL})};$$

$$3.41) \quad R_{\text{ш}} = \frac{(U_{\text{нах}} + U_S) \frac{R_S}{R_A} + U_S}{I_{\text{защ min}}};$$

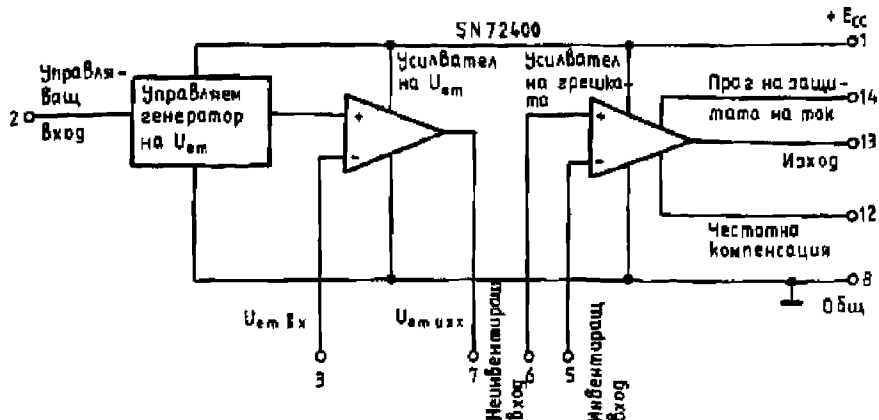
$$3.42) \quad I_{CL} = 0,125 \text{ mA.}$$



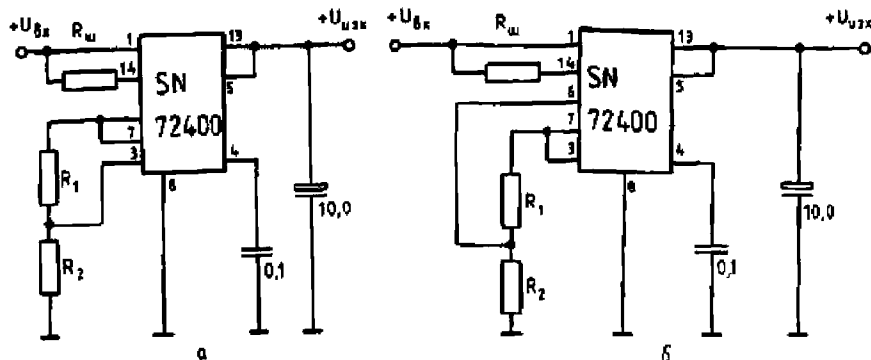
Фиг. 2.35. Стабилизатори на напрежение с интегрална схема NE/SE 550
 а — получаване на падаща характеристика с един резистор; б — получаване на падаща характеристика с делител на напрежение; в — изходна характеристика на стабилизаторите

2.9.5. Интегрална схема SN72400

Интегралната схема SN 72400 на фирмата TEXAS INSTRUMENT има еквивалентна схема, подобна на тази на μA 723 (фиг. 2.36).



Фиг. 2.36. Схема на SN 72400



Фиг. 2.37. Стабилизатори на напрежение с SN 72400

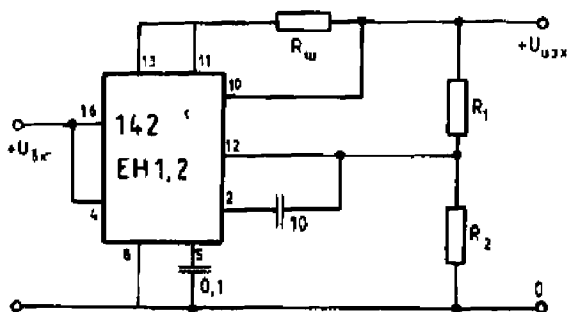
а — за напрежение, по-голямо от еталонното; б — за напрежение, по-малко от еталонното

Разликата е в това, че е изведен не само изходът на усилвателя на еталонно напрежение, но и инвертиращият му вход, поради което се получават по-добри параметри при изходни напрежения, по-малки от еталонното. Освен това управляващият вход за стробирание на схемата е конструиран така, че изключва еталонното напрежение. Предимство на SN 72400 е и малката стойност на температурния коефициент на изходното напрежение.

Двете основни схеми на включване (при изходни напрежения съответно по-големи и по-малки от еталонното напрежение) са показани на фиг. 2.37.

2.9.6. Интегрални схеми K142ЕН1 и K142ЕН2

Стабилизаторите K142ЕН1/2 се състоят от източник на еталонно напрежение 1,8 V, диференциален усилвател с динамичен отвар'



Фиг. 2.38. Стабилизатор на напрежение с К 142 ЕН 1/2

и два съставни регулиращи транзистора. За ограничаване на изходния ток се използва един транзистор, а втори — за стробиране.

Основната схема на включване на стабилизатора е дадена на фиг. 2.38. Други схеми, както и някои възможности за подобряване на параметрите на стабилизаторите, са показани в [2].

Стабилизаторите К142ЕН3/4 имат около два пъти повече елементи от К142ЕН1/2 и дават възможност да се получи с един порядък по-малка нестабилност на изходното напрежение. Те имат също защита от претоварване по ток и схема за синхронизация. По-подробно са описани в [2].

2.9.7. Стабилизатори за положително напрежение

Интегралните схеми от сериите LM100/LM200/LM300, LM105/LM205/LM305 и LM376 на фирмата NATIONAL SEMICONDUCTOR представляват стабилизатори за положително напрежение. В резултат от направените подобрения, основното от които е добавянето на още едно усилвателно стъпало, параметрите на серията LM105 превъзхождат тези на LM100.

За тези стабилизатори е характерно малкото време на възстановяване при импулсно натоварване (и то не само при импулсна промяна на товарния ток, но също и на входното напрежение), а също и липсата на паразитни генерации при активен и реактивен товар.

Схемата на LM105 е почти същата като тази на μ A723 (фиг. 2.21). Разликата е, че източникът на еталонно напрежение е директно свързан с неинвертиращия вход на усилвателя на грешката.

Пълната принципна схема е показана на фиг. 2.39. Като регулиращ елемент са използвани два съставни транзистора по схема Дарлингтон (T_{14} и T_{15}). От тях може да се консумира ток до 20 mA, ако разликата между входното и изходното напрежение е

г. 239. Принципиална схема на стабилизаторите от серията LM 105. Извоите са номерирани за корпус TO-5

1. Допуска се разлика в напрежението до 30 V при ток до 1А. Максималнотокова заплата е изпълнена с транзистора T_{18} . Усилвателят на грешката е двустъпален. Първото ъпало е диференциален усилгел (с T_8 и T_9). Диференциният сигнал се подава на вхона второто стъпало (базата емитера на T_5). За получава на голямо усиаване като вар на T_6 се използва генерор на ток — един от колекрите на T_{12} . На неинвертиращия вход на усилвателя (базата T_3) се подава еталонното напрежение, а на инвертиращия вход (зата на T_3) — сигналът, получен от делителя за отрицателна ратна връзка. Транзисторът T_{17} е за защита и изключва схемата, когато напрежението на инвертиращият вход стане с 0,7 V голямо от еталонното.

Останалата част от елементите в схемата участвуват в изгражението на източника на еталонно напрежение или служат за температурна компенсация. Стабилитронът D_1 се захранва с постоянен ток от долния колектор на T_{12} , а делителят на еталонно напрежение с T_{10} , T_9 , T_7 , R_1 — R_4 , който осигурява необходимите пражения на T_2 и T_4 — от средния колектор на T_{12} . Транзистор T_1 осигурява температурна компенсация на T_2 , а транзистор T_8 — на генератора на ток T_7 , захранващ T_4 . Транзисторът определя емитерното напрежение на усилвателя T_5 . Температурната компенсация на T_{12} става посредством T_{11} , T_{13} и T_{18} .

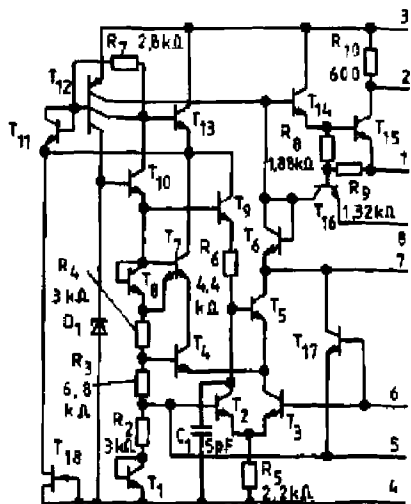
Основната схема на включване на LM105 е показана на фиг. 10. При използване на вътрешните регулиращи транзистори кодите 2 и 3 се свързват накъсо.

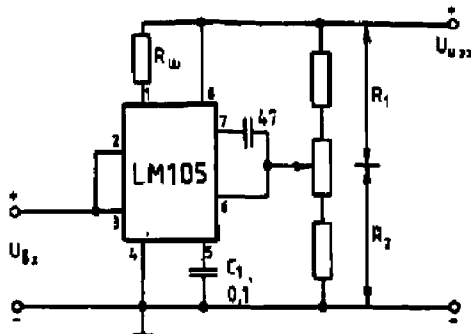
Изходното напрежение на схемата е

$$43) \quad U_{изх} = U_{ет} \frac{R_3}{R_1 + R_2},$$

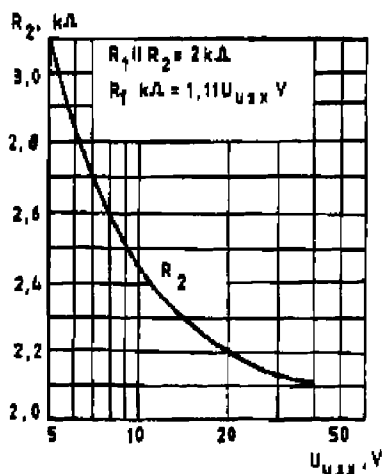
дето $U_{ет}$ има производствен толеранс в границите от 1,65 до 5 V.

За получаване на максимално висока стабилност еквивалентно съпротивление на паралелно свързаните R_1 и R_2 (спрямо входа на схемата) трябва да бъде





Фиг. 2.40. Стабилизатор на напрежение с LM 105



Фиг. 2.41. Зависимост на R_2 от $U_{изх}$

$$(2.44) \quad R_e = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2 \text{ k}\Omega.$$

Кривите на зависимостта на R_2 от $U_{изх}$ са показани на фиг. 2.41. Резисторите R_1 и R_2 могат да се определят и аналитично от изразите

$$(2.45) \quad R_1 = R_e \frac{U_{от}}{U_{изх}} \frac{U_{от}}{U_{изх}} = 2 \frac{1,7}{U_{изх}} = \frac{3,4}{U_{изх}} \text{ k}\Omega;$$

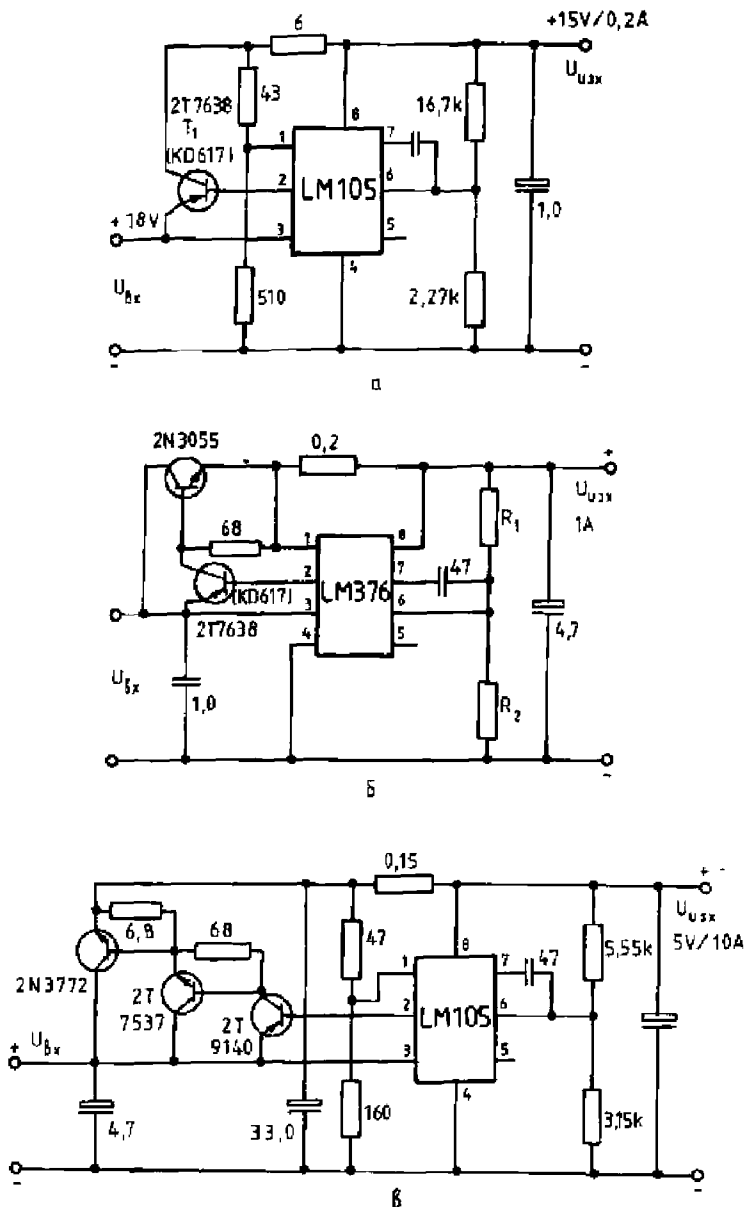
$$(2.46) \quad R_2 = \frac{R_1 R_e}{R_2 - R_e}.$$

За стабилизатор с правоъгълна изходна характеристика сигналният резистор $R_{ш}$ се определя от равенството

$$(2.47) \quad R_{ш} = \frac{0,3}{I_{отр}}.$$

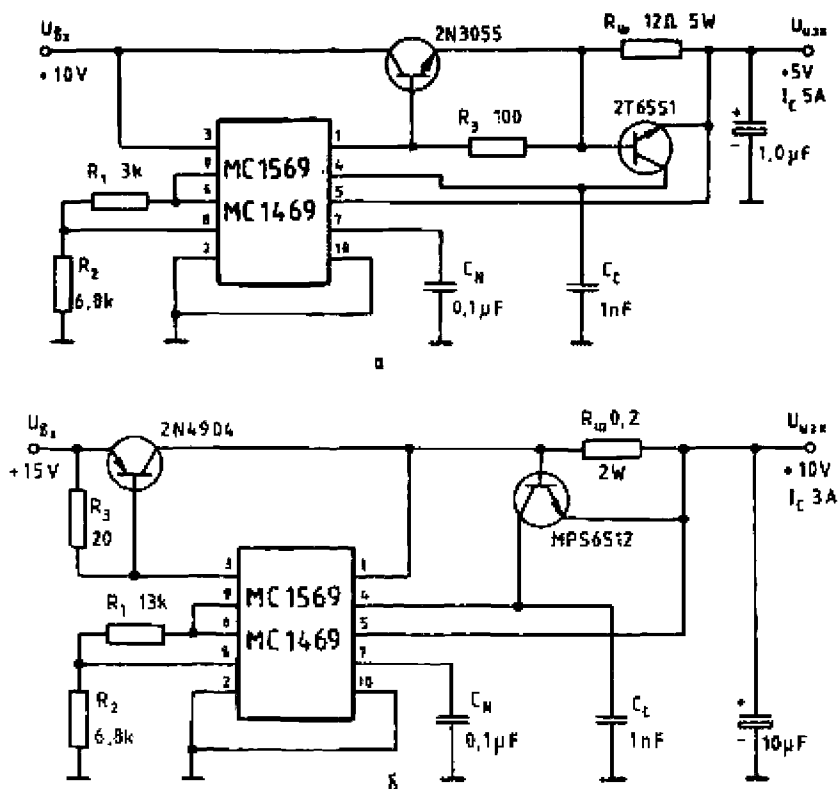
Изходният ток се увеличава чрез включване на външни мощни транзистори. На фиг. 2.42 са показани три схеми за различни напрежения и токове. Схемата на фиг. 2.42 в има защита по ток с падаща изходна характеристика.

Други стабилизатори за положително напрежение са например MC 1469 и MC 1509. Те нямат вътрешна защита от късо съеди-



Фиг. 2.42. Схеми на стабилизатори с LM 105
 а — за 15 V, 0.2 A; б — за 1 A; в — за 5 V, 10 A

вение. На фиг. 2.43 са показани две типични схеми за свързване на тези интегрални стабилизатори.



Фиг. 2.43. Стабилизатори на напрежение с MC 1569 и MC 1469

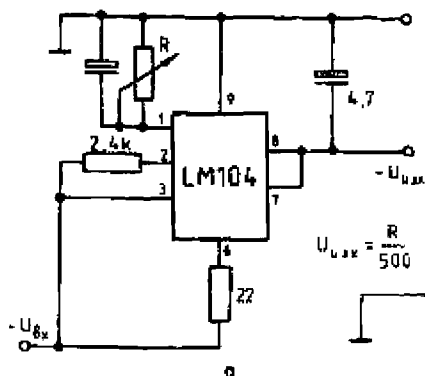
а — за ток 5 А; б — за ток 3 А

2.9.8. Универсални стабилизатори за отрицателно напрежение

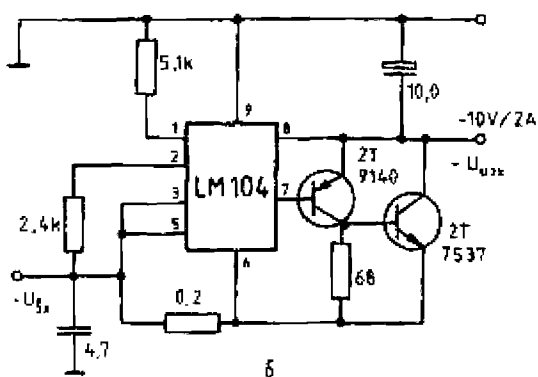
Универсалните стабилизатори за отрицателно напрежение са намерили сравнително слабо разпространение по ред причини. Най-известни са интегралните схеми LM104/LM204/LM304 и MC 1463/MC1563. На фиг. 2.44 са показани две схеми на стабилизатори на отрицателно напрежение с LM104. За схемата от фиг. 2.44 а изходното напрежение е

$$(2.48) \quad U_{\text{вых}} = \frac{R}{500}.$$

На фиг. 2.45 са показани две схеми с MC1563 за различни токове.

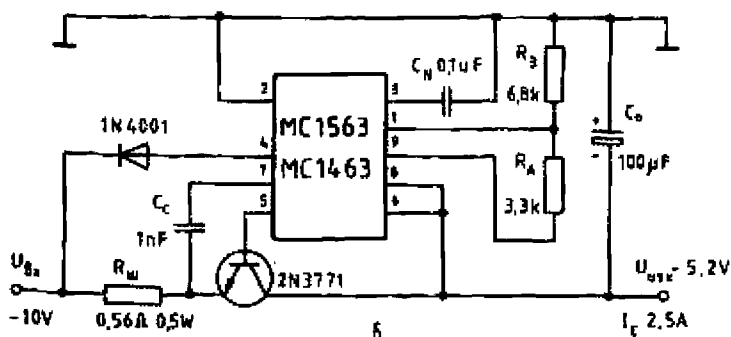
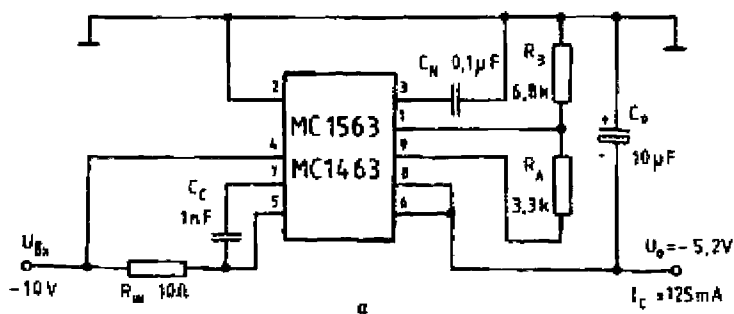


Фиг. 2.44. Стабилизатори на отрицателно напрежение с LM 104
 а — за регулируемо напрежение; б — за 10 V, 2 A



Фиг. 2.45. Стабилизатори за отрицателно напрежение с MC 1563 и MC 1483

а — за 125 mA; б — за 2.5 A



2.10 СТАБИЛИЗАТОРИ С ТРИЗВОДЕН КОРПУС ЗА ФИКСИРАНИ НАПРЕЖЕНИЯ

Съществуват няколко стандартни стойности захранващи напрежения (например 5 V — за цифрови интегрални схеми и 12 или 15 V — за аналогови схеми). Захранването на схемите в тези случаи е най-лесноизпълнимо, ако се използват интегрални стабилизатори за фиксирани напрежения с три извода: вход — за свързване към нестабилизираното напрежение, изход — за стабилизираното напрежение и общ извод — корпус (земя). Стойностите на изходните напрежения образуват растящ ред — 5, 6, 8, 12, 15, 18 и 24 V.

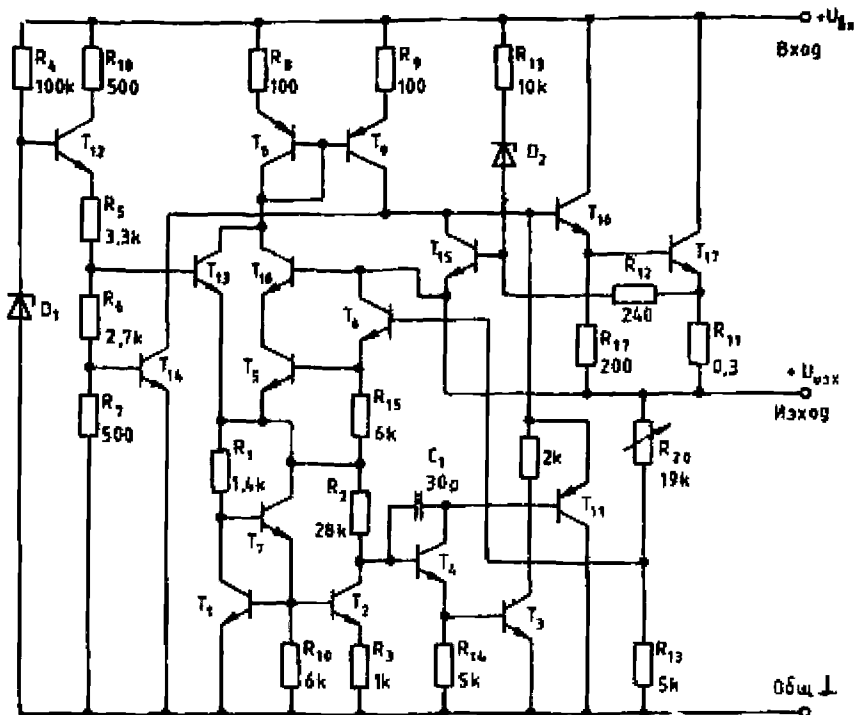
Сега най-широко разпространение са получили няколко серии на интегрални стабилизатори с три извода: μ A7800, μ A7900, LM109, LM117, LM137, LM123, LM140, LM150, L005, L036 и др., които имат обща схема, сходно устройство и, тъй като са поместени в едни и същи корпуси, са в общия случай взаимнозаменяеми. Пълните им технически параметри и характеристики са дадени в специализираната фирмена литература.

От гореспоменатите схеми стабилизаторите μ A7900 и LM137 са за отрицателно напрежение, а останалите — за положително.

Схемата μ A7800 е интегрален стабилизатор за положително напрежение, оформен в корпусите на мощни транзистори — TO-3 и TO-220 с изходен ток до 1+1,5 A за напрежения от 5 V (μ A7805) до 24 V (μ A7824). Схемите, които се произвеждат в България под названието IPH7800 са само в корпус TO-220 и при тях липсват напреженията 6, 18 и 24 V. Някои фирми изготвят в същите корпуси стабилизатори за изходен ток до 3 A (μ A78T00). Съществуват и стабилизатори за 0,7 A (μ A78M00) в корпуси TO-220 и TO-39. Стабилизаторите за ток 0,1 A се произвеждат в корпуси TO-39 и TO-92.

Ще бъде разгледано действието на схемата 7800. Това е компенсационен стабилизатор с непрекъснато действие. Входното стъпало осигурява нормална работа на еталонния източник и схемата за температурна компенсация. Сигналят на грешката се подава на усилвателя и оттам на регулирания елемент. В стабилизаторите са вградени максималнотокова и термична защита.

Принципната схема на стабилизатора е показана на фиг. 2.4б. В еталонното напрежение, изградено посредством транзисторите T_3 и T_9 , няма лавинни стабилитрони. Ниското еталонно напрежение позволява да се работи с минимално входно напрежение (превключавачо изходното само с пада върху регулирания транзистор) при което се увеличава допустимият изходен ток при фиксирана стойност на разсейваната мощност. Принципът на действие на източника на еталонно напрежение е основан на обстоятелството, че са точно известни напреженията U_{BE} на интегралните транзистори в зависимост от съотношенията на токовете. В качеството на еталонно напрежение е избрана забранената зона на силиция (1,205 V)



Фиг. 2.46. Схема на μA 7800

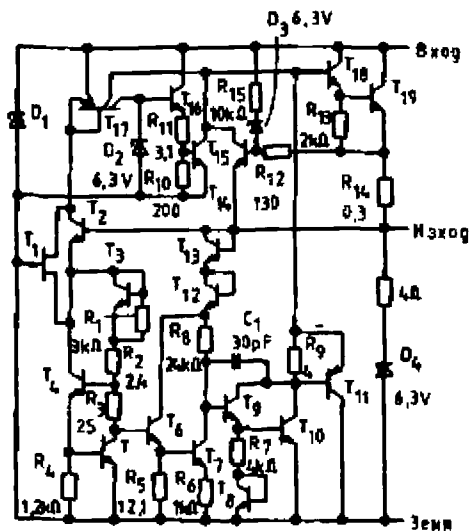
По този начин може да се получи температурен коефициент, близък до нула. За $\mu A7805$ например е постигнат температурен коефициент $T_k = -1,1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ в температурен интервал от 0 до 125°C .

Усилвателят на грешката (с T_{12} , T_{14}) има вътрешна честотна компенсация посредством кондензатор с капацитет 30 pF.

Защитата от претоварване по ток е изпълнена с транзистора T_{16} . При повишаване на пада върху сигналния резистор R_{19} при ток над допустимия се отпушва T_{11} , при което се запущват съставните транзистори T_{16} – T_{17} . За предпазване на схемата от вторичен пробив се използват диодът D_2 и резисторът R_{15} . Когато диодът се отпуши, на базата на T_{13} се подава допълнителен сигнал, който запущва крайните транзистори.

Схемата има бързодействаща температурна защита (с T_2). Транзисторът T_2 е разположен в непосредствена близост до крайните транзистори. Преднапрежението му е така избрано, че при повишаване на температурата на крайните транзистори той се отпушва, при което мощните транзистори се запущват.

Стабилизаторите за фиксирани напрежения от сериите LM140 и LM340 имат почти същите параметри като $\mu A7800$.



Фиг. 2.47. Схема на LM 109

Стабилизаторите LM109/LM209/LM309, както и LM123/LM223/LM323 са за изходни напрежения 5 V. Първата серия е специално проектирана за захранване на TTL схеми, при които има токови удари. Тези стабилизатори имат много малко вътрешно съпротивление и вградена защита от пренапрежение върху товара. Принципната схема на стабилизаторите от серията LM109 е показана на фиг. 2.47.

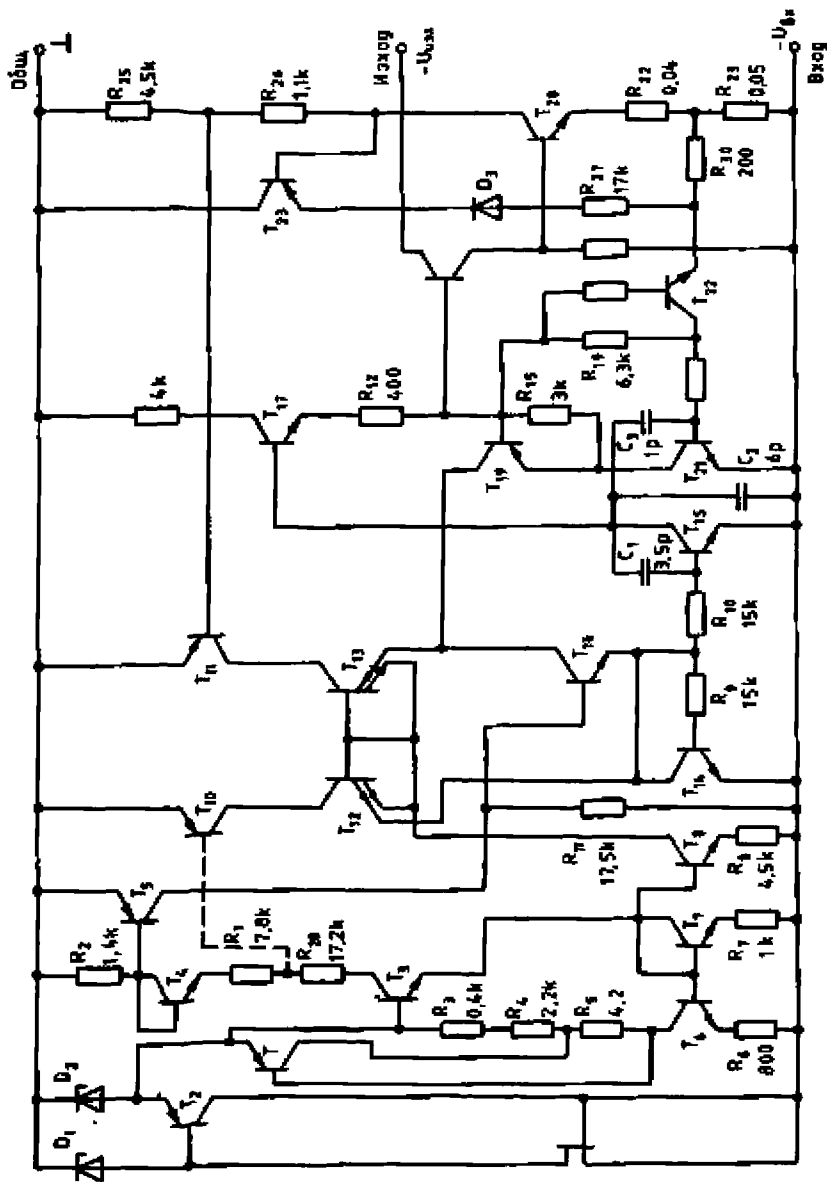
Втората серия е предназначена за захранване на схеми, които консумират ток до 3 A.

Съществуват и стабилизатори за фиксирани отрицателни напрежения. От тях стабилизаторите от серията μ A7900 се произвеждат и в НРБ под наименованието 1PH7900. Изходните напрежения и параметрите на схемите са същите като на серията μ A7800.

Принципната схема на тези стабилизатори е показана на фиг. 2.48.

Основната схема на включване на стабилизаторите за фиксирани напрежения е показана на фиг. 2.49. Кондензаторът C_1 се използва, ако е необходимо да се неутрализира влиянието на дълги входни проводници. Кондензаторът C_2 не е необходим за устойчивост на схемата, но подобрява изходния импеданс на стабилизатора и реакцията му при импулсен товар.

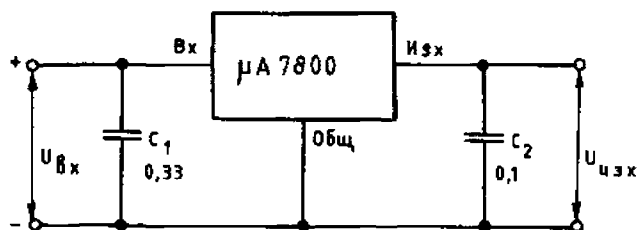
За получаване на стабилизатори с плавно регулируеми изходни напрежения, по-големи от 5 V, са подходящи схемите от фиг. 2.50 а ÷ г. За схемата от фиг. 2.50 д изходното напрежение е



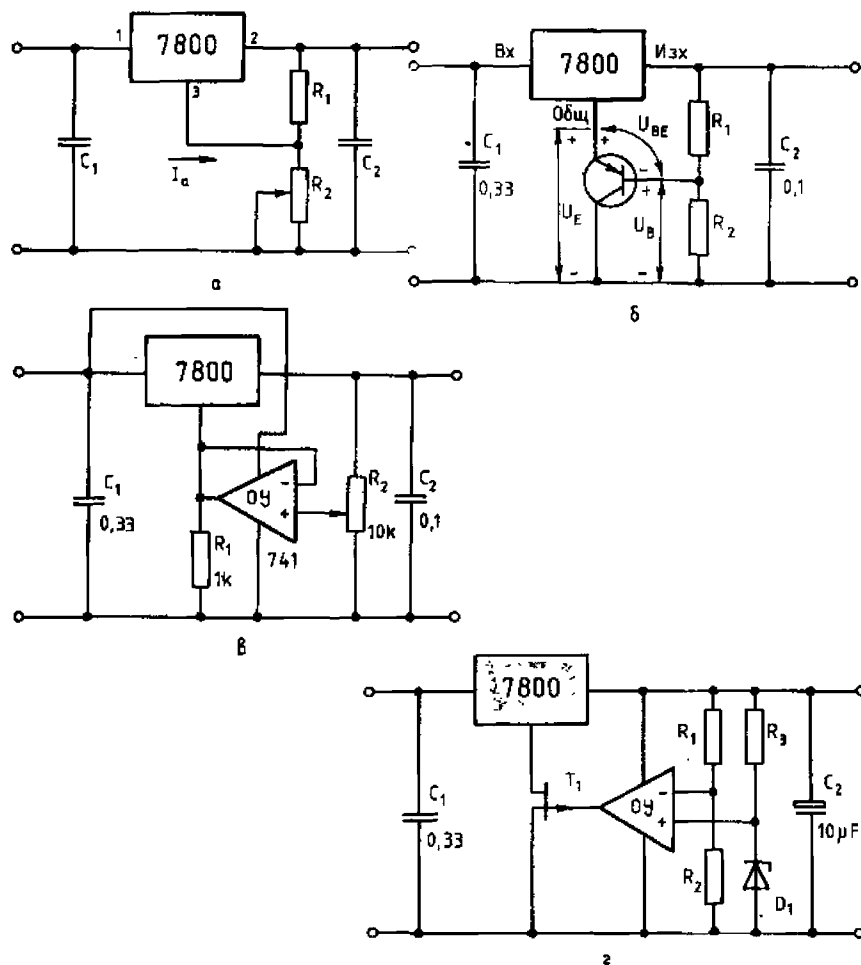
Фиг. 2.48. Схема на $\mu\text{A} 7900$

(2.49)

$$U_{\text{вхх}} = U_{2-3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_Q R_2$$

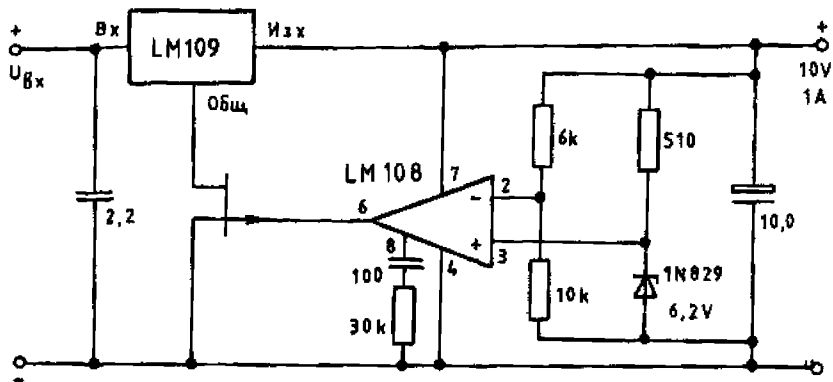


Фиг. 2.49. Схема на стабилизатор на напрежение с $\mu A 7805$



Фиг. 2.50. Схеми на стабилизатори с $\mu A 7805$

а — за регулируемо напрежение над 5 V; б — за фиксирано напрежение над 5 V; в и г — за регулируемо напрежение над 5 V



Фиг. 2.51. Стабилизатор за регулируемо напрежение с LM 109

където токът I_Q , протичащ през стабилизатора, няма постоянна стойност и зависи от температурата, входното и изходното напрежение и тока през стабилизатора. Типичната му стойност е около 5 mA, а изменението може да достигне до 1,5 mA. За да се избегне влиянието на този ток, се използват другите три схеми. В схемата на фиг. 2.50 интегралната схема $\mu A7805$ се използва само като регулиращ елемент, притежаващ максимално токова и температурна защита. Ако се използва температурно компенсиран ценов диод, с нея може да се постигне висока стабилност. Подобна схема с интегралния стабилизатор LM109 е показана на фиг. 2.51.

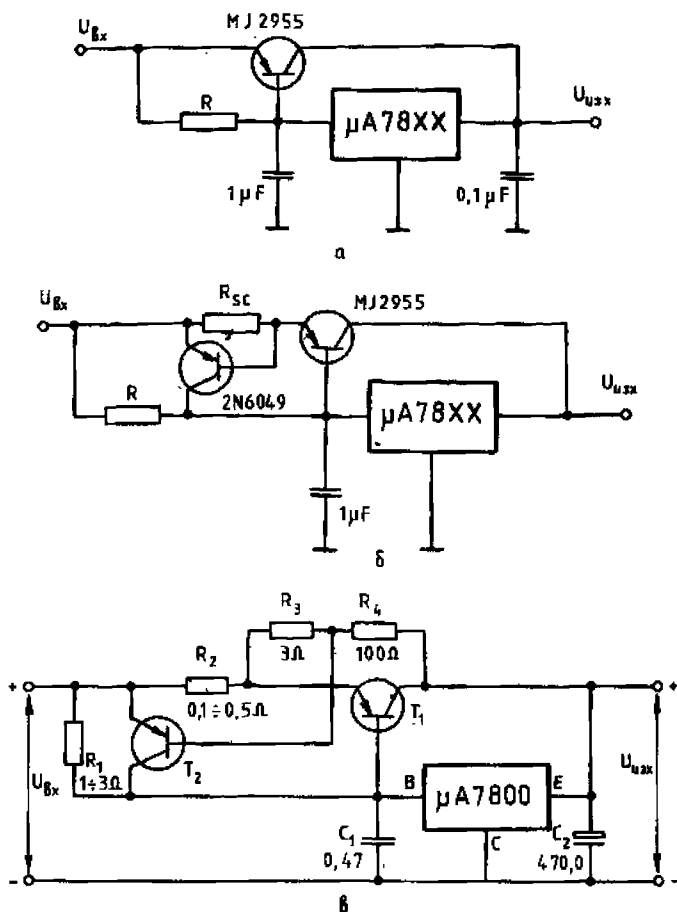
Когато е необходим изходен ток, по-голям от $1 \div 1,5$ A, се използват схемите от фиг. 2.52 а-в. Първата схема е най-простата и няма защита от токово претоварване на външния транзистор. При втората схема външният регулиращ транзистор T_1 е защитен от късо съединение посредством транзистора T_2 . На фиг. 2.52 в е показан вариант с плавно регулиране на тока на защитата във функция от разликата между входното и изходното напрежение.

Ако стабилизаторът се свърже по схемата от фиг. 2.53, се получава стабилизатор на ток със стойност

$$(2.50) \quad I_{\text{изх}} = \frac{U_{2-3}}{R_1} + I_Q.$$

2.11. Стабилизатори в триизводен корпус за плавно регулируеми напрежения

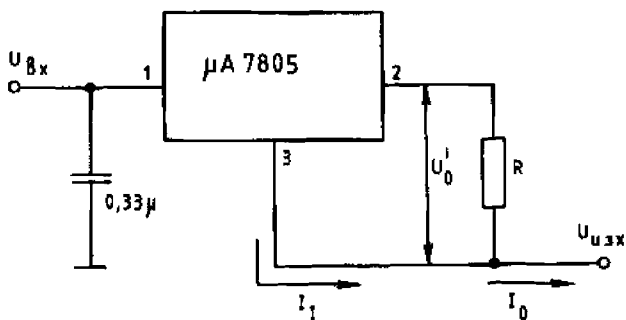
В някои случаи значителни удобства за потребителя може да представляват тези стабилизатори с три извода, чийто находен



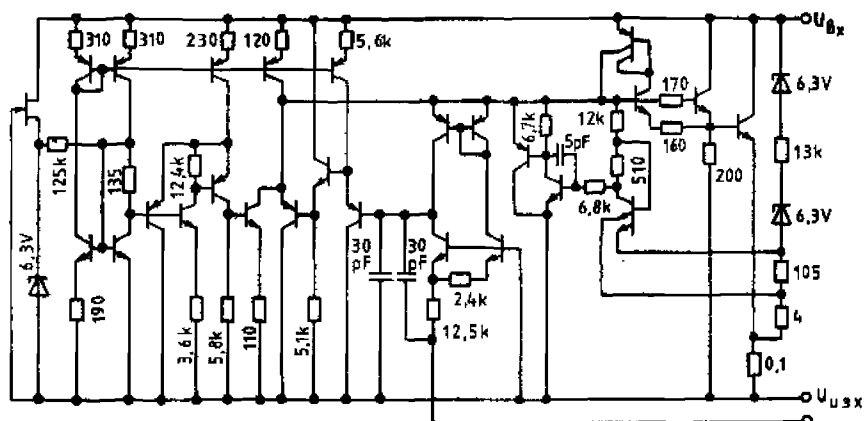
Фиг. 252. Стабилизатори за голям ток
 а — без токова защита; б — с токова защита; в — с токова защита,
 зависеща от напрежението

делител на напрежение се включва външно. По този начин изходното напрежение може да се фиксира на произволна стойност или да се регулира плавно. Пример за такива стабилизатори са интегралните схеми LM117/LM217/LM317 на фирмата NATIONAL SEMICONDUCTOR. Те са за ток до 1,5 A, а изходното им напрежение може да се регулира плавно от 1,2 до 37 V с помощта на два външни резистора. Тези стабилизатори се произвеждат и от други фирми под различни означения — напр. TDB0117 от SIEMENS.

Стабилизаторите LM150/LM250/LM350 се различават от LM117 по това, че са предназначени за изходен ток до 3 A.



Фиг. 2.53. Стабилизатор на ток с $\mu A 7805$



Фиг. 2.54. Принцилна схема на LM 117

Принципната схема на стабилизатора LM117 е показана на фиг. 2.54.

Основната схема на свързване на тези стабилизатори е показана на фиг. 2.55. Еталонното напрежение U_{1-3} е с типична стойност $1,25 V$, приложено е върху R_1 и изисква токът през R_2 да е постоянен. Тогава за изходното напрежение е валиден изразът

$$(2.51) \quad U_{изх} = U_{1-3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_1 R_2$$

В много случаи събираемото $I_1 R_1$ може да се пренебрегне, тъй като токът I_1 е до $100 \mu A$ и е независим от товара и температурата.

Ако входният кондензатор е далече от интегралната схема, се препоръчва между вход и маса да се включи кондензатор от

LM317T

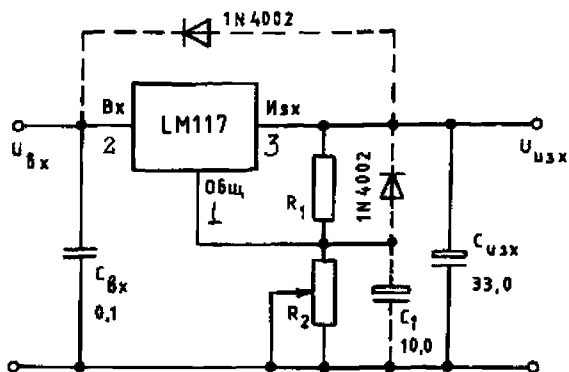


132

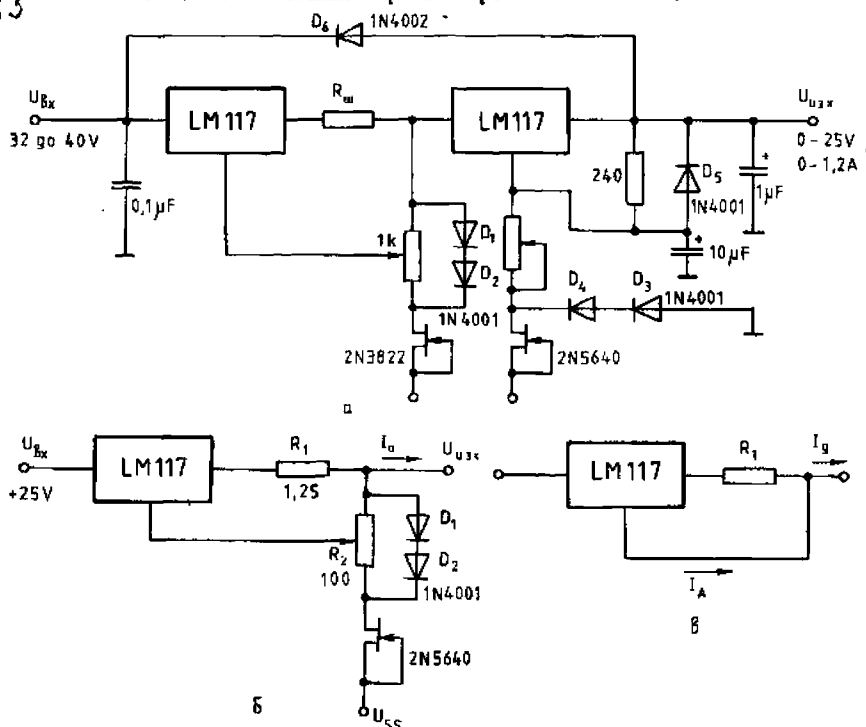
LM337T



123



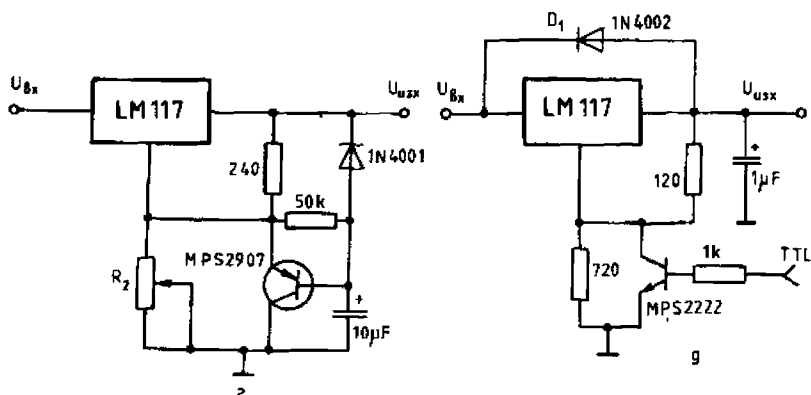
Фиг. 2.55. Стабилизатор на напрежение с LM117



Фиг. 2.56. Приложение на интегралната схема LM117

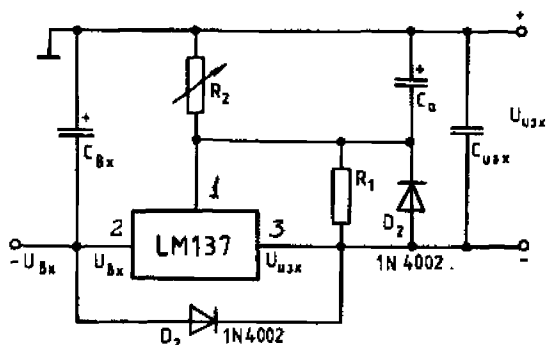
а — стабилизатор на напрежение с токоограничаване; б — стабилизатор с падаща характеристика; в — стабилизатор на ток

0,1 μ F. За подобряване на стабилността на изхода се слага кондензатор от 0,1 до 22 μ F. За намаляване на брума може да се свърже кондензатор между извод 1 и маса. Ако този конденса-



Фиг. 2.56

а — стабилизатор с меко пускане; б — стабилизатор с дистанционно включване



Фиг. 2.57. Стабилизатор за отрицателно напрежение с LM137

тор има капацитет $10 \mu\text{F}$, отношението сигнал/шум се подобрява от 50 на 80 dB.

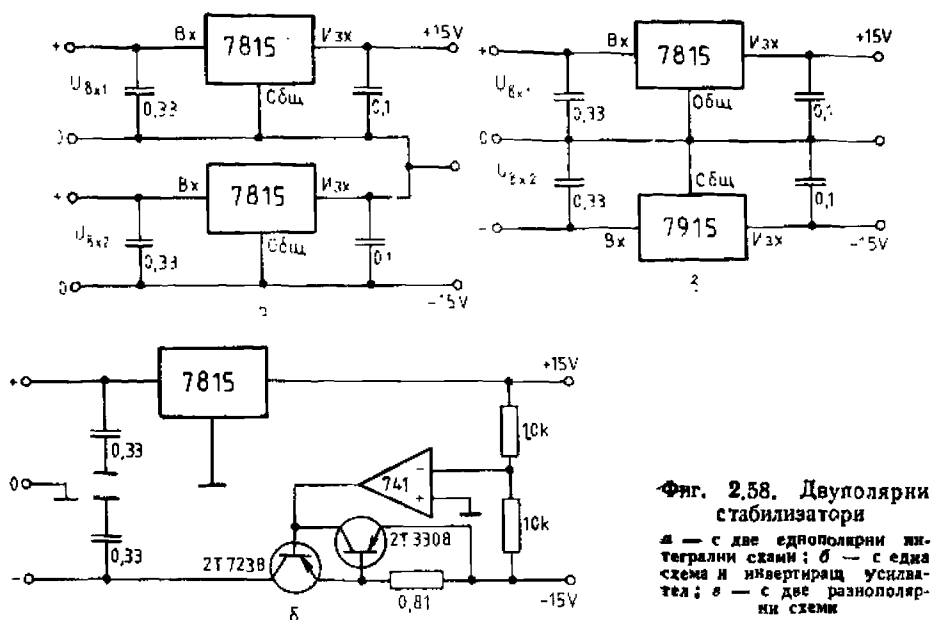
Ако изходното напрежение е по-голямо от 25 V и кондензаторите са по-големи от $10 \mu\text{F}$, се налага използването на защитни диоди, както е показано с прекъсвана линия на фиг. 2.55.

Различни схеми на приложение на LM117 са показани на фиг. 2.56 а÷д.

Съществуват и стабилизатори за отрицателни напрежения. Такива стабилизатори са LM137/LM237/LM337. Те са предназначени за отрицателни напрежения от $-1,2\text{V}$ до -37V и ток до 1,5 A.

Изходното напрежение при стабилизаторите за отрицателни напрежения се определя от израза 2.51, като знакът пред второто събираемо е плюс.

Основната схема на свързване на LM137 е дадена на фиг. 2.57.



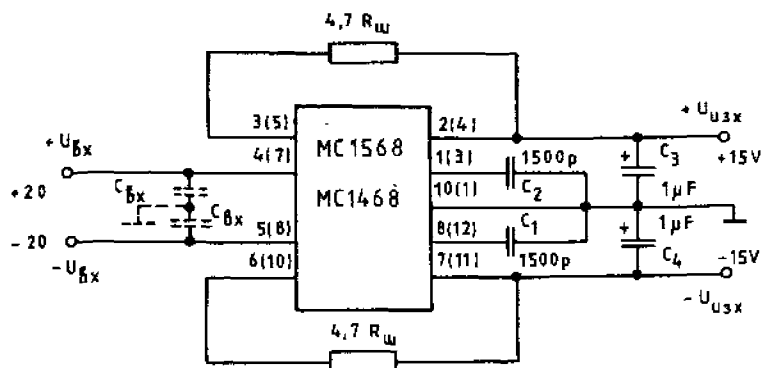
Фиг. 2.58. Двуполярни стабилизатори
 а — с две еднополярни интегрални схеми; б — с една схема и инвертиращ усилвател; в — с две разнополярни схеми

2.12. ДВУПОЛЯРНИ СТАБИЛИЗАТОРИ

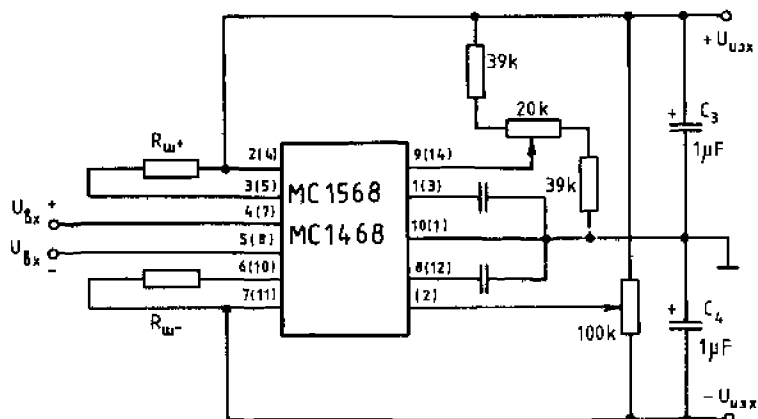
За захранване на линейни схеми са необходими напрежения с положителна и отрицателна полярност, най-често $\pm 15\text{ V}$. Няколко възможни начина за получаването им са показани на фиг. 2.58 а÷в. На фиг. 2.58 а е показан двуполярен стабилизатор, изпълнен с две еднакви интегрални схеми ($\mu\text{A}7815$). В този случай са необходими две галванично изолирани входни напрежения. Ако токоизправителят е двуполярен с обща точка, може да се използва схемата от фиг. 2.58 б, където отрицателното напрежение се получава от инвертиращ операционен усилвател и мощен транзистор T_1 . Транзисторът T_2 служи за максималнотокова защита на отрицателния изход.

Най-просто решение на двуполярен стабилизатор е показано на фиг. 2.58 в с две разнополярни интегрални схеми. Недостатък на тази схема е необходимостта от два типа интегрални стабилизатори — $\mu\text{A}7815$ и $\mu\text{A}7915$.

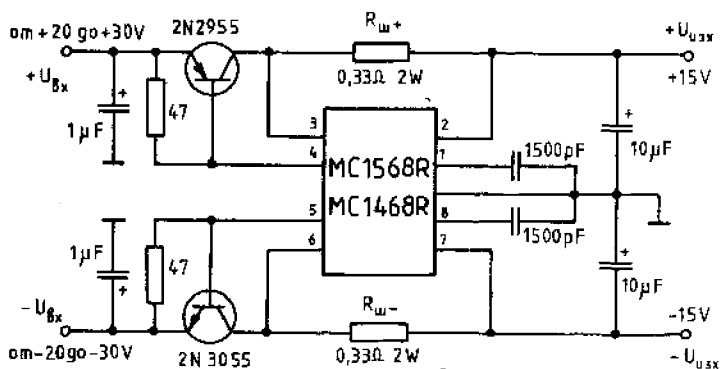
Съществуват и специализирани схеми на двуполярни стабилизатори. Такива са например схемите MC1468/MC1568 и NE/SE5553 и NE/SE5554. Основната схема на свързване на MC1468/MC1568 е показана на фиг. 2.59. На фиг. 2.60 са показани два модифицирани варианта на двуполярни стабилизатори със същата интегрална схема.



Фиг. 2.59. Двуполярен стабилизатор с MC1468/MC1568

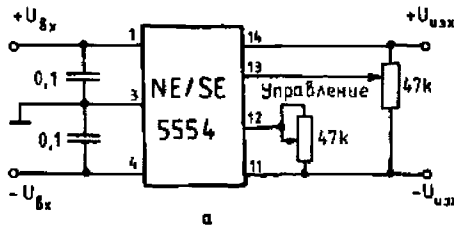


а

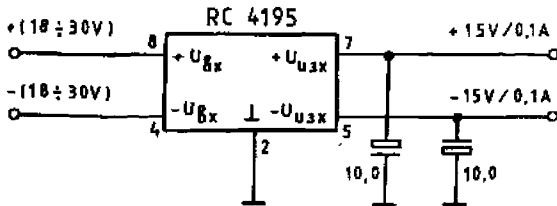
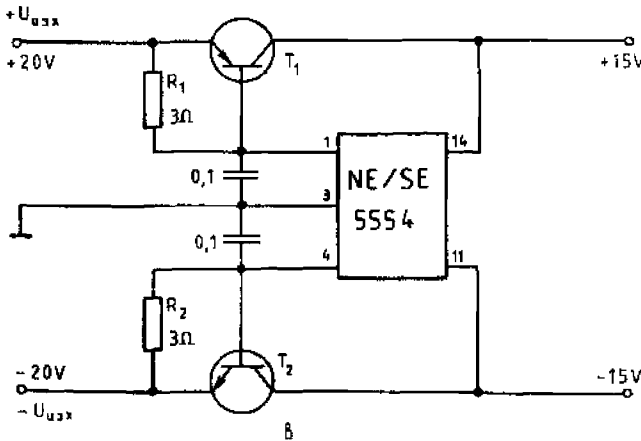
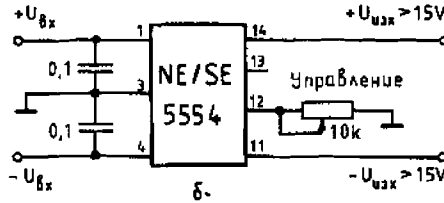


б

Фиг. 2.60. Двуполярни стабилизатори с MC 1468/MC1568
 .а — с падаща характеристика; б — с разширяване на обхвата по ток



Фиг. 2.61. Двуполярни стабилизатори с NE/SE 5554
 а — с балансиране на изходите; б — за регулируемо напрежение без балансиране; в — за по-голям ток



Фиг. 2.62. Двуполярен стабилизатор с RC 4195

На фиг. 2.61а÷в са показани три схеми на двуполярни стабилизатори с NE/SE5554.

На фиг. 2.62 е дадена схемата на свързване на интегралния стабилизатор RC4195.

2.13. СПЕЦИАЛНИ СХЕМИ НА СТАБИЛИЗАТОРИ

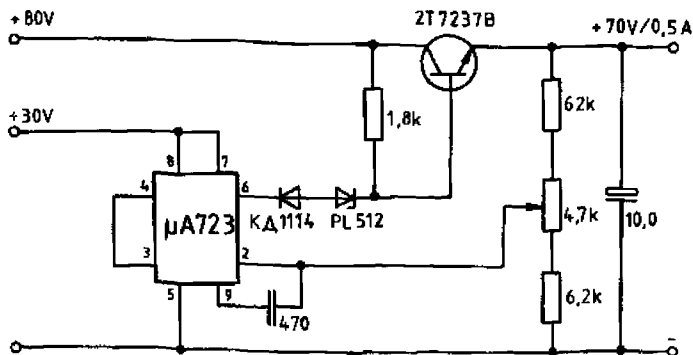
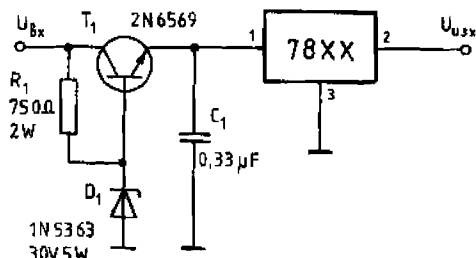
Понякога входното напрежение е по-голямо от максималното допустимо за използвания тип стабилизатор. В този случай може да се използва една елементарна схема — включване на предварителен стабилизатор, както е показано на фиг. 2.63.

Когато е необходимо изходното напрежение да е по-голямо от максималното допустимо за дадения тип стабилизатори, се използват схеми с „плаващо“ захранване (фиг. 2.31). За получаване на високо изходно напрежение е подходяща и схемата от фиг. 2.64. При нея мощният регулиращ транзистор и изходният делител са включени към високото изходно напрежение. Намаляване на напрежението на изхода на интегралния стабилизатор се постига с подходящ ценерв диод.

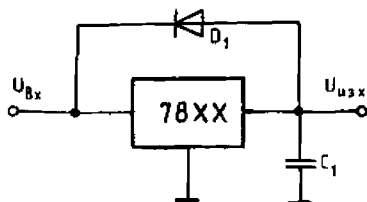
За плавно регулиране на изходното напрежение от нула до максималната стойност се използват схеми с две намотки на трансформатора (фиг. 2.34).

Понякога се налага включване или изключване на стабилизатора с външен сигнал. Възможност за електронно управление с TTL сигнал е показано на фиг. 2.32.

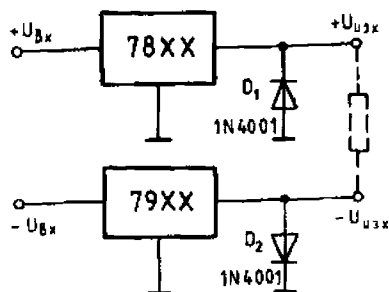
Фиг. 2.63. Стабилизатор за повишено входно напрежение



Фиг. 2.64. Стабилизатор за повишено изходно напрежение



Фиг. 2.65. Защита на интегрален стабилизатор от обратно напрежение



Фиг. 2.66. Защита от обратна полярност на изхода

2.14. ЗАЩИТИ НА СТАБИЛИЗАТОРИТЕ

В някои случаи е възможно входното напрежение на стабилизатора да стане по-малко от изходното. Това може да се случи при преходни процеси или отпадане на мрежовото напрежение. Когато разликата стане по-голяма от около 7 V , е възможен пробив на регулиращия транзистор. За да се избегне това, се използва диод, шунтиращ регулиращия транзистор (фиг. 2.65).

Защита от получаване на обратна полярност на изхода е показана на фиг. 2.66.

2.1.5. ПРОЕКТИРАНЕ НА КОМПЕНСАЦИОННИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ С НЕПРЕКЪСНАТО ДЕЙСТВИЕ

Изборът на подходяща схема в зависимост от конкретните изисквания на консуматора, условията на околната среда, наличната елементна база и др. е най-отговорният момент при проектирането. Обикновено се търси компромис между изискванията за достатъчно, но разумно добри експлоатационни параметри и минимален брой елементи, размери, тегло и цена. Когато е възможно, се предпочитва употребата на интегрални стабилизатори. Стабилизаторите с дискретни елементи и операционни усилватели се използват при специални изисквания за универсалност, максимално добри експлоатационни параметри и др.

Препоръчва се да се спазва следният ред при проектирането:

1. Избор на схемата. В зависимост от изискванията към изходното напрежение и изходния ток, нестабилностите от мрежата и товара, температурния коефициент и др. се избира подходяща принципна схема, удовлетворяваща зададените технико-икономически изисквания.

2. Уточняване на изходната мощност и възможните гранични напрежения и токове в зависимост от конкретната схема и режи-

мите на работа. Определят се минималните и максималните стойности на входните и изходните напрежения и токове.

3. Изчисляване на разсейваната мощност от регулиращия елемент и изчисляването му. Това протича по следния начин:

а) определя се броят на съставните регулиращи транзистори и се избира подходяща схема на свързването им. Възможно е използването на NPN и PNP съставни транзистори. Ако е достъпен входът на усилвателя на грешката, за стабилизатори на положително напрежение се препоръчва използването на NPN съставни транзистори, включени по схема Дарлингтон. Ако входът на усилвателя на грешката не е достъпен, се използват PNP съставни транзистори;

б) определя се броят на паралелно включените транзистори с оглед да се осигури безаварийна работа при всички екстремни режими.

4. Избор на изходната характеристика на стабилизатора (типа на токовото ограничаване — правоъгълна или падаща изходна характеристика).

5. Изчисляване на елементите от усилвателя на грешката, източника на еталонно напрежение, делителя и др.

6. Изчисляване на захранващите токоизправители и изглаждащите филтри.

7. Избор на подходяща конструкция и конфигурация на платките. Определяне на точките на заземяване.

Пример 2.3. Да се проектира компенсационен стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие за напрежение 9 V и ток до 0,4 A с помощта на $\mu A 7805$.

Избира се схемата от фиг. 2.50 б.

Изчисление

1. Изходното напрежение на стабилизатора е по-високо от напрежението на интегралната схема с напрежението на емитера на транзистора

$$U_{\text{изх}} = U_{\text{изх ис}} + U_E = U_{\text{изх ис}} + U_B + U_{BE}.$$

Избира се интегралната схема $\mu A 7805$, при което

$$U_B = U_{\text{изх}} - U_{\text{изх ис}} - U_{BE} = 9 - 5 - 0,6 = 3,4 \text{ V}.$$

Токът през делителя се избира от порядъка на няколко милиампера — например $I_d = 4,5 \text{ mA}$. Тогава

$$U_B = U_{\text{изх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = I_A R_2,$$

при което

$$R_2 = \frac{U_E}{I_A} = \frac{3,4}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 750 \Omega$$

Тъй като $R_1 + R_2 = \frac{9}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^3 \Omega$, $R_1 = 2 - 0,75 = 1,25 \text{ k}\Omega$.

2. Определяне на входното напрежение
Минималното входно напрежение е

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{изх}} + U_{\text{sat}} + U_{\text{пулс}} = 9 + 3 + 2 = 14 \text{ V};$$

номиналното —

$$U_{\text{вх ном}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{0,85} = \frac{14}{0,85} = 16,47 \text{ V};$$

■ максималното —

$$U_{\text{вх max}} = 1,1 U_{\text{вх ном}} = 1,1 \cdot 16,47 = 18,12 \text{ V}.$$

3. Определяне на разсейваната мощност от схемата. Максималната разсейвана мощност е

$$P_{\text{max}} = (U_{\text{вх max}} - U_{\text{изх}}) I_{\text{max}} = (18,12 - 9) \cdot 0,4 = 3,65 \text{ W}.$$

Схемата трябва да се монтира върху малък радиатор.

Пример 2.4. Да се проектира стабилизатор на напрежение, изпълнен по схемата от фиг. 2.52 в, със следните данни: $U_{\text{изх}} = 5 \text{ V}$; $I_{\text{вх max}} = 3 \text{ A}$.

Изчисление

Избира се интегралната схема $\mu\text{A} 7805$.

1. Изчислява се необходимото входно напрежение

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{изх}} + U_{\text{sat}} + U_{\text{пулс}} = 5 + 3 + 2 = 10 \text{ V};$$

$$U_{\text{вх ном}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{0,85} = \frac{10}{0,85} = 11,76 \text{ V};$$

$$U_{\text{вх max}} = 1,1 U_{\text{вхном}} = 1,1 \cdot 11,76 = 12,94 \text{ V.}$$

2. Разпределя се токът през интегралната схема и транзистора. Приема се работният ток през интегралната схема да е $I_{\text{ис}} = 0,5 \text{ A}$, при което токът през транзистора е

$$I_{\text{CT1}} = I_{\text{изх}} - I_{\text{ис}} = 3 - 0,5 = 2,5 \text{ A.}$$

3. Определяне на R_2 .

За да се изравни степента на влияние на напрежението и тока върху транзистора $T1$, се приема, че праговото напрежение на защитата $U_{\text{БЕТ2}} = 0,6 \text{ V}$ е разпределено по равни върху резисторите R_2 и R_3 . Тогава

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{\text{CT1}}} = \frac{U_{\text{БЕТ2}}}{2I_{\text{CT1}}} = \frac{0,6}{2 \cdot 2,5} = 0,12 \text{ } \Omega.$$

Мощността, разсейвана от R_2 , е

$$P_{R2} = I_{\text{CT1}}^2 R_2 = 2,5^2 \cdot 0,1 = 0,625 \text{ W.}$$

Избира се резистор $0,1 \text{ } \Omega/1\text{W}$.

4. Изчисляване на делителя R_3, R_4 . Избира се ток през делителя R_3, R_4 . Ако се приеме, че $I_d = 100 \text{ mA}$,

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{R3}} = \frac{0,3}{0,1} = 3 \text{ } \Omega;$$

$$R_4 = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{изх}}}{I_{R4}} - R_3 = \frac{12,94 - 5}{0,1} - 3 = 76,4 \text{ } \Omega.$$

Избира се $R_4 = 75 \text{ } \Omega$.

Мощността, разсейвана от R_3 и R_4 , е съответно

$$P_{R3} = 0,1^2 \cdot 3 = 0,03 \text{ W. Избира се } R_3 \rightarrow 0,5 \text{ W;}$$

$$P_{R4} = 0,1^2 \cdot 75 = 0,75 \text{ W. Избира се } R_4 \rightarrow 1 \text{ W.}$$

5. Изчисляване на съпротивлението на резистора R_1 . Използва се формулата

$$R_1 = \frac{U_{\text{вст } 1} + I_{CT1} R_2}{I_{\text{ис}}} = \frac{0,6 + 2,5 \cdot 0,1}{0,5} = 1,7 \text{ } \Omega.$$

Мощността, разсейвана от R_2 , е

$$P_{R2} = I_{\text{ис}}^2 R_2 = 0,5^2 \cdot 1,7 = 0,42 \text{ W.}$$

Избира се резистор $2\Omega/1 \text{ W}$.

6. Определя се типът на транзистора T_1 . Подходящ транзистор е KD616 със следните данни: $U_{CE\text{max}} = 60 \text{ V}$; $I_C = 10 \text{ A}$; $P_{C\text{max}} = 70 \text{ W}$.

7. Намира се разсейваната мощност от T_1

$$P_{CT1} = U_{CE} I_C = (12,44 - 5) 2,5 = 19,85 \text{ W.}$$

8. Определя се типът на транзистора T_2 . Подходящ е транзисторът 2Т9136 със следните данни: $U_{CE\text{sat}} = 40 \text{ V}$; $I_C = 1 \text{ A}$; $P_{C\text{max}} = 8 \text{ W}$.

9. Намира се разсейваната мощност върху T_2

$$\begin{aligned} P_{CT2} &= U_{CE\text{sat}T2} I_{C\text{max}T2} = \\ &= U_{CE\text{sat}T2} \left(I_{\text{ис max}} - \frac{U_{CE\text{sat}T2}}{R_1} \right) = \\ &= 0,5 \left(0,5 - \frac{0,5}{2} \right) = 0,625 \text{ W.} \end{aligned}$$

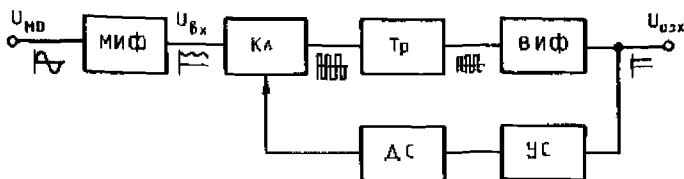
Глава трета

КЛЮЧОВИ ЗАХРАНВАЩИ ИЗТОЧНИЦИ НА ПОСТОЯННО ИЗХОДНО НАПРЕЖЕНИЕ

3.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Захранващите източници със стабилизатори с непрекъснато действие притежават два съществени недостатъка:

— използване на мрежов трансформатор за 50 Hz, който има голяма маса и обем;



Фиг. 3.1. Схема на ключов захранващ източник

— разсейване на голяма мощност върху регулирания елемент (малък к. п. д.) и необходимост от големи охлаждащи радиатори.

За избягване на споменатите недостатъци са разработени захранващи източници с ключов (дискретен) режим на работа на регулирания елемент (фиг. 3.1). Както се вижда от показаната функционална схема, мрежовото напрежение се изправя и филтрира от мрежовия изправител и филтър МИФ, след което постоянно напрежение се нахъсва от транзисторен ключ Кл, работещ на високи честоти (над 20 kHz). Полученото високочестотно напрежение се подава на трансформатор Тр с подходящо преводно отношение. На вторичната страна на трансформатора напрежението се изправя и филтрира от високочестотен изправител и филтър ВИФ, при което се получава изходното постоянно напрежение. Веригата на обратната връзка, състояща се от управляваща схема УС и драйверно стъпало ДС, регулира интервалите от време, през които ключът е отворен и затворен, така че да се запази постоянно изходното напрежение.

При тези захранващи източници к. п. д. може да достигне до 95% и се определя от мощността, която се разсейва от ключа, изходните диоди и някои защитни вериги. С увеличаване на работната честота се намаляват масата и обемът на трансформатора и на електролитните кондензатори.

За осигуряване на нормална работа на ключовия захранващ източник е необходимо използването на подходяща схема за управление на ключа, която освен управляваща трябва да има и защитна функция. Както следва от принципа на действие, необходимо е да се вземат мерки за защита от радиосмущения. Налага се също и използването на редица специални елементи.

От казаното дотук следва, че въпросът за избор на подходящ захранващ източник — с непрекъснато действие или ключов, следва да се решава в зависимост от конкретните потребности. Накратко, стабилизаторите с непрекъснато действие притежават сравнително просто устройство и много добри експлоатационни параметри (висока стабилност на изходното напрежение, ниски пулсации, много добри динамични характеристики), не създават радиосмущения, но имат сравнително голям обем и маса и малък к. п. д. Ключовите стабилизатори имат малък обем и маса, но

устройството им е по-сложно (необходими са специални елементи), създават значителни радиосмущения и имат по-голяма нестабилност на напрежението, повишени пулсации и по-голямо време за възстановяване при динамично натоварване.

3.2. НАЧИНИ ЗА РЕГУЛИРАНЕ НА ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ ПРИ КЛЮЧОВИТЕ СТАБИЛИЗАТОРИ

Възможни са два основни начина за регулиране на изходното напрежение — чрез промяна на работната честота на ключа при постоянна продължителност на импулса на напрежението или чрез промяна на коефициента на запълване при постоянна честота.

Първият начин се използва по-често при преобразувателите на постоянно напрежение и се отличава със сравнително по-просто схемно решение. Захранващите източници от този вид са капризни по отношение на смяна на елементите и феритните материали, имат по-лоши експлоатационни параметри и сравнително трудно се защитават от претоварване.

Засега вторият начин е по-разпространен. Разработени са редица специализирани интегрални схеми за управление на захранващи източници от този тип. Най-общо те се състоят от източник на еталонно напрежение, регулиращ усилвател, генератор на линейно изменящо се напрежение, широчинно-импулсен модулатор и спомагателни вериги. Правоъгълното напрежение на изхода на схемата е с променлив коефициент на запълване δ . При сравняването на изходното с еталонното напрежение се изработва сигнал от регулиращия усилвател, който управлява широчинно-импулсния модулатор и изменя коефициента на запълване, с което стабилизира изходното напрежение.

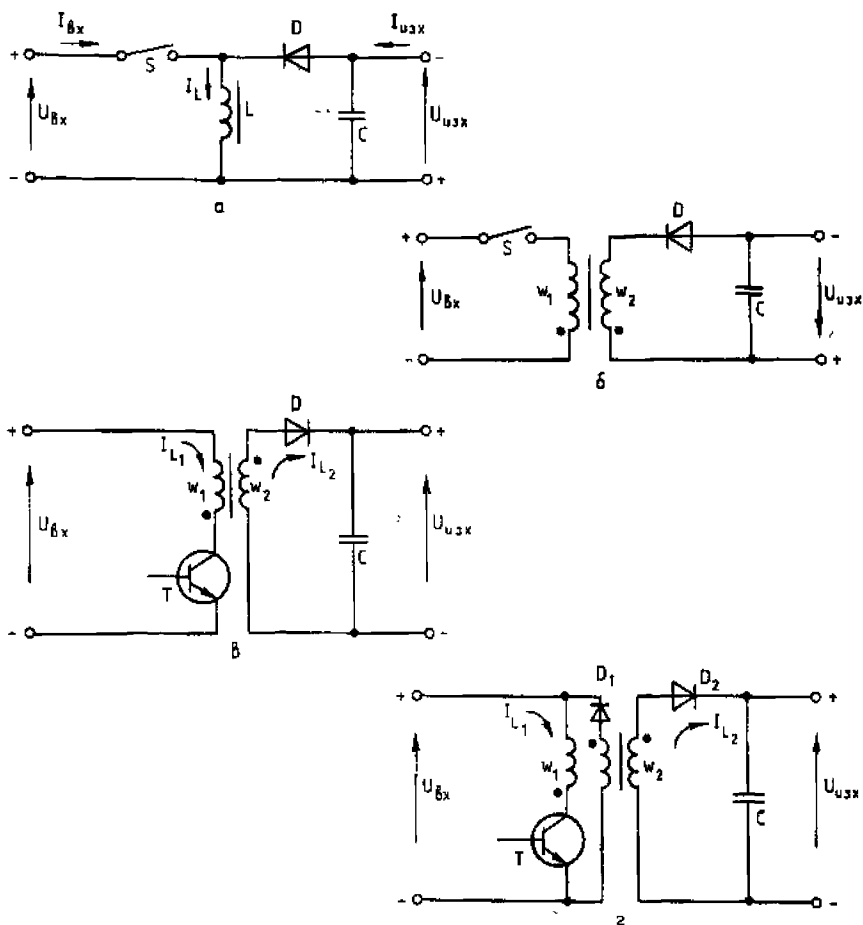
3.3. ТИПОВЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В зависимост от фазата, в която става предаването на енергията от захранващата в товарната верига, се различават прави и обратни преобразуватели.

3.3.1. Обратен преобразувател

На фиг. 3.2 *а* е показана основната схема на обратен преобразувател. При затваряне на ключа *S* (отпушен транзистор) се натрупва енергия в дросела, която при отваряне на ключа (запушване на транзистора) се отдава в изходната верига.

От основната схема чрез използване на трансформатор се получава схемата от фиг. 3.2 *б*. На фиг. 3.2 *в* е показана съща-



Фиг. 3.2. Обратен преобразувател

а — основна еквивалентна схема; б — еквивалентна схема с трансформатор; в — схема с транзисторен ключ; г — схема с рекупериреща намотка

та схема, но с транзисторен ключ. В тази схема, за да се ограничи максималното напрежение върху транзистора до удвоената стойност на захранващото напрежение, са използвани един диод и допълнителна намотка на трансформатора, навита бифилирно с основната. При залушване на транзистора тя връща в източника енергията, натрупана в трансформатора.

Нека транзисторът е отпушен за време

$$(3.1) \quad t_a = \delta T = \frac{\delta}{f}$$

и запущен за време $t_a = (1-\delta)T$,
където f е честотата на превключване;
 T — периодът; а

$$(3.2) \quad \delta = \frac{t_a}{T} = \frac{1}{1 + \frac{U_{вх}}{nU_{нзх}}} \text{ — коефициентът на запълване.}$$

Във вторичната намотка на импулсния трансформатор w_2 с индуктивност

$$(3.3) \quad L_2 = \frac{L_1}{n^2}$$

се индуцира променливо напрежение $U_{нзх}$. Тук

$$(3.4) \quad n = \frac{w_1}{w_2}$$

е преводното отношение на трансформатора.

Токът на изхода на трансформатора се изменя линейно

$$(3.5) \quad \begin{cases} I_L = I_{L\min} + \frac{U_{вх}}{nL_2} t \text{ при } 0 \leq t \leq \delta T; \\ I_L = I_{L\max} - \frac{U_{нзх}}{L_2} (t - \delta T) \text{ при } \delta T \leq t \leq T. \end{cases}$$

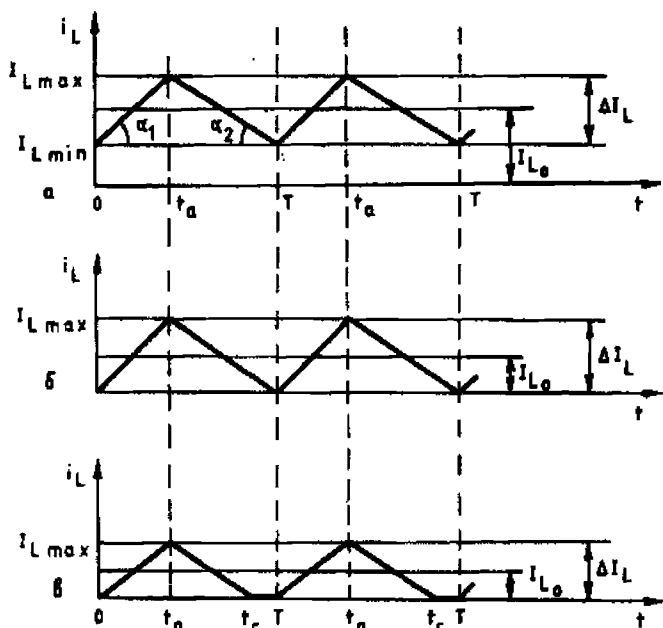
Разликата ΔI_L между $I_{L\max}$ и $I_{L\min}$ е

$$(3.6) \quad \Delta I_L = \frac{U_{вх} \delta T}{L_1}.$$

В зависимост от вида на тока през трансформатора са възможни три режима на работа — прекъснат, непрекъснат и граничен (фиг. 3.31).

Стойността на изходното напрежение се определя от (3.2) след преработка

$$(3.7) \quad U_{нзх} = \frac{\delta}{\delta - 1} \frac{U_{вх}}{n},$$



Фиг. 3.3. Диаграми на тока през дросела

а — непрекъснат режим; б — граничен режим; в — прекъснат режим

т. е. то не зависи от изходния ток и може да се регулира с изменение на коефициента на запълване.

Постоянният ток на изхода на преобразувателя е

$$(3.8) \quad I_0 = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} (1 - \delta).$$

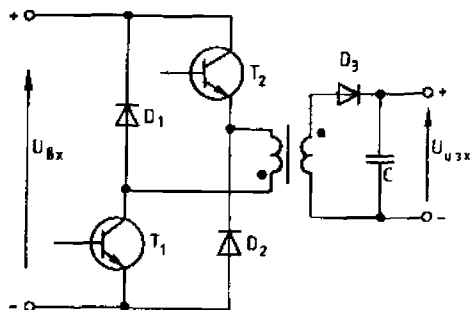
Ако изходната мощност е P_0 , то мощността на входа е

$$(3.9) \quad P = \frac{P_0}{\eta},$$

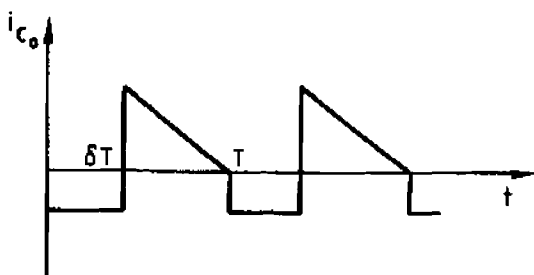
където η е к. п. д., а максималният ток през транзистора за непрекъснат и граничен режим се определя от израза

$$(3.10) \quad I_{C\max} = \frac{P}{\delta U_{\text{вх}}} + \frac{U_{\text{вх}} \delta T}{2L_1} = \frac{I_{L\max}}{\kappa}$$

Максималното напрежение върху транзистора зависи от коефициента на запълване



Фиг. 3.4. Двухтранзисторен обратен преобразувател



Фиг. 3.5. Ток през изходния кондензатор на обратния преобразувател

$$(3.11) \quad U_{CE\max} = \frac{1}{1-\delta} U_{вх}.$$

Практически напрежението $U_{CE\max}$ е по-голямо от определената съгласно (3.11) стойност поради наличието на индуктивност на разсейване на първичната намотка. За намаляване на възникващите от това пренапрежения се вземат специални мерки.

Необходимата минимална индуктивност на първичната намотка е

$$(3.12) \quad L_{1\min} = \frac{U_{вх\min}^2 \delta_{\max}^2 T}{2P}.$$

Тук $U_{вх\min}$ е минималната стойност на входното напрежение

$$(3.13) \quad U_{вх\min} = 0,85,220 \cdot \sqrt{2} = 262 \text{ V},$$

а δ_{\max} се получава от (3.2) при заместване на $U_{\text{вх}} = U_{\text{вхmin}}$ или се избира от практически съображения.

Ако в преобразувателя се използват два транзистора, както е показано на фиг. 3.4, напрежението $U_{CE\max}$ не превишава входното напрежение $U_{\text{вх}}$. При тази схема напрежението върху трансформатора има същия вид (фиг. 3.2) — при запущване на транзисторите се отпушват диодите, при което напрежението U_{CE} се ограничава до $U_{\text{вх}}$.

Токът през изходния кондензатор има вида, показан на фиг. 3.5. Неговата средна стойност е

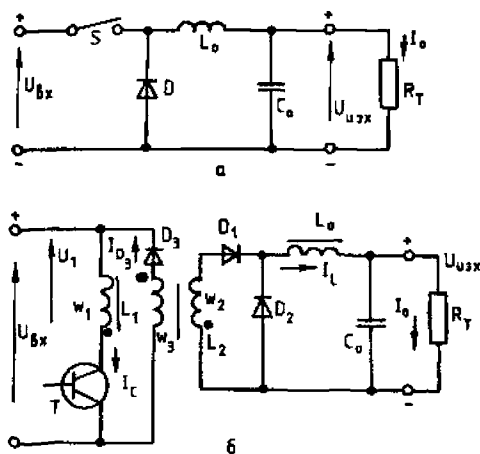
$$(3.14) \quad I_{CO} \approx I_o$$

3.3.2. Прав преобразувател

Основната схема на прав преобразувател е дадена на фиг. 3.6. На фиг. 3.6 а е показана еквивалентната заместваща схема, а на фиг. 3.6 б — принципната схема.

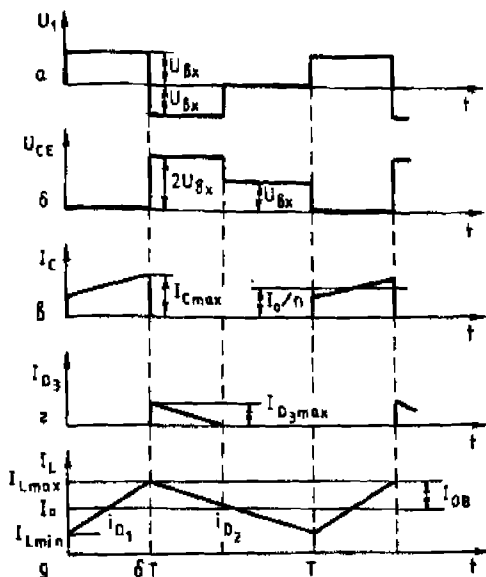
При правия преобразувател енергия в индуктивността се натрупва, когато ключът е затворен (отпушен транзистор), като същевременно в изходната верига тече ток. При отваряне на ключа (запушен транзистор) натрупаната енергия в индуктивността през диода D се отдава на изхода.

От съображения за безопасност в повечето случаи се налага галванично разделяне на входа от изхода, при което се достига до схемата от фиг. 3.6 б.



Фиг. 3.6. Прав преобразувател

а — еквивалентна схема; б — принципна схема



Фиг. 3.7. Диаграми на работа на правия преобразувател

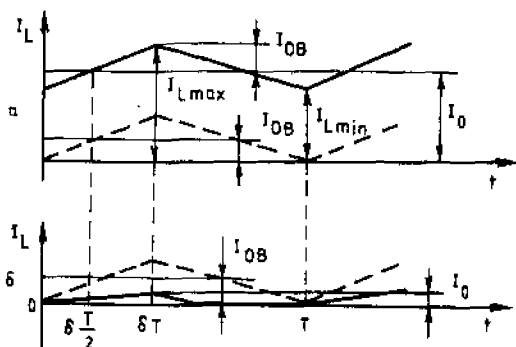
а — напрежение на първичната намотка на трансформатора; б — напрежение върху транзистора; в — ток на транзистора; г — ток през размагнитващата намотка; д — ток през дросела

Диаграмите на работа на правия преобразувател са показани на фиг. 3.7 а÷д. Действието му е следното. При отпушен транзистор изходният ток тече от изхода на трансформатора, през диода D_1 (работещ синхронно с транзистора), през дросела L_0 и оттам към товара. При запушен транзистор диодът D_2 се отпушва от натрупаната енергия в дросела L_0 , при което токът през него определя изходния ток. Същевременно се отпушва диодът D_3 , при което протича ток през демагнетизиращата намотка на трансформатора w_3 , навита бифиларно с първичната (работната) намотка w_1 . По този начин енергията се връща към входния източник $U_{вх}$.

При правия преобразувател изходното напрежение и изходният ток се определят съответно от изразите

$$(3.15) \quad U_{изх} = \delta \frac{U_{вх}}{n}$$

и



Фиг. 3.8. Режими на работа на правия преобразувател

a — с непрекъснат ток (с прекъсваща линия е показан граничният режим), *b* — с прекъснат ток

$$(3.16) \quad I_0 = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} .$$

В зависимост от тока през дросела режимът на работа на преобразувателя може да бъде непрекъснат, граничен и прекъснат (фиг. 3.8).

Ако с $2I_{OB}$ се означат пулсациите на тока I_L (от връх до връх)

$$(3.17) \quad I_{OB} = \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{2} ,$$

лесно се установява (фиг. 3.8), че при режим на непрекъснат ток $I_0 > I_{OB}$, а при режим на прекъснат ток — обратно $I_0 < I_{OB}$.

Демагнизиращият ток през w_2 и D_2 има максимална стойност

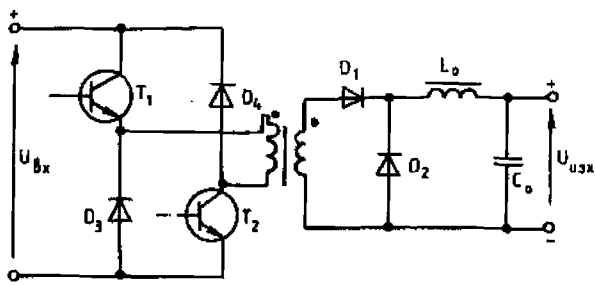
$$(3.18) \quad I_{D2max} = \frac{nU_0T}{L_1} .$$

За да бъде този ток по-малък, препоръчва се индуктивността L_2 да удовлетворява равенството

$$(3.19) \quad L_2 = (2 \div 6)L_0 .$$

Максималният ток през транзистора е

$$(3.20) \quad I_{Cmax} = \frac{I_{Lmax}}{n} + \frac{\delta T U_{вх}}{L_1} ,$$



Фиг. 3.9. Двухтранзисторен прав преобразувател

където

$$(3.21) \quad I_{L_{\max}} = I_0 + I_{OB} = I_0 + \frac{\delta}{2} (1 - \delta) \frac{U_{\text{вх}} T}{n L_0} .$$

Тъй като $\delta \leq 0,5$, максималното напрежение върху транзистора е

$$(3.22) \quad U_{CE \max} = 2U_{\text{вх}} .$$

Поради наличието на дросела L_0 и диода D_2 пулсациите на изходното напрежение при правия преобразувател са по-малки от тези на обратния. Анализът показва, че средната стойност на тока през изходния кондензатор е

$$(3.23) \quad I_{CO} = \frac{I_{OB}}{\sqrt{3}} \approx 0,6 I_{OB} .$$

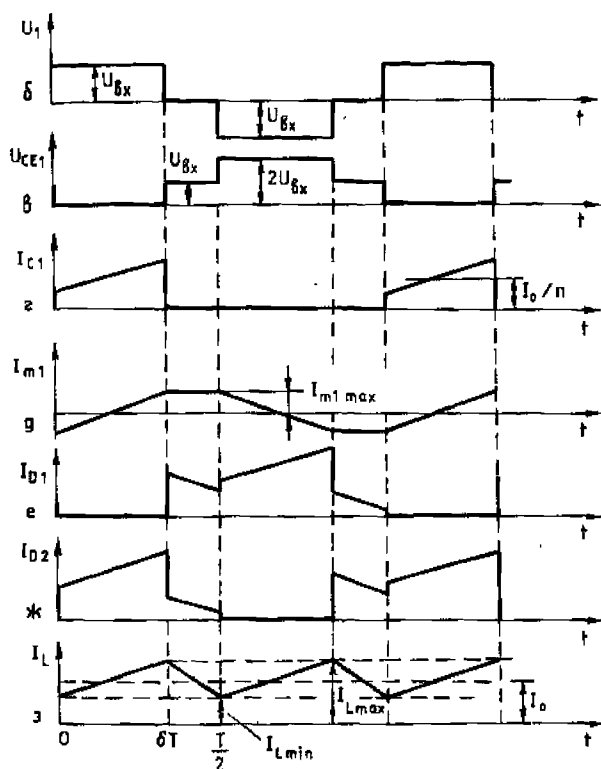
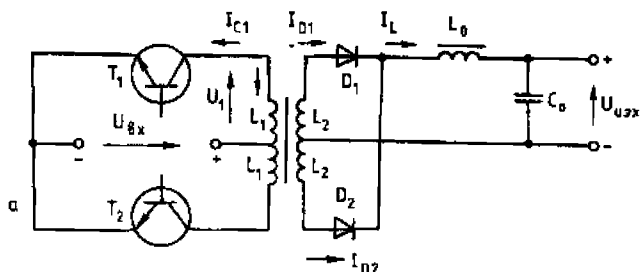
За намаляване на максималното напрежение върху транзистора до $U_{CE \max} = U_{\text{вх}}$ се използва двухтранзисторен вариант на правия преобразувател (фиг. 3.9).

Индуктивността на дросела се избира от израза

$$(3.24) \quad L_0 = 7,5 \delta_{\min} (1 - \delta_{\min}) \frac{U_{\text{вх}} \max T}{n L_1} .$$

Препоръчва се индуктивността на първичната намотка $L_1 = n^2 L_2$ да удовлетворява условие (3.19)

$$(3.25) \quad L_1 = (2 \div 6) n^2 L_0 .$$



Фиг. 3.10. Противотактен преобразувател

α — принципна схема; δ — напрежение на първичната намотка на трансформатора; ϵ — напрежение колектор—емитер на транзистора; z — ток през транзисторите; θ — подмагнитващ ток на трансформатора; e — ток през диода D_1 ; $ж$ — ток през диода D_2 ; $з$ — ток през филтровия дросел L_0 .

3.3.3. Противотактен преобразувател

Принципната схема и времедиаграмите на работа на противотактния преобразувател са показани на фиг. 3.10. Вижда се, че

противотактният преобразувател се състои от два прави преобразувателя, включени противофазно. Схемата работи по следния начин. Нека първоначално са отпушени T_1 и D_1 , при което в дросела L_0 се натрупва енергия. След това двата транзистора са запушени и натрупаната в дросела енергия се отдава на изхода през диодите D_1 и D_2 . В този интервал от време вторичната намотка на трансформатора е свързана както (двата диода са отпушени едновременно) и трансформаторът се намагнитва. В следващия полупериод са отпушени T_2 и D_2 , след което отново двата транзистора са запушени. Докато единият транзистор е отпушен, напрежението върху другия е равно на сумата от напреженията върху двете първични намотки, т. е. на $2U_{вх}$. Когато са запушени и двата транзистора, напрежението върху трансформатора е нула, при което падът върху транзисторите е $U_{вх}$.

Поради симетрията на схемата изходното напрежение се определя от израза

$$(3.26) \quad U_{вх} = \frac{2\delta U_{вх}}{n}.$$

Тук δ трябва да бъде винаги по-малък от 0,5, за да не се получи късо съединение на входа през транзисторите и трансформатора.

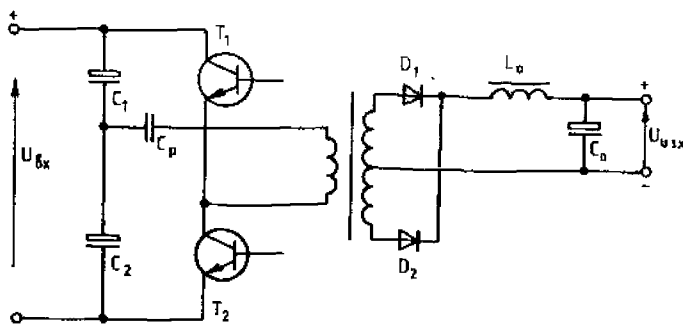
Изходният ток се определя от израза (3.16). Намагнитващият ток се изменя линейно от $-\frac{\delta T U_{вх}}{2L_1}$ до $+\frac{\delta T U_{вх}}{2L_1}$.

При проектирането транзисторите се избират, като се имат предвид равенствата

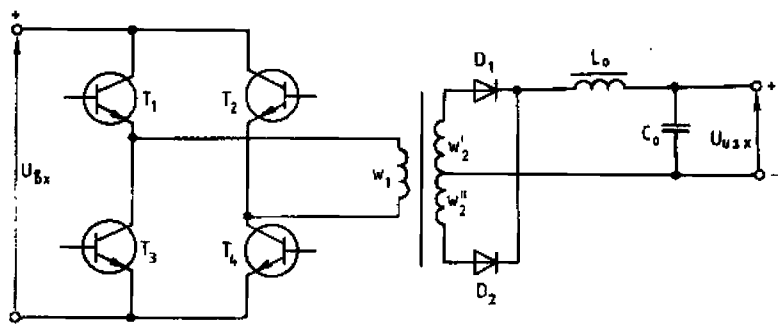
$$(3.27) \quad I_{Сmax} = \frac{I_{L0max}}{n} + \frac{nU_{вх}T}{4L_1}$$

и

$$(3.28) \quad U_{CEmax} = 2U_{вх}.$$



Фиг. 3.11. Полумостов преобразувател



Фиг. 3.12. Мостов преобразувател

От практически съображения се препоръчва да се спази условието

$$(3.29) \quad L_2 = (4 \div 8) L_0$$

Пулсиращият ток през кондензатора на изхода се определя от (3.23), като се има предвид, че честотата е два пъти по-висока.

Най-често използваната схема при по-големи мощности и високи захранващи напрежения е схемата на полумостовия преобразувател (фиг. 3.11). Тя има две безспорни предимства пред противотактния преобразувател (фиг. 3.10 а). Първото е, че максималното напрежение върху транзисторите е U_{bx} , при което могат да се използват бързи ключови транзистори за $400 \div 500V$ при директно изправяне на мрежа $220V$, а също и кондензатори за по-ниско напрежение, изграждащи входния филтър. Второто предимство е, че проблемът за избягване на насищането на трансформатора и несиметричното му подмагнитване може да се реши лесно, като се използва прехвърлящ кондензатор, както е показано с шрихова линия на фиг. 3.11 (C_p).

При големи мощности се употребява мостова схема (фиг. 3.12), при която се използват четири транзистора и съответно по-сложни драйверни схеми за тяхното управление. Максималното напрежение върху транзисторите е U_{bx} .

Изчисляването на противотактните преобразуватели е относително по-сложно. За тях е необходима строга симетрия и не трябва да се допуска отглушването на два транзистора едновременно, за да не се получи късо съединение на входа.

3.4. СПЕЦИАЛНИ ЕЛЕМЕНТИ ЗА КЛЮЧОВИ ЗАХРАНВАЩИ ИЗТОЧНИЦИ

Импулсните режими на работа (при това при големи работни напрежения и токове) водят до повишени изисквания към еле-

ментната база на преобразувателите. За направата на надежден и с добри параметри захранващ източник са необходими специални мощни транзистори за високо напрежение, бързи импулсни диоди, електролитни кондензатори с малки паразитни индуктивности и малко активно съпротивление, висококачествени феритни ядра. По-долу се разглеждат конкретните особености и изисквания към тези елементи.

3.4.1. Мощни превключващи транзистори

С развитието на тройно дифундираните мощни транзистори стана възможна направата на ключови захранващи източници, работещи с напрежение, получено от директното изправяне на мрежовото напрежение. Правилният избор на типа на транзистора и режима му на работа при голяма комутирана мощност определя основните показатели на захранващия източник — надеждност, к. п. д. маса и обем.

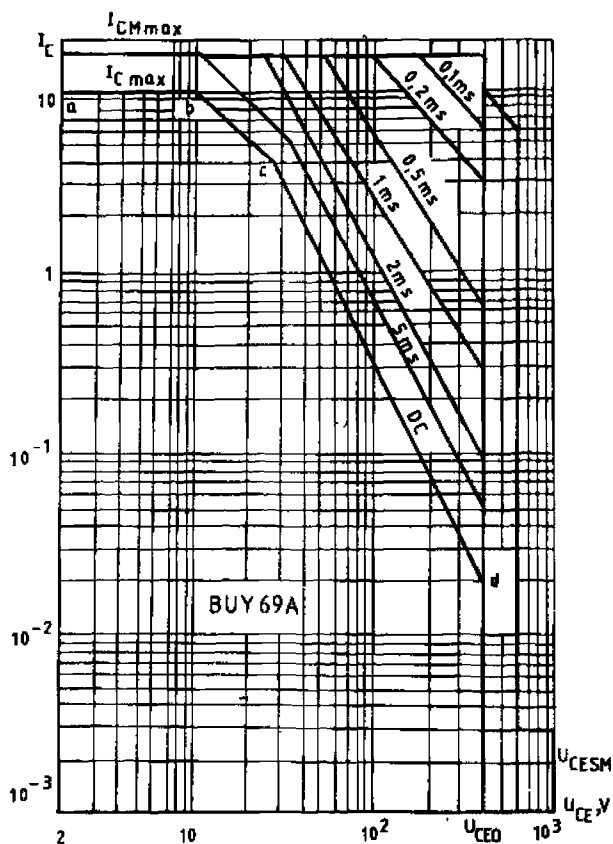
На анализа на работата на транзистора като ключ са посветени много публикации. Тук се разглеждат само някои особености и общи положения, важни за работата на транзисторите в ключовите захранвания, както и някои защити.

Пълна характеристика на електрическите и термичните възможности на мощните превключващи транзистори се дава от диаграмата на т. нар. област на безопасна работа. В литературата на английски език се използва съкращението SOAR — safe operating area. Тази диаграма като правило се прилага винаги в проспектите на фирмите — производителки на транзистори. На фиг. 3.13 е дадена диаграмата на областта на безопасна работа на транзистора BU69A, подходящ за направа на ключови захранващи източници, работещи с директно изправено мрежово напрежение.

Границите на областта на безопасна работа на транзистора се определят от максималните допустими стойности на токовете и напреженията. Разграничават се четири участъка:

Участък I — на разрешен постоянен ток режим. Той се ограничава от максималното допустимо напрежение $U_{CE\max}$ (т. а), максималния допустим колекторен ток $I_{C\max}$ (т. б), максималната загубна мощност $P_{tot} = P_{CE} + P_{EB}$ (линията $b-c$ с наклон в логаритмичен мащаб минус 1), линията на вторичния пробив $c-d$ с наклон в логаритмичен мащаб минус $1,5 \div 2$.

Участък II — на разрешен импулсен режим. Той се ограничава от максималния допустим ток $I_{CM\max}$ и напрежението $U_{CE\max}$. Другите две линии са успоредни на $b-c$ и $c-d$ и се дават за различни продължителности на импулсите. С намаляването на времетраенето на импулсите участъкът се разширява до правоъгълника, ограничен от линиите с координати $I_C = I_{CM\max}$ и $U_{CE} = U_{CE\max}$.



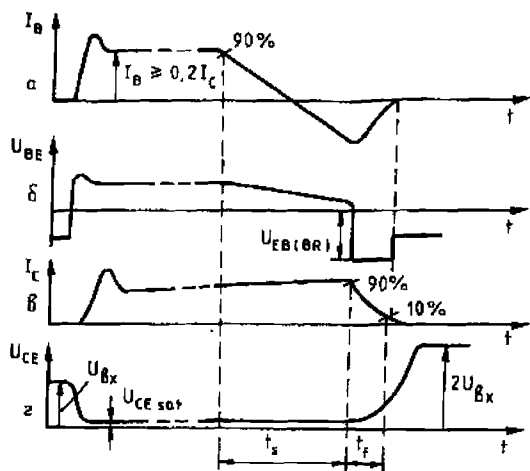
Фиг. 3.13. Област на безопасна работа на транзистор SU 169

Участък III — на разрешена работа по време на отпушване на транзистора при $R_{BE} \leq 10 \Omega$ и време $t_p \leq 5 \text{ ms}$.

Участък IV — на разрешена работа по време на запущване на транзистора при $U_{BE} \leq 0$ и $t_r \leq 5 \text{ ms}$.

Времени диаграмите на токовете и напреженията при включване и изключване на транзистора са показани на фиг. 3.14 а ÷ г.

В процеса на превключване транзисторът преминава през четири състояния — изключено, състояние на включване, включено и състояние на изключване. На тях съответствуват четири вида загуби на мощност. Мощностите, разсейвани при включено и изключено състояние, са пропорционални съответно на напрежението на насищане $U_{CE sat}$ и на обратния колекторен ток I_{CEO} на транзистора. За транзистора BU Y 69A например $U_{CE sat} \approx 3,3 \text{ V}$



Фиг. 3.14. Времени диаграми на превключване на SU 169

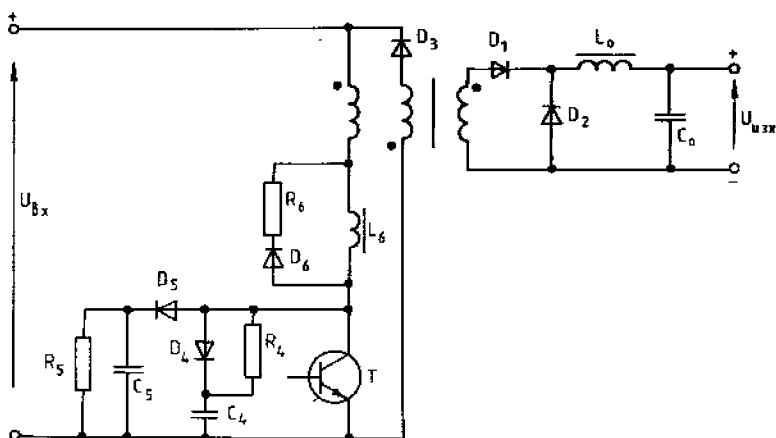
α — ток на базата; β — напрежение база—емитер;
 γ — колекторен ток; δ — напрежение колектор—емитер

и $I_{CEO} \leq 1$ mA. Мощностите, разсейвани при включване и изключване на транзистора, са пропорционални на времената на включване t_{on} и на изключване t_{off} . При увеличаване на работната честота те стават съизмерими с първите две мощности.

Времето на включване на транзистора се състои от времето на задържане на фронта t_d и времето на нарастване t_r , т. е. $t_{on} = t_d + t_r$. През времето на задържане транзисторът е получил отпушващ базов импулс, но колекторният ток практически не се увеличава само става натрупване на неосновни токоносители в базата. През времето на нарастване емитерният преход се включва в права посока, колекторният ток нараства и транзисторът се насища, при което напрежението върху него става минимално ($U_{CE sat}$), а токът остава постоянен ($I_{CE sat} = const$).

Времето на изключване на транзистора може да се раздели на време на разсейване t_s и време на спадане t_f , т. е. $t_{off} = t_s + t_f$. През времето на разсейване колекторният ток не се променя, а само се разсейват натрупаните неосновни токоносители в базата. През времето на спадане транзисторът преминава от областта на насищане през активната област в областта на отсечка. За BUУ69А тези времена са съответно $t_{on} \leq 1$ μs и $t_{off} \leq 4$ μs .

Минимална разсейвана мощност при превключване на транзистора се получава, когато напрежението U_{BE} и токът I_B имат вида, показан на фиг. 3.14, т. е. изисква се специална схема на



Фиг. 3.15. Защитни вериги на ключовия транзистор

драйверното стъпало за осигуряване на необходимото напрежение и ток на базата на транзистора.

Избор на мощен транзистор. Тъй като мощният ключов транзистор е включен директно към изправеното мрежово напрежение и базовата верига е с малко съпротивление, транзисторът се избира да има напрежение U_{CERM}

$$(3.30) \quad U_{CERM} \geq 2,2U_{вр \max} + 50 = 2,2 \cdot 242 \cdot \sqrt{2} + 50 = 800 \text{ V.}$$

Максималният допустим колекторен ток на транзистора трябва да бъде по-голям от

$$(3.31) \quad I_{cm} \geq \frac{1,2I_0}{n}.$$

За постигане на приемливи стойности на загубите от превключване се препоръчва времената t_{on} и t_{off} да не надвишават 2% от периода. Времето на задържане t_d определя минималния възможен коефициент на запълване.

Защити на транзистора. Възможните защиты на транзистора, които се използват в ключовите захранвания, са показани на фиг. 3.15. Веригата D_5, R_5, C_5 ограничава напрежението върху транзистора (върхов токоизправител) до $2U_{вх}$. За постигане на тази цел времеконстантата R_5C_5 трябва да бъде по-голяма от периода T . Препоръчва се

$$(3.32) \quad R_5C_5 \geq 5T.$$

Диодът D_5 се избира от изразите

$$(3.33) \quad U_{RRM} \geq 2U_{вх \max};$$

$$(3.34) \quad I_{FRM} \geq I_{C\max}$$

и

$$(3.35) \quad I_{FAV} \geq \frac{I_{C\max} t_f}{T}.$$

Ако максималното напрежение върху транзистора е много по-ниско от U_{CERM} , веригата D_5, R_5, C_5 може да липсва.

Веригата D_4, R_4, C_4 е предназначена да осигури спадане на колекторния ток до нула, преди колекторното напрежение да нарасне до граничната стойност U_{CEO} , дефинирана от областта на безопасна работа. Употребата на тази верига е задължителна и за правия, и за обратния преобразувател.

Кондензаторът и резисторът се избират от условията

$$(3.36) \quad C_4 \geq \frac{I_{C\max} t_f}{2U_{CEO}}$$

$$(3.37) \quad \frac{U_{вх \max}}{I_{C\max}} \leq R_4 \leq \frac{T}{20C_4},$$

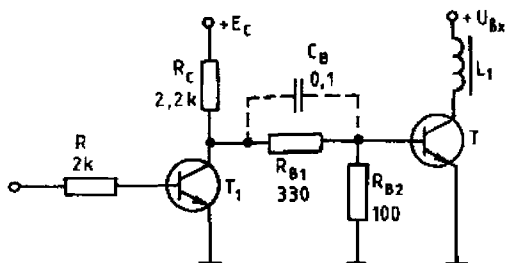
а диодът D_4 — съгласно изразите (3.33) ÷ (3.35).

Веригата D_6, L_6, R_6 ограничава скоростта на нарастване на колекторния ток. Тя трябва да се използва само там, където индуктивността на разсейване между първичната и вторичната намотка на трансформатора е малка (например при торондална съцевина). За тази верига са валидни съотношенията (3.33), (3.34), както и

$$(3.38) \quad \frac{L_6}{R_6} \leq \frac{T}{5},$$

а формулата (3.35) се замества от израза

$$(3.39) \quad I_{FAV} = I_{CT1 \max}.$$

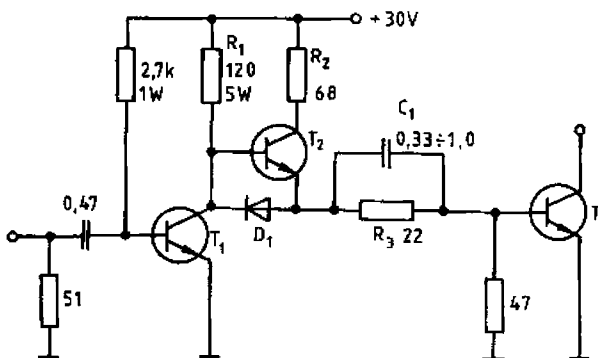


Фиг. 3.16. Управление на ключов транзистор при помощи преобразуватели

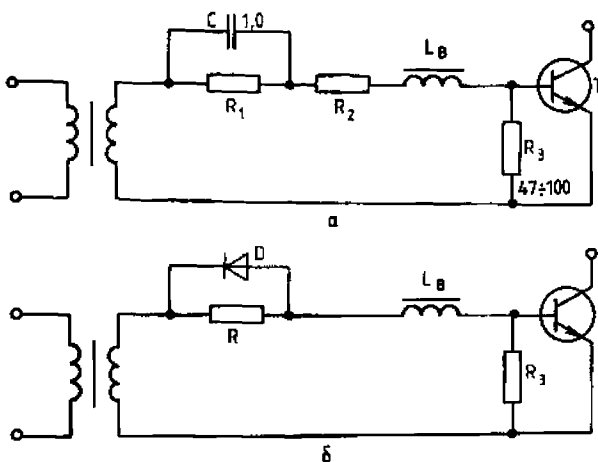
Управление на мощния ключов транзистор. Напрежението на изхода на управляващата схема се усилва по мощност от драйверно стъпало и през подходяща верига се подава на базата на мощния транзистор. Синтезирането на оптимална управляваща базова верига за мощния транзистор е сериозен проблем, тъй като от тази верига до голяма степен зависят времената t_{on} и t_{off} за съответната схема, а оттам и загубите при превключване на транзистора, к. п. д. и надеждността на схемата. Еднозначно решение на въпроса няма — обикновено се прави компромис между изискванията за простота на схемното решение и малки времена на превключване.

При най-маломощните преобразуватели, където компактността е от първостепенно значение, а комутираните мощности са малки, се използва драйверно стъпало с активен товар R_c и базова верига, съставена от резистора R_{B1} (евентуално шунтиран с кондензатор C_B), както е показано на фиг. 3.16. Стойността на резистора R_{B2} е малка ($50 \div 100 \Omega$) и се определя от каталожните данни за конкретния тип мощен транзистор.

Тъй като времето за изключване на транзистора е неколкосткратно по-голямо от времето на включване, се полагат усилия предимно за намаляване на първото време чрез лавинно запущване на транзистора, като се подава подходящо обратно напрежение на прехода база—емитер. Един от начините за подобряване на параметрите на схемата от фиг. 3.16 е даден на фиг. 3.17. При подаване на логическа нула на входа транзисторът T_1 се запущва, като в същото време транзисторът T_2 се отпушва през резистора R_1 . Този резистор се избира така, че да осигури насищането на T_2 . През делителя R_2, R_3 се подава ток I_{B1} , който отпушва мощния транзистор T . Същевременно се зарежда и кондензаторът C . При подаване на високо ниво на входа се отпушва T_1 и запущва T_2 , като зарядът върху кондензатора C осигурява отрицателно напрежение и оттам и тока $-I_{B2}$, необходим за лавинното запущване на T . По този начин се намалява значително времето t_{off} .



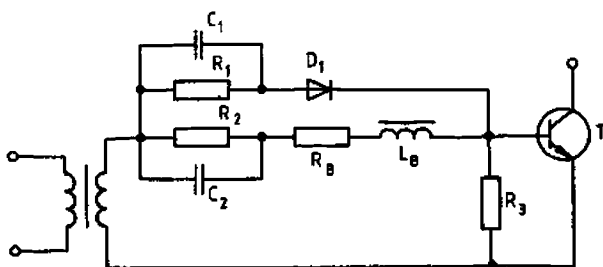
Фиг. 3.17. Управление на ключов транзистор с ускорено изключване



Фиг. 3.18. Управление на ключов транзистор при мощен преобразувател
а — с RLC верига; б — с DCL верига

Често се предпочита трансформаторна връзка между драйверния и мощния транзистор. В този случай необходимото отрицателно напрежение за запусване на транзистора се получава по една от схемите, показани на фиг. 3.18. Индуктивността L_B намалява t_{off} , но влошава процеса на включване на транзистора. Затова се среща и сема с отделна верига за включване и отделна верига за изключване на транзистора (фиг. 3.19). Групата $R_1 C_1$ осигурява по-голям първоначален ток I_{B_1} , необходим за бързото отпушване на транзистора.

Съществуват и редица други по-сложни схеми (описани най-често във фирмена литература и патенти), които осигуряват ла-



Фиг. 3.19. Управление на ключов транзистор с отделни вериги за включване и изключване

винно запушване и форсирано отпушване на мощния транзистор. Те също имат своите преимущества и недостатъци.

3.4.2. Диоди

В ключовите захранващи източници се използват няколко различни типа диоди в зависимост от функциите, които изпълняват.

Изправителни диоди. Необходими са за мрежовия токоизправител и за токоизправителя, захранващ управляващата схема. Обикновено се използват изправителни блокове или четири диода, свързани в еднофазна мостова схема. За мрежово напрежение 220 V са необходими диоди с обратно напрежение $U_{RRM} \geq 800$ V и среден изправен ток, съобразен с изходната мощност на преобразувателя

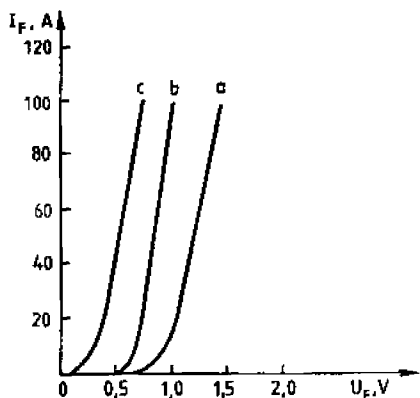
$$(3.40) \quad I_{0AV} = \frac{P_0}{\eta U_{вх\ min}}$$

Бързопревключващи диоди. Поради високата работна честота на преобразувателите (над 20 kHz) и бързите преходни процеси са необходими специални бързопревключващи диоди с много малко време за възстановяване.

В изходния токоизправител се използват три вида диоди в зависимост от изходното напрежение:

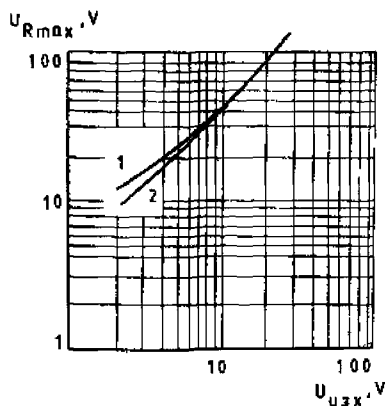
- при изходно напрежение до 10 V (обикновено тогава изходните токове са големи) се използват диоди на Шотки, които имат много малък пад на напрежение в правопосока $U_{F\ max} \leq 0,6$ V при голям прав ток I_{0AV} . Те имат обаче максимално обратно напрежение $U_{RRM} \leq 40$ V;

- при изходно напрежение между 10 и 30 V се избират спе-



Фиг. 3.20. Волт-амперни характеристики на бързи диоди

a — силициеви бързопреключващи за обратно напрежение над 200 V; *b* — силициеви бързопреключващи за обратно напрежение под 200 V; *a* — диоди на Шотки



Фиг. 3.21. Зависимост на обратното напрежение на диода от изправеното напрежение

циални бързопреключващи силициеви диоди с пад на напрежение в права посока $U_{F \max} \leq 0,8 \div 1$ V;

— при изходни напрежения над 30 V се използват обикновени бързопреключващи силициеви диоди с пад на напрежението в права посока $U_{F \max} \leq 1,2 \div 1,4$ V поради високото им допустимо обратно напрежение.

Зависимостта на тока в права посока от пада на напрежението в права посока за трите вида диоди е показана на фиг. 3.20.

Максималното обратно напрежение върху диода се определя от израза

$$(3.41) \quad U_{R \max} = \frac{1,1 U_{\text{изх}}}{\delta_{\min}} + U_F \frac{1 - \delta_{\min}}{\delta_{\min}}$$

Функцията $U_{R \max}(U_{\text{изх}})$ е дадена на фиг. 3.21, като е прието, че $\delta_{\min} = 0,29$. Формата и големината на тока през изходните диоди са различни в зависимост от типа на преобразувателя.

За обратния преобразувател са валидни формулите

$$(3.42) \quad I_{FAV} \approx I_0;$$

$$(3.43) \quad I_{FM} = \frac{2I_0}{1 - \delta_{\max}} - I_{L \min}.$$

За правия преобразувател средната стойност на токовете през диодите D_1 и D_2 са съответно

$$(3.44) \quad I_{FAVD1} = \delta_{\max} I_0;$$

$$(3.45) \quad I_{FAVD2} = (1 - \delta_{\min}) I_0,$$

като и за двата диода максималният ток е

$$(3.46) \quad I_{FM} = 2I_0 - I_{L \min}.$$

В граничния случай при $I_{L \min} = 0$ горният израз става

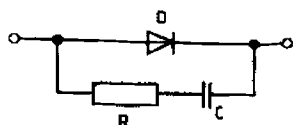
$$(3.47) \quad I_{FM} = 2I_0.$$

Противотактният преобразувател може да се разглежда като два прави преобразувателя, работещи в противофаза и използващи общ трансформатор.

При по-големи токове се налага потискане на преходните процеси, дължащи се на протичащите токове по време на обратното възстановяване на диодите. В противен случай преходният процес има колебателен характер и загубите от превключване на диодите нарастват. Същевременно преходният процес на включване на колекторния ток на транзистора също добива колебателен характер и загубите в транзистора нарастват.

Потискането на двата преходни процеса става с RC верига, включена паралелно на диода (фиг. 3.22). Стойностите на R и C се подбират опитно, като се има предвид, че с увеличаване на капацитета на кондензатора се увеличават загубите в RC веригата.

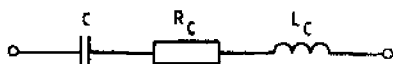
Диодите на защитните вериги на транзистора (фиг. 3.15) също трябва да са бързопревключващи. По този начин също се потиска възможният колебателен характер на преходните процеси. Понеже тези диоди са включени в първичната страна на преобразувателя, те трябва да имат допустимо обратно напрежение, не по-малко от напрежението $U_{CE \max}$ на транзистора.



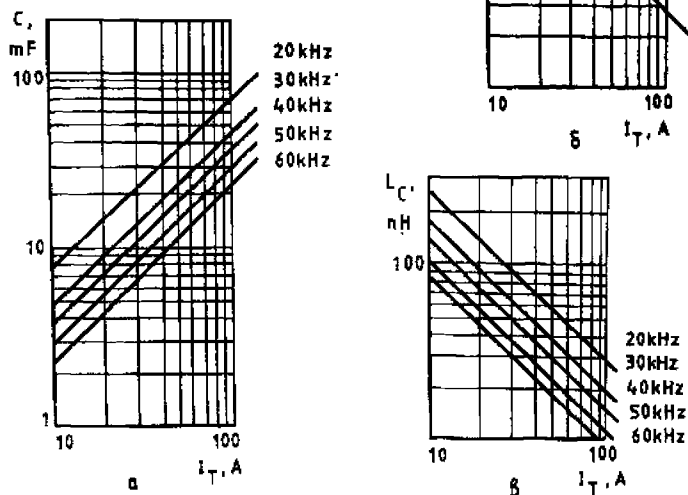
Фиг. 3.22. RC верига на изправителен диод

3.4.3. Кондензатори на входния и изходния филтър

Кондензаторът на входния филтър при 242 V максимално мрежово напрежение трябва да има работно напрежение 350 V.



Фиг. 3.23. Еквивалентна схема на филтров кондензатор при високи честоти



Фиг. 3.24. Графики за определяне на параметрите на филтров кондензатор във функция на изходния ток

а — капацитет; б — активно съпротивление; в — паразитна индуктивност

Стойността на капацитета му зависи от изискванията към изходното напрежение. Ако то трябва да се запазва в допустимите граници при пропадане на един полупериод от мрежовото напрежение се избира входен кондензатор с капацитет $2,2 \mu\text{F}$ за всеки ват изходна мощност. Ако има изисквания за запазване на изходното напрежение при пропадане на един период от мрежата, капацитетът се увеличава до $3,3 \mu\text{F}$ за всеки ват мощност. Минималният възможен капацитет е $1,0 \mu\text{F}$ на ват.

Капацитетът и работното напрежение на изходния кондензатор могат да варират в широки граници в зависимост от изходното напрежение и максималния изходен ток на преобразувателя.

Еквивалентната схема на кондензатора при високи честоти е съставена от последователно свързани кондензатор C , резистор R_C и индуктивност L_C (фиг. 3.23). За да има изходното напрежение малки пулсации при импулсно натоварване, се поставят много строги изисквания към паразитните параметри на кондензатора — R_C не трябва да надвишава няколко милиома, а L_C — няколко де-

сетки нанохенри. Освен това при обратен преобразувател кондензаторът трябва да издържа пулсиращия ток, който тече през него.

Ориентировъчен избор на капацитета на изходния кондензатор и стойностите на R_C и L_C в зависимост от изходния ток и работната честота може да се направи посредством графиките от фиг. 3.24.

Изборът на подходящ кондензатор може да стане в зависимост от големината на максималната върхова стойност $U_{\text{изх max}}$ при импулсна промяна на изходния ток. Процесът е показан на фиг. 3.25 и за него неравенствата

$$(3.48) \quad \frac{t_r}{R_C} \gg C \gg \frac{\Delta I_T t_r}{2U_{\text{изх max}} - \Delta I_T R_C}$$

Тук по дефиниция t_r е времето, за което токът I_L достига върховата си стойност. Понеже практическото намиране на това време е трудно, може да се приеме с приближение, че t_r е времето t_{r1} , за което изменящото се изходно напрежение достига за пръв път старата си стойност.

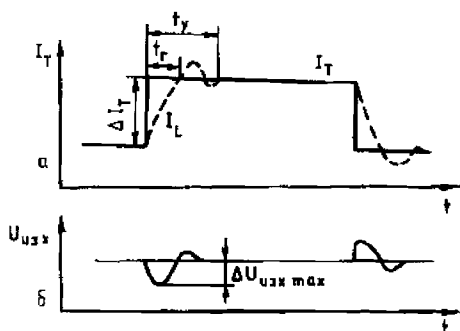
Времето за установяване е

$$(3.49) \quad t_y = (1,5 \div 2,2) t_r$$

3.4.4. Високочестотни трансформатори

При ключовите захранващи източници вместо тежките и обемисти нискочестотни трансформатори се използват относително малки по обем и леки високочестотни трансформатори. Подходящи материали за направа на тяхното ядро са някои видове ферити, които трябва да притежават следните свойства:

— да имат голяма магнитна индукция на насищане ($B_S = \approx 0,3 \div 0,35$ Т) и голяма магнитна проницаемост $\mu_r \geq 2000$, при което се получава малък обем на ядрото;



Фиг. 3.25. Преходни процеси на изхода при импулсна промяна на товара
а — промяна на тока; б — промяна на изходното напрежение

— да имат малки загуби;

— да имат висока температура на Кюри (около 200°C).

Подходящи материали са Маферит 2500 (България), 3С8 Ferrgoxcube (MBLE), Siferit N 27 (SIEMENS) и др. Най-употребявани по форма ядра са типовете E, EC и U.

Обикновено типът на ядрата се избира в зависимост от изходното напрежение, изходния ток и от необходимия прозорец на ядрото. За честоти над 20 kHz се препоръчва дебелината на проводника да не надвишава 0,8 mm. При необходимост от по-голямо сечение следва да се навиват паралелно няколко проводника или да се използва подходящо по размери медно фолио.

Трансформаторът може да се проектира аналитично или графоаналитично. Индуктивността и броят на навивките на първичната намотка се определят от израза (3.12) и

$$(3.50) \quad w_1 = \frac{U_{\text{вх max}} \delta_{\text{min}} T}{A_C B_{\text{max}}}$$

Тук с A_C е означено сечението на магнитопровода, а с B_{max} — избраната максимална стойност на магнитната индукция.

Броят на навивките може да се определи и по формулата

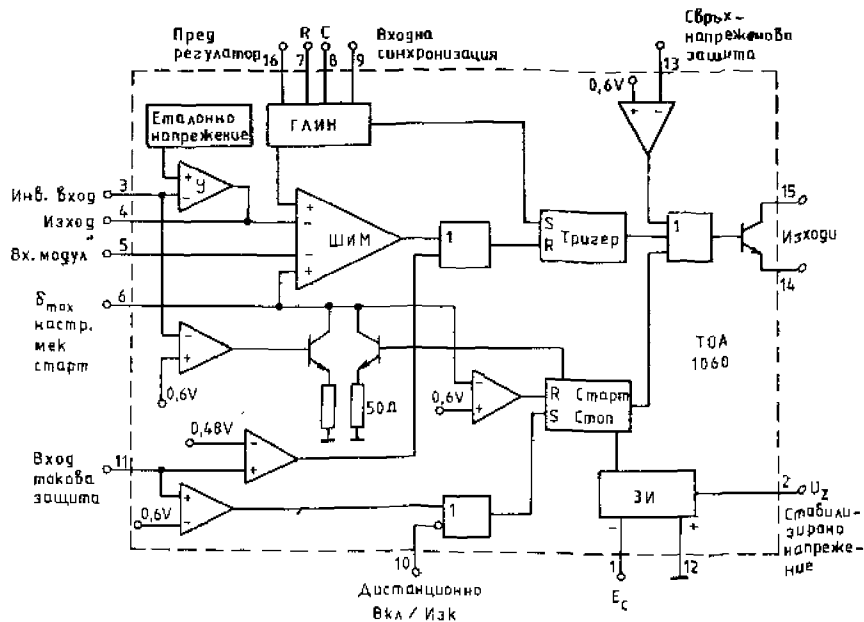
$$(3.51) \quad w = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

В тази формула A_L е факторът на индуктивността, който се дава от завода производител.

3.4.5. Схеми за управление

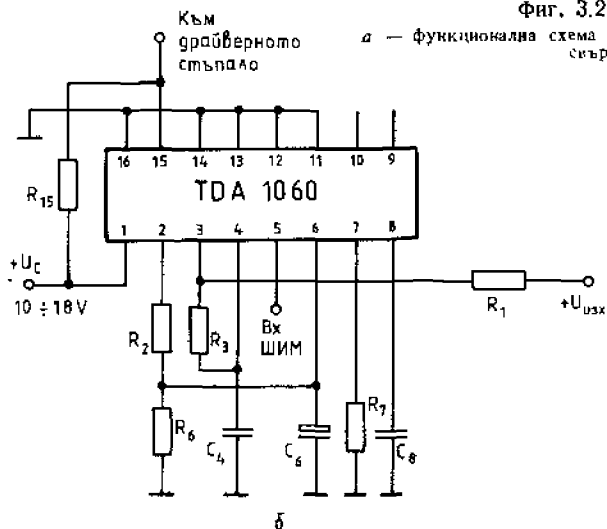
В съвременните ключови захранващи източници обикновено се използва една интегрална управляваща схема, чиито функции не се свеждат само до поддържане на постоянно изходно напрежение. Същевременно тя осигурява надеждна защита срещу претоварване и късо съединение, срещу повишено изходно напрежение и повишено и понижено мрежово напрежение, има възможност за дистанционно включване и външна синхронизация. За да се предпази източникът от свръхтокове при включване, в интегралната схема има вградена верига за бавен или както често се нарича, „мек“ старт. Тази верига постепенно повишава коефициента на запълване и оттам и изходното напрежение. По-долу са описани няколко съвременни управляващи схеми. Основно се разглежда схемата TDA1060, която се произвежда у нас.

Интегралната схема TDA1060, произвеждана у нас под названието 1PЦ1050, е предназначена за директно управление на прави и обратни преобразуватели, а чрез включване на други



Фиг. 3.26. TDA1060

а — функционална схема на TDA 1060; б — схема на свързване



допълнителни интегрални схеми може да управлява и противо-тактни преобразуватели. Тя се произвежда в правоъгълен 16-изюден корпус. Схемата е показана на фиг. 3.26 и съдържа следните блокове:

Захранващ източник (ЗИ). TDA 1060 може да се захранва както от източник на напрежение $10,5 \div 18 \text{ V}$, така и от източник на ток. Схемата има вграден вътрешен стабилизатор на напрежение ($8,7 \text{ V}$), от който може да се черпи ток до 5 mA .

Ако захранващото напрежение спадне под $9,5 \text{ V}$, се задействува защитата от понижено захранващо напрежение, която блокира крайното стъпало и запущва мощния транзистор. След повишаване на захранващото напрежение схемата се отпушва с мек старт.

При захранване от източник на ток (например от изправеното мрежово напрежение посредством резистор) консумацията не надвишава 30 mA , като входното напрежение към схемата се ограничава до 30 V от вградения ценеров диод.

Източник на еталонно напрежение (ИЕН). Източникът на еталонно напрежение ($3,42 \div 4,03 \text{ V}$) има температурен коефициент на нестабилност $\pm 0,01\%/^{\circ}\text{C}$. При напрежение около $3,6 \text{ V}$ той клопи към нула. Над това напрежение температурният коефициент е отрицателен, а под него — положителен. ИЕН е свързан вътрешно към неинвертиращия вход на диференциалния усилвател на грешката.

Усилвател на грешката (У). Усилвателят на грешката представлява диференциален усилвател, чийто инвертиращ вход и изход са изведени извън схемата. Той има коефициент на усилване на отворената система 60 dB , т. е. 1000 пъти. Усилвателят се обхваща от обратна връзка чрез два външни резистора, а честотната корекция се осъществява чрез включване на кондензатор $1-22 \text{ nF}$ между изхода и маса.

Към усилвателя са вградени защити срещу прекъсване на веригата на обратната връзка или късо съединение на входа на усилвателя, които ограничават коефициента на запълване на импулсите в първия случай до нула, а във втория — до зададена минимална стойност δ_0 . За нормална работа напрежението на инвертиращия вход трябва да бъде в границите от $0,6 \text{ V}$ до U_{er} .

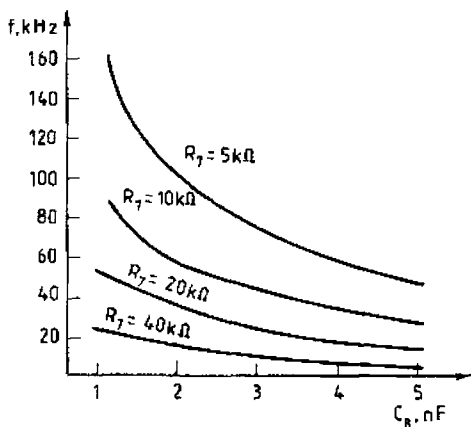
Генератор на линейно изменящо се напрежение (ГЛИН). Включеният към извод 8 на схемата кондензатор C_8 се зарежда с ток, чиято стойност се определя от големината на резистора R_7 , свързан към извод 7 и маса. Зареждането и разреждането на кондензатора се управляват от един тригер, който се превключва от два компаратора. Те изменят състоянието на тригера, когато напрежението върху кондензатора достигне нивата $U_L = 1,1 \text{ V}$ и $U_H = 5,8 \text{ V}$. Зависимостта на честотата на генерации от капацитета на C_8 при параметър R_7 е показана на фиг. 3.27, а на фиг. 3.28 — зависимостта на същата честота от съпротивлението на R_7 при параметър C_8 . Интегралната схема работи в обхвата $100 \text{ Hz} \div 100 \text{ kHz}$. При определяне съпротивлението на R_7 трябва да се има предвид, че токът I_7 не трябва да е по-голям от $1,5 \text{ mA}$. Ако се използва кондензатор C_8 с капацитет, по-голям от 220 nF ,

последователно с него трябва да се свърже един резистор със съпротивление $10 \div 15 \Omega$, който да ограничава зарядния ток. Линеиността на генерираното напрежение се гарантира при $R_7 \leq 5 \text{ k}\Omega$.

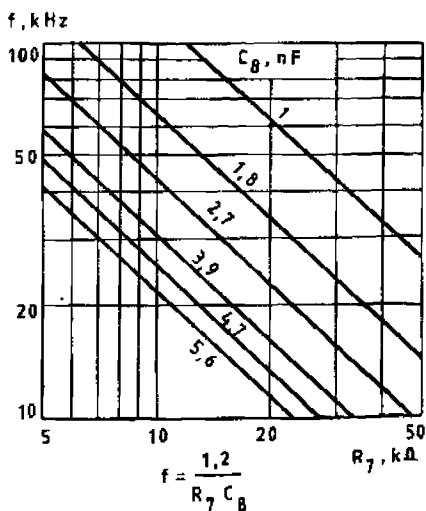
Извод 9 на интегралната схема е предназначен за синхронизация на ГЛИН с честотата на TTL сигнал, като при нисък потенциал работата на ГЛИН се блокира, а при висок потенциал генераторът работи нормално.

При правия преобразувател, където зависимостта между входното напрежение и коефициента на запълване на импулсите е обратн пропорционална, съществува възможност за използване на предрегулатор, който намалява нестабилността на изходното напрежение от изменението на входното напрежение, както и пулсациите на изходното напрежение. За целта на извод 16 на интегралната схема се подава напрежение U_{16} , пропорционално на входното. При $U_{16} < U_z$ веригата на токовото огледало, осигуряващо тока за C_8 , се захранва от U_{16} вместо от U_z . При това токът през C_8 се увеличава. Същевременно се повдигат и праговите нива на двата компаратора, при което δ намалява до стойност δ' . Зависимостта на $\frac{\delta'}{\delta}$ от $\frac{U_{16}}{U_z}$ е показана на фиг. 3.29.

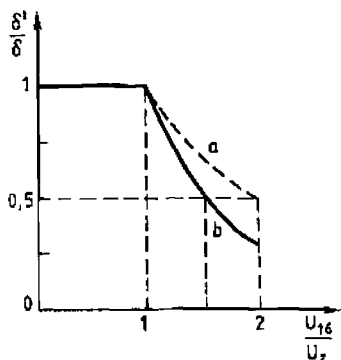
Широчинно-импулсен модулатор (ШИМ). Широчинно-импулсният модулатор представлява компаратор с един неинвертиращ и три инвертиращи входа. Неинвертиращият вход е свързан вът-



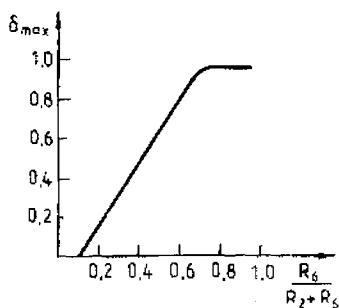
Фиг. 3.27. Зависимост на честотата от капацитета на C_8



Фиг. 3.28. Зависимост на честотата от съпротивлението на R_7

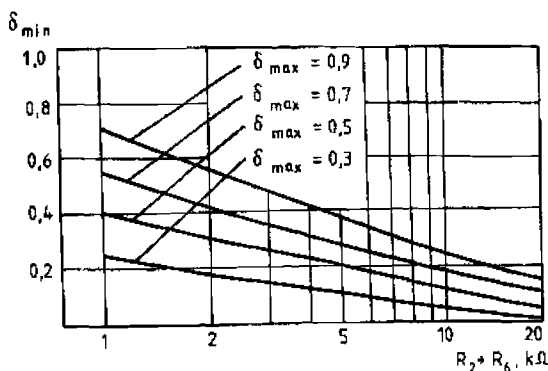


Фиг. 3.29. Функция на пред-регулатора на TDA 1060



Фиг. 3.30. Зависимост на δ_{\max}

$$\text{от } \frac{R_6}{R_2 + R_6}$$



Фиг. 3.31. Зависимост на δ_{\min} от $R_2 + R_6$

решно към изхода на **ГЛИН**. Първият инвертиращ вход е същевременно и изход на диференциалния Усилвател на грешката. Третият вход се свързва към външен резистивен делител на напрежение, чрез който се ограничава максималната стойност на δ , и към кондензатор, осигуряващ мек старт. Зависимостта на δ_{\max} от $\frac{R_6}{R_2 + R_6}$ е показана на фиг. 3.30. Минималната стойност на $\delta = \delta_{\min}$ зависи от сумата на съпротивленията R_2 и R_6 и от δ_{\max} , както е показано на фиг. 3.31. Вторият инвертиращ вход на компаратора е свободен, изведен е на извод 5 и може да се използва за допълнителни функции на регулатора.

Ако на входа на усилвателя на грешката (извод 3) се подаде напрежение около 2 V, първият вход на модулятора се изключва. Тогава вторият вход (извод 5) може да се управлява посредством оптрон, следящ измененията на изходното напрежение. В този

случай интегралната схема се включва към първичната страна, а оптронът служи за галванична изолация между входа и изхода.

Когато извод 10 на интегралната схема е плаващ или включен към напрежение, по-голямо от 2 V, схемата работи нормално. Ако напрежението е по-малко от 0,8 V, крайното стъпало се изключва, като при повишаване на напрежението над 2V се включва с мек старт.

Крайно стъпало (изходи). Изходният транзистор на схемата е с изведен емитер (извод 14) и колектор (извод 15) и може да работи по схема общ емитер или общ колектор. Той е защитен с диод, включен между колектора на транзистора и положителното захранване. Към базата на транзистора е свързано буферно стъпало, съставено от два транзистора, чиито бази се управляват от изходите Q и \bar{Q} на един RS тригер. Той се превключва от ГЛИН. По време на фронтите на триообразното напрежение изходният транзистор е блокиран както от тригера, така и от допълнителна схема ИЛИ. По този начин е невъзможно да се получат двойни импулси на изхода. Изходният транзистор се запуща и от схемата на максималнотокова защита. Тригерът се нулира при понижено захранващо напрежение (под 9,5 V).

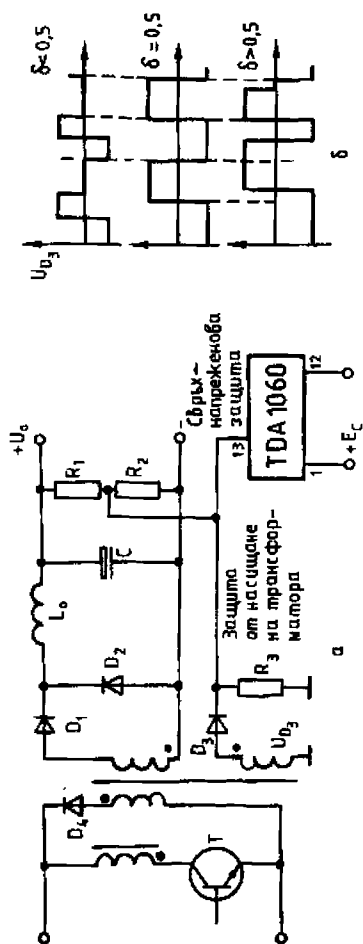
Защитните функции, реализирани от схемата, са:

1. Мек старт. Защищава преобразувателя от свръхтокове при включване. Схемата за мек старт се задействува при включване, при понижено захранващо напрежение, при активирана втора степен на токовата защита. В тези случаи един RS тригер запуща крайното стъпало и същевременно отпушва един транзистор. Последният през резистор 50 Ω разрежда кондензатора С6, докато напрежението върху него падне до 0,6 V и тригерът се преобърне. След това кондензаторът започва да се зарежда, при което коефициентът на запълване на импулсите започва бавно да се увеличава.

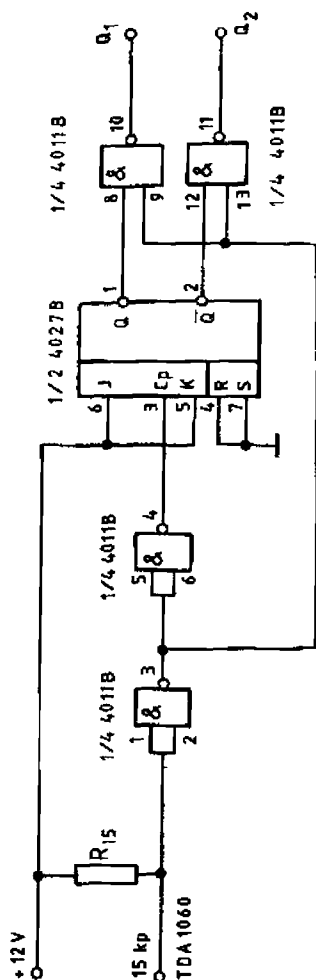
2. Максималнотокова защита. Схемата на максималнотоковата защита притежава два компаратора, които имат прагове на превключване съответно 0,4 и 0,5 V. При достигане на нивото 0,4 V коефициентът на запълване се ограничава до стойност, при която се постига приблизително постоянен максимален ток. Ако се достигне второто ниво, RS тригерът блокира крайното стъпало и се задействува схемата за мек старт.

3. Свръхнапреженова защита. Схемата съдържа един компаратор с праг на превключване 0,6 V, свързан директно към крайния транзистор. При задействуване на компаратора се запуща крайният транзистор.

Тази защита се препоръчва да се използва като защита от повишено мрежово напрежение. Използването ѝ като защита от повишено изходно напрежение не е много удобно, тъй като компараторът има малка чувствителност. Най-удачно е при изграждане на защита от повишено изходно напрежение да се включи



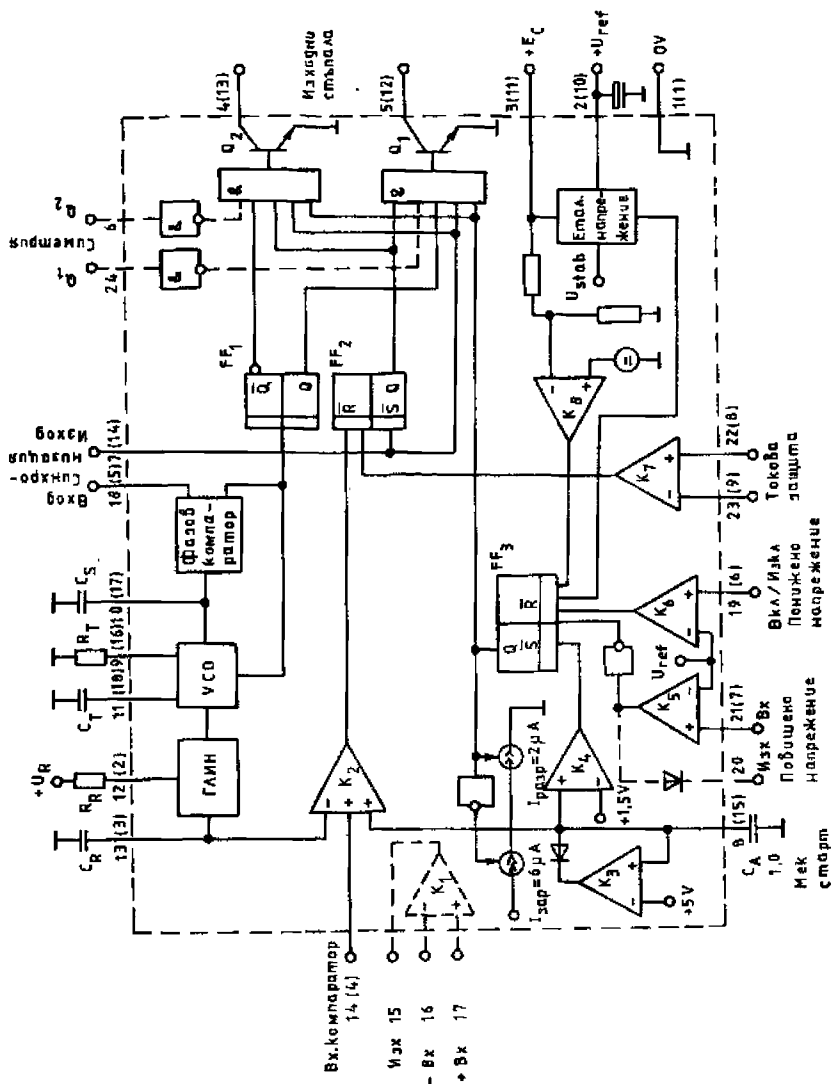
Фиг. 3.32. Защита от насищане на ядрото на трансформатора
 а — принципна схема; б — диаграма на работа



Фиг. 3.33. Схема за управление на противотактен преобразувател

външен компаратор. Схемата на свръхнапреженовата защита е подходяща за осигуряване на защита от насищане на изходния трансформатор (фиг. 3.32). На фиг. 3.32а е показана принципната схема на защитата, а на фиг. 3.32б — диаграмите на действието ѝ. Вижда се, че при достигане на $\delta = 0,5$ диодът D_3 се отпушва и и защитата се задействува.)

Ако тази защита не се използва, извод 13 на интегралната схема се свързва към маса. Интегралната схема TDA 1060 може да управлява и противотактни преобразуватели, ако се използват допълнително две CMOS интегрални схеми, както е показано на фиг. 3.33.



Интегрални схеми TDA 4700 и TDA 4718. Интегралните схеми TDA 4700 и TDA 4718 се използват като управляващи схеми както при еднотактни преобразуватели, така и при противотактни. Схемите дават възможности за изграждане на надеждни защити на захранващото устройство. При паралелна работа на повече схеми се извършва лесна синхронизация на честотата им.

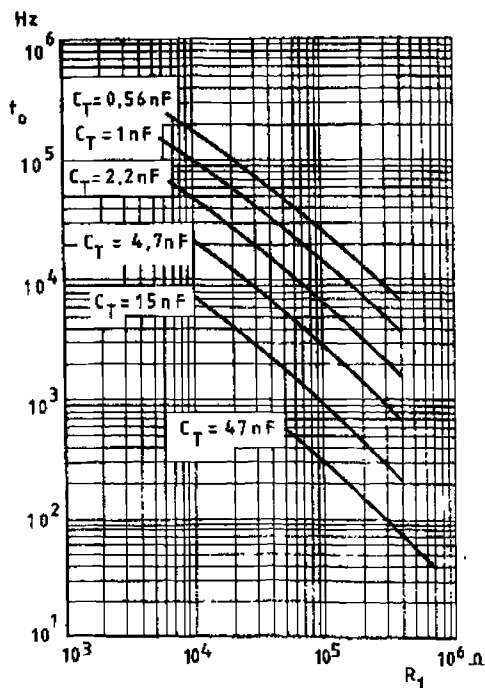
TDA 4700 се произвежда в 24-изведен корпус, а TDA 4718 —

в 18-изведен корпус. Изградени са по една и съща функционална схема (Фиг. 3.34), като някои от блоковете при TDA 4718 липсват. Тези блокове на Фиг. 3.34 са начертани с по-тънка линия. Номерацията на изводите в скоби се отнася за TDA 4718.

Двете интегрални схеми съдържат:

Генератор на линейно изменящо се напрежение, управляван с напрежение (VCO). Линейно изменящото се напрежение се получава на извод C_T и честотата му може да достигне до 250 kHz. Диаграмата, по която се определя честотата, е показана на Фиг. 3.35. Генерираната честота може да се променя с изменение на напрежението върху кондензатора C_S . По време на низходящия фронт се изработва синхроимпулс, който се използва за нулиране.

Генератор на линейно изменящо се напрежение (ГЛИН) Честотата на втория генератор се синхронизира с честотата на VCO. Наклонът на върходящия фронт на неговото напрежение може да се променя в зависимост от тока през резистора R_R , което дава възможност за намаляване на влиянието на мрежовото напрежение и на пулсациите му чрез предрегулиране.



Фиг. 3.35. Номинална честота на генератора на TDA 4700 и TDA 4718 във функция на R_T и C_T

напрежение и на пулсациите му чрез предрегулиране.

Компаратор K_2 . Компараторът K_2 представлява широкоимпулсен модулатор с един инвертиращ и два неинвертиращи входа. На инвертиращия вход се подава линейното напрежение от ГЛИН, на първия неинвертиращ вход — напрежение, пропорционално на изходното, а на втория неинвертиращ вход — напрежението върху кондензатора за мек старт C_A . Правоъгълният импулс на изход на компаратора се получава от сравняването на линейното напрежение на ГЛИН с по-ниското напрежение, намиращо се на един от двата неинвертиращи входа.

Тригер FF1. Той отпуща изходните транзистори в началото на все-

ки полупериод и ги запущва при сигнал от компаратора K_1 или K_2 , докато напрежението от ГЛИН е по-ниско от двете напрежения на неинвертиращите входове.

Тригер FF2. Той се превключва от падащия фронт на ГЛИН. Гарантира, че само един от изходните транзистори е отпушен.

Фазов компаратор (ФК). Напрежението из изхода на фазовия компаратор (върху C_5) определя честотата на VCO. Ако не се използва външна синхронизация, входът и изходът за синхронизация на входа за синхронизация се подава правоъгълен синхронизиращ сигнал с произволен коефициент на запълване и TTL ниво. Изходът за синхронизация служи за синхронизиране на други схеми.

Усилвател K_1 (сам) за TDA 4700. Представява висококачествен усилвател с обхват $0 \div 5$ V, който усилва сигнала на грешката и го подава из неинвертиращия вход на компаратора K_2 .

Компаратор K_2 . Ограничава напреженията върху кондензатора C_A и компаратора K_2 до $+5$ V. По този начин при съответна стръмност на нарастващия фронт на напрежението на ГЛИН се ограничава максималната стойност на коефициента на запълване.

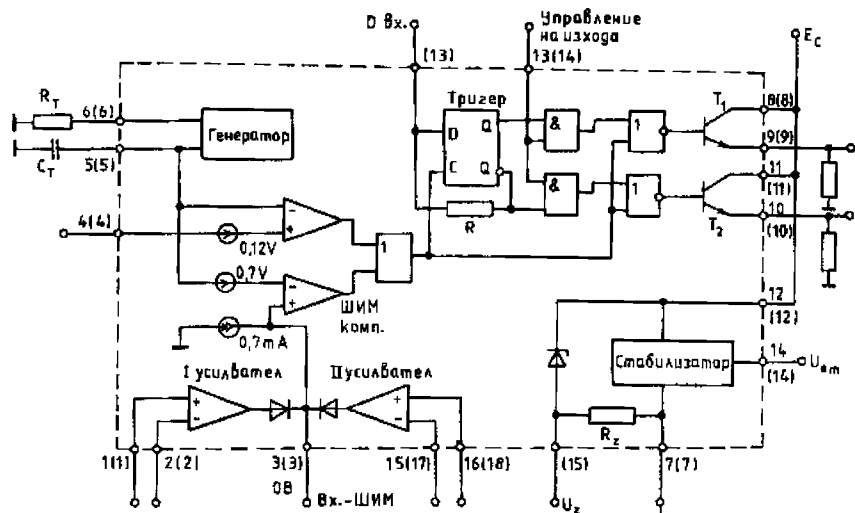
Компаратор K_4 . Ако напрежението върху кондензатора C_A е по-ниско от 1,5 V, заработва компараторът K_4 . Това означава, че има активирана защитна верига.

Тригер FF3. При активирана защитна верига компараторът K_4 подава сигнал на вход R на тригера FF3. Той веднага запущва двата изхода. Схемата се включва отново след мек старт.

Схема за мек старт. Кондензаторът C_A се зарежда с ток 6 μ A, докато напрежението върху него достигне 5 V. Ако има активирана защита, C_A се разрежда с ток 2 μ A. Когато напрежението върху C_A достигне 1,5 V, се задействува тригерът FF3 и запущва крайните транзистори. Тъй като минималното напрежение на ГЛИН е 1,8 V, коефициентът на запълване на изходните импулси започва да нараства, след като напрежението върху C_A достигне 1,8 V.

Компаратори K_5 , K_6 , K_8 . Те се използват в различни защитни вериги. При активирането им се задействува тригерът FF3. След отпадане из грешката схемата се включва след мек старт. При TDA 4700 има възможност да се сържат накъсо входът и изходът на K_5 , при което след отпадане на грешката схемата не се включва. Обикновено с K_5 се следи за пренапрежение на изходното или входното напрежение. Компараторът K_6 реагира на понижено напрежение и изключва крайното сътало.

При ниско захранващо напрежение на схемата може да се получат недефинирани състояния на изходите. При захранващо напрежение под 9V компараторът K_8 изключва схемата. Тя се включва отново, когато захранващото напрежение стане по-голямо от 9,6 V след мек старт.



Фиг. 3.36. Схема на TL 494 и TL 495

Компаратор K_7 . Той е предназначен за максималнотокова защита. За удобство на цокъла на интегралната схема са изведени двата входа на усилвателя. Постояннотоковият обхват на K_7 е от 0 до 4 V, а за запущването на двата изходни транзистора при претоварване са необходими само 250 ns.

Изходни стъпала. Двете изходни стъпала се състоят от транзистори с отворени колектори. Минималното време, през което и двата транзистора са запущени, се определя от времетраенето на падащия фронт на **ГЛИН**

Източник на еталонно напрежение. Температурно стабилното еталонно напрежение има стойност 2,5 V и се използва за захранване на различни външни и вътрешни елементи.

При противотактни преобразуватели трябва да се предотврати насищането на трансформатора. Затова в TDA4700 е предвидено специално стъпало, което ликвидира несиметрията на изходните импулси.

Интегрални схеми TL 494 и TL 495. Те се използват като управляващи схеми за еднотактни и противотактни преобразуватели. Получили са широко разпространение поради своята ниска цена, универсалност и необходимостта от малко на брой външни елементи за включване към тях.

Двете схеми са изградени по една и съща схема, която е показана на фиг. 3.36. Разликата помежду им е в това, че TL 495 има два извода в повече и е в корпус с 18 извода. Това ѝ дава допълнителни възможности, които са описани по-долу. На фиг. 3.36 номерацията на изводите без скоби се отнася за TL 494, а номе-

рацията на изводите в скоби — за TL 495.

Честотата на генератора на линейно изменящото се напрежение се програмира от два външни елемента — R_T и C_T , и се определя по формулата

$$(3.52) \quad f_0 = \frac{1,1}{R_T C_T} .$$

Схемата съдържа два диференциални усилвателя с изведени неинвертиращи и инвертиращи входове. Изходите на усилвателите през диодна логическа схема са съединени с неинвертиращия вход на широчинно-импулсния модулатор. Тази схема на свързване дава възможност за изграждане на различни универсални стабилизатори на напрежение и ток.

Обхватът на входното напрежение на двата усилвателя е от $-0,3 \text{ V}$ до $(U_C - 2) \text{ V}$, при което на изхода на диодната логика напрежението трябва да бъде от $0,5$ до $3,5 \text{ V}$.

Докато линейно изменящото се напрежение е по-голямо от другите управляващи сигнали, на входа C на тригера има нисък потенциал и двата изходни транзистора са управляеми посредством ШИМ. Времето на закъснение при включване се управлява плавно с напрежение от 0 до $3,3 \text{ V}$, подадено на извод 4 .

Ако изводът „управление на изхода“ е свързан към земя, максималният възможен коефициент на запълване на изходните импулси е 95% , а ако се съедини с еталонното напрежение $U_{\text{от}}$, максималният коефициент на запълване става 48% . В този случай тригерът управлява последователно двата транзистора и честотата на изхода е равна на половината от честотата на ГЛИН. Това свързване се използва при противотактни преобразуватели. Ако изходният сигнал се вземе само от единия транзистор, схемата може да се използва и при еднотактни преобразуватели с $\delta_{\text{max}} = 48\%$. Двата транзистора могат да се свържат паралелно за по голям изходен ток, при което изводът „управление на изхода“ се свързва към земя. В този случай честотата на импулсите на изхода е равна на честотата на генератора.

Еталонното напрежение на тези схеми е 5 V с толеранс $\pm 5\%$ и температурен дрейф до 50 mV в обхвата на температурата $0 \div 70^\circ\text{C}$. От източника на еталонно напрежение може да се черпи ток до 10 mA .

Интегралната схема TL 495 има вграден стабилизатор за 39 V , който е необходим за входни напрежения, по големи от 40 V . Освен това на TL 495 е изведен D-входът на тригера. Функционалните възможности на схемата в зависимост от състоянието на входовете „управление на изхода“ и „управление на тригера“ са показани в табл. 3.1.

Интегралната схема TEA 1039 е производство на фирмата MBL E и е предназначена за директно управление на ключовия

Таблица 3.1

Входове		Функционални възможности	$\frac{I_{изх}}{I_0}$
управление на изхода	управление на тригера		
закъсен към $U_{от}$	отворен	еднотактни преобразуватели с изход T_1 и T_2	1
	отворен	прогивотактни преобразуватели	0,5
към $U_{от}$	$U_1 < 0,4 V$	еднотактен преобразувател с изход само T_1	1
към $U_{от}$	$U_1 > 2,4 V$	еднотактен преобразувател с изход само T_2	1

транзистор на маломощни прави. и обратни преобразуватели. Изходният ток на схемата при наситен краен транзистор може да достигне максимална стойност 1А. Интересна особеност на схемата е, че е предвидена възможност за работа в два режима: постоянна работна честота с променлив коефициент на запълване на импулсите или постоянна продължителност на импулса при променлива работна честота.

Интегралната схема се произвежда в специален 9-изведен корпус.

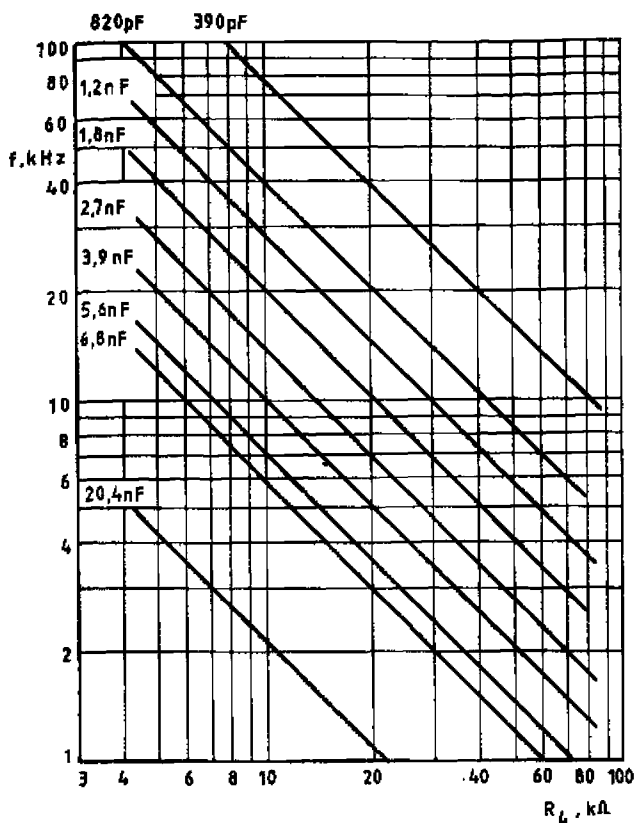
Схемата на ТЕА 1039 е дадена на фиг. 3.37. Схемата може да се захранва от източник на напрежение до 20 V или от източник на ток. Тя има вградена защита срещу излизане на захранващото напрежение извън допустимите граници.

Възможни са два работни режима. Ако вход M (извод б) е свързан към маса, схемата работи в режим променлива честота, а ако вход M се остави свободен — в режим променлив коефициент на запълване.

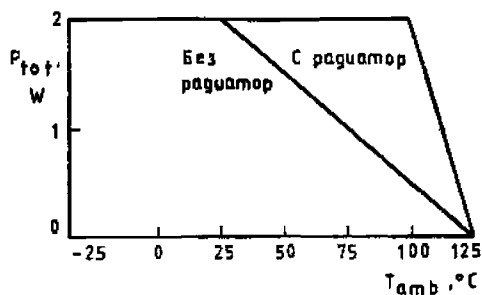
Генераторът притежава два външни елемента, свързани към маса — резистор, който се включва към извод R_x , и кондензатор — към C_x . В режим променлива честота чрез тях се определя минималната честота, а в режим променлив коефициент на запълване — работната честота. Зависимостта на честотата от съпротивлението на R_x при параметър C_x е показана на фиг. 3.38.

На входа FB на компаратора се подава ток, пропорционален на изходното напрежение. Когато схемата работи в режим с променлива честота, честотата намалява при увеличаване на изходното напрежение. А при работа в режим с променлив коефициент на запълване ключовият транзистор е запузен за по-дълго време при увеличаване на изходното напрежение.

Чрез вход LIM (извод 2) в режим променлив коефициент на запълване се установява максималната стойност на δ , а в режим променлива честота — максималната честота. Това се извършва

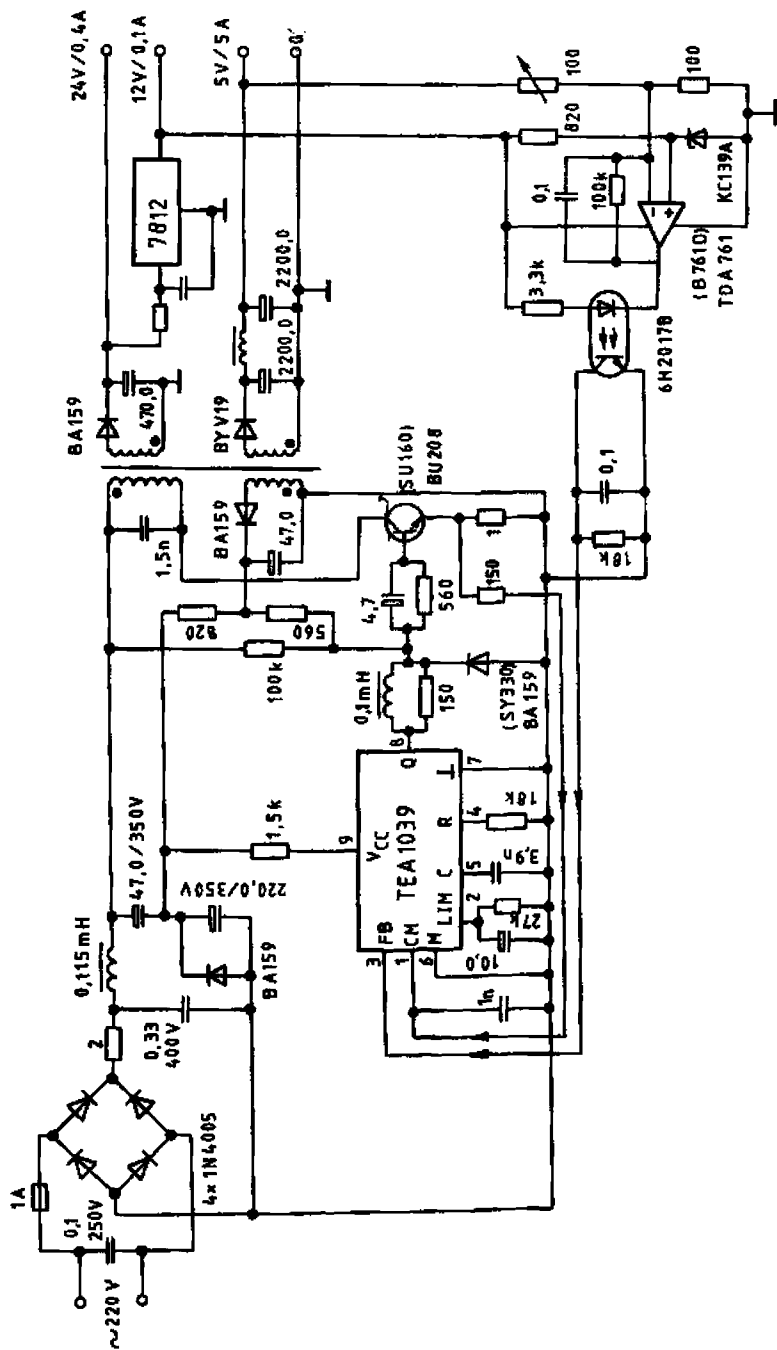


Фиг. 3.38. Зависимост на честотата на TEA 1039 от R_x и C_x



Фиг. 3.39. Разсейвана мощност от TEA 1039 със и без радиатор

При това в режим променлива честота честотата плавно намалява от максималната до работната честота, а в режим промен-



Фиг. 3.40. Преобразувател с TEA 1039

лив коефициент на запълване коефициентът на запълване плавно се увеличава от нула до работната си стойност.

Интегралната схема притежава максималнотокова защита (вход *СМ* извод 1). Ако напрежението на този вход достигне до 0,37 V, изходът се блокира и схемата стартира след мек старт.

Изходът на схемата представлява NPN транзистор, защитен от два диода, свързани съответно към маса и към захранващото напрежение.

При по-големи изходни токове е необходим радиатор. Кривата на допустимата разсейвана мощност е показана на фиг. 3.39.

На фиг. 3.40 е показана една примерна схема на ключов захранващ източник с управляваща схема TEA 1039. Схемата работи в режим променлива честота.

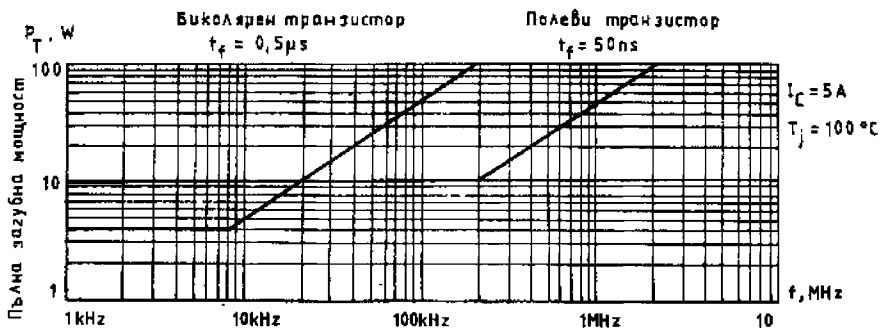
3.5 ПОВИШАВАНЕ НА РАБОТНАТА ЧЕСТОТА НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИТЕ ЧРЕЗ ИЗПОЛЗВАНЕ НА МОЩНИ ПОЛЕВИ ТРАНЗИСТОРИ

Намаляването на теглото и обема на ключовите захранващи устройства е свързано с повишаване на работната честота на ключовете и с проблемите, които възникват при това. Съвременните биполярни ключови транзистори за високо напрежение имат типично време на спадане t_f от порядъка на $0,2 \div 1 \mu s$, при което работната честота се избира в диапазона $20 \div 50$ kHz. Сега съществуват транзистори от този тип като например MJE 12010 на MOTOROLA, за който t_f е около 100 ns и MJE 13010 с типична стойност на t_f от около 50 ns. За първите транзистори работната честота може да достигне до 100 kHz, а за вторите --- до 200 kHz.

Напоследък все по-широко разпространение получават мощните полеви транзистори за високо напрежение, за които работната честота е от 50 до 500 kHz. Те са по-бързи и по-лесни за управление от биполярните, но имат по-голямо остатъчно напрежение при включено състояние и са по-скъпи. В тяхната област на безопасна работа (SOAR) няма участък на вторичен пробив, тъй като те имат положителен температурен коефициент на съпротивлението на канала във включено състояние R_{on} . При полевите транзистори се разрешава паралелното включване на няколко транзистора за повишаване на изходната мощност.

Скоростта на превключване на мощните полеви транзистори зависи от входния им капацитет $C_i = C_{GD} + C_{GS}$ и от параметрите на драйверното стъпало -- изходен ток и изходен импеданс. За бързото презареждане на кондензатора C_{GD} е необходим максимален ток от около 1A и импеданс под 50 Ω .

Едно сравнение на честотните възможности на биполярните и полевите транзистори е направено от фирмата MOTOROLA на фиг. 3.41, като за база са взети загубните мощности в два транзистора за 5A (биполярен и полеви).



Фиг. 3.41. Област на приложение на биполярни и на полупроводникови ключови транзистори (по MOTOROLA)

3.6 ПРАКТИЧЕСКИ СХЕМИ НА КЛЮЧОВИ ЗАХРАНВАЩИ ИЗТОЧНИЦИ

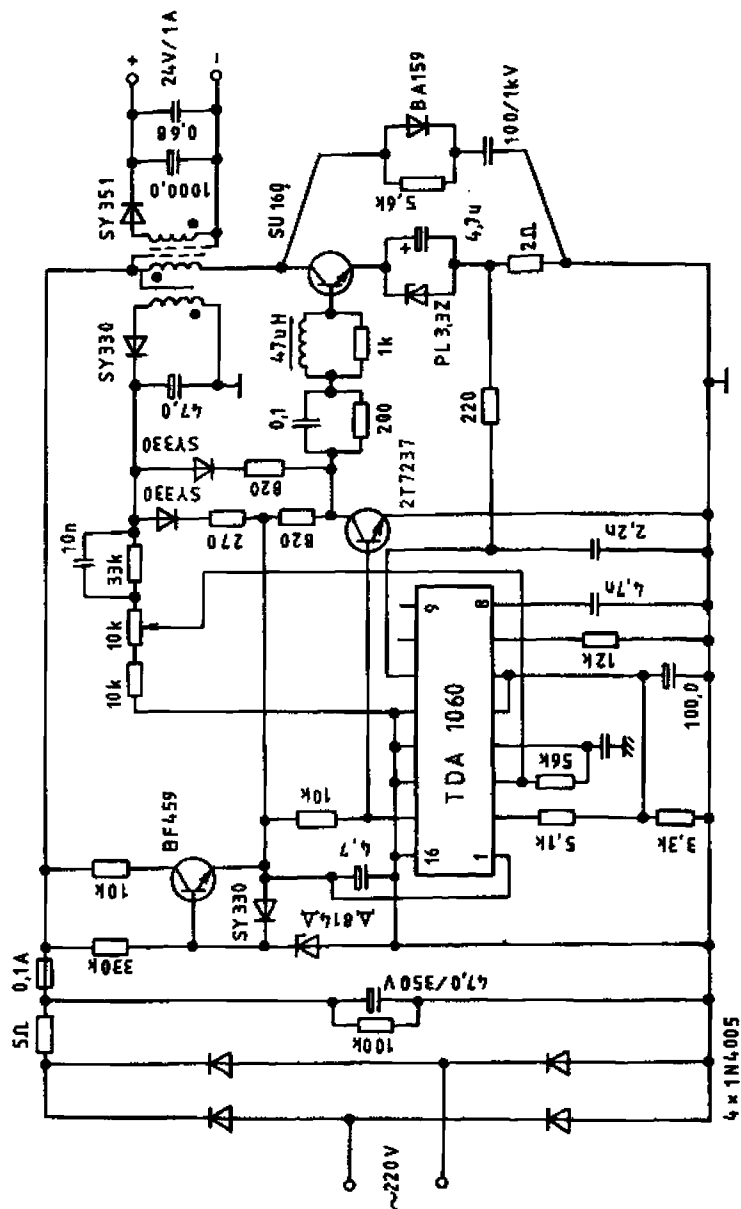
Изборът на подходяща принципна схема на захранващия източник е възлов момент в проектирането. Схемата се определя в зависимост от характеристиката на конкретния консуматор, неговата мощност, броя на необходимите изходни напрежения, условията на експлоатация, надеждността му и др.

Обикновено за изходни мощности до $50 \div 100$ W се използва схемата на обратен преобразувател, до $150 \div 200$ W — на прав преобразувател и над 200 W — на противотактен преобразувател. Ако изходните напрежения са повече, най-удобен е обратният преобразувател, защото има най-малко елементи.

Изходите на преобразувателите най-често са галванично изолирани от захранващата мрежа, при което се поставя въпросът за местоположението на управляващата схема. Ако тя се свърже към вторичната страна на трансформатора, се получава висока точност и стабилност на изходното напрежение, но се налага използването на мрежов трансформатор за захранване на управляващата схема и развязващ трансформатор между драйверното и крайното стъпало. При свързване към първичната страна схемата се захранва лесно и не е необходим развязващ трансформатор, но точността на изходното напрежение е ограничена и не могат да се използват изработените в интегралната схема защитни вериги.

На следващите фигури са показани няколко практически схеми на ключови захранващи източници. Работната честота на първите три схеми е $20 \div 50$ kHz, а на другите две — $100 \div 200$ kHz.

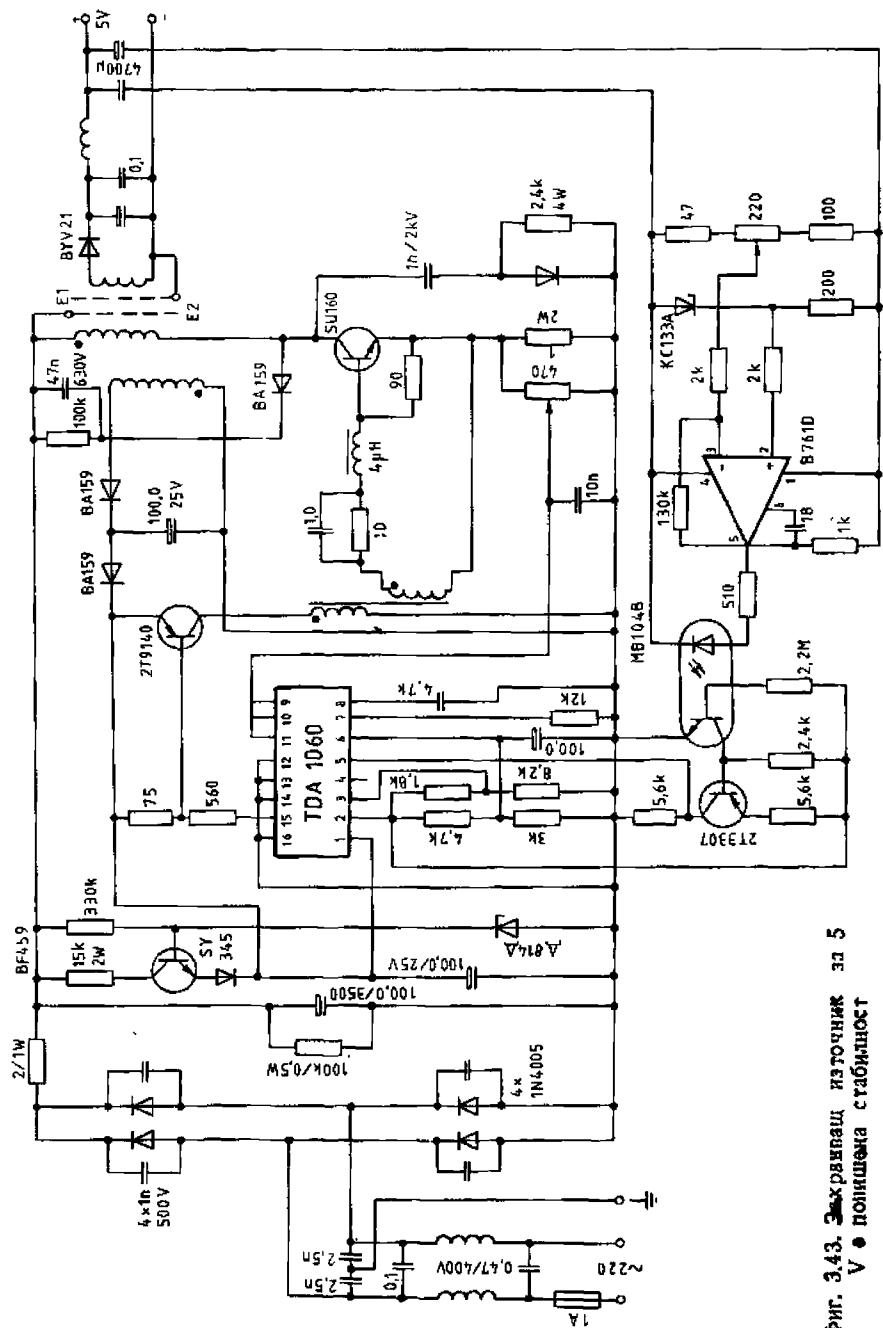
Схемата от фиг. 3.12 представлява маломощен 25-ватов обратен преобразувател, като управляващата схема е включена в първичната страна на изходния трансформатор. Връзката между драйверния и мощния транзистор е директна. Сигнал за изходното напрежение се взема от допълнителната намотка W₃, чрез която



Фиг. 3.42. Захранващ източник за 24 V, 1 A

се захранва управляващата схема.

За намаляване на нестабилността на изходното напрежение в преобразувателя от фиг. 3.43 се използва следяща система,



Фиг. 3.43. Значравящ източник за 5
V • полишена стабилност

3.7. ПРОЕКТИРАНЕ НА КЛЮЧОВИ ЗАХРАНВАЩИ ИЗТОЧНИЦИ

Ключовите захранващи източници представляват сложни нелинейни импулсни системи за автоматично регулиране, чието проектиране е сравнително сложно. За да се получат добри резултати, то трябва да се извършва от специалисти с висока квалификация в областта на линейната и импулсната електроника.

Може да се препоръча следната последователност на проектиране:

1. Избор на типа на преобразувателя и синтезиране на подходяща схема на захранващото устройство:

а) анализират се цялостните изисквания, поставени от консуматора — електрически, механични, климатични, за надеждност и др.;

б) избира се типът на преобразувателя — прав, обратен, противотактен, като се има предвид казаното в предишната точка;

в) в зависимост от изходната мощност и броя на изходните напрежения се избира типът на управляващата схема, нейният начин на свързване (към първичната или вторичната страна на трансформатора). Определя се схемата на драйверното стъпало;

г) избират се необходимите защиты на преобразувателя и помощните вериги.

Цялостното решение при проектирането до голяма степен зависи от личния опит и квалификацията на проектанта, понеже не съществува едно-единствено оптимално решение на никоя задача.

2. Изчисляване на импулсния трансформатор:

а) определя се индуктивността на трансформатора от (3.12).

б) намира се преводното отношение между първичната и вторичната намотка:

— за обратен преобразувател

$$(3.53) \quad n = \frac{\delta}{1-\delta} \frac{U_{вх}}{U_{нвх} + U_F};$$

— за прав преобразувател

$$(3.54) \quad n = \delta \frac{U_{вх}}{U_{нвх} + U_F};$$

— за противотактен преобразувател

$$(3.55) \quad n = 2\delta \frac{U_{вх}}{U_0 + U_F}.$$

в) избира се видът на магнитопровода в зависимост от типа на преобразувателя, мощността, броя на намотките и другите поставени изисквания;

г) изчислява се по (3.50) или (3.51) броят на навивките на първичната намотка;

д) по преводното отношение се намира броят на навивките на вторичните намотки;

е) определя се сечението на проводниците в зависимост от избраната плътност на тока. Обикновено се предпочита да се използва многожилен проводник или медно фолио вместо дебел едножилен проводник. По този начин се избягва повърхностният ефект, възникващ при високи честоти.

3. Избиране на мощните транзистори.

Максималното допустимо напрежение се определя от (3.30), а максималният допустим ток — от (3.31), след което се избира типът на транзистора.

4. Изчисляване на защитните вериги на транзистора.

След като е уточнен типът на транзистора, защитните вериги се изчисляват съгласно формулите (3.32) ÷ (3.39).

5. Изчисляване на изходните токоизправители.

Определят се стойностите на параметрите: максимално обратно напрежение върху диода съгласно израза (3.41) и средният изправен ток съгласно (3.42) или (3.44), след което се избират подходящи диоди.

6. Изчисляване на мрежовия токоизправител

Извършва се съгласно методиката за проектиране на токоизправител с капацитивен товар.

Пример 3.1. Да се проектира ключов стабилизатор за фиксирано изходно напрежение 5 V и изходен ток от 3 до 6 A. Захранващото мрежово напрежение е $220 \begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$.

Изчисление

Понеже изходната мощност е малка (30W), се предпочита стабилизаторът да се построи по схемата на обратен преобразувател. При относително малкото изменение на изходния ток достатъчно добри резултати ще се получат при използването на схемата от фиг. 3.42, при която управляващата схема е свързана към първичната страна на трансформатора.

1. Изчисляване на трансформатора

а. Определя се индуктивността на първичната намотка на трансформатора (3.12)

$$L_{1 \min} = \frac{U_{\text{вх} \min}^2 \delta_{\text{max}}^2 T}{2 P}$$

Избира се работна честота $f = 20 \text{ kHz}$, при което $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50 \mu\text{s}$. Ако $\eta = 80\%$, $P = \frac{P_0}{\eta} = 37,5 \text{ W}$. При

$U_{\text{вх min}} = 0,85 \cdot 220 \sqrt{2} = 262 \text{ V}$ и $\delta_{\text{min}} = 0,5$ се получава

$$L_{1 \text{ min}} = \frac{262^2 \cdot 0,5^3 \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 37,5} = 11,44 \text{ мН.}$$

б. Намира се преводното отношение на трансформатора по формула (3.53)

$$n = \frac{\delta}{1-\delta} \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{взх}} + U_F}.$$

Ако се приеме, че падът в диода в права посока е $U_F = 0,5 \text{ V}$,

$$n = \frac{0,5}{1-0,5} \frac{262}{5+0,5} = \frac{262}{5,5} = 47,64.$$

в. Избира се типът на магнитопровода. За обратен преобразувател с мощност около 40 W са най-подходящи магнитопроводите: Р 36×22 и Е 42.

Избира се ферит Е 42 със сумарна въздушна междина $\Delta = 1,5 \text{ mm}$ и $A_L = 250 \text{ мН}$.

г. Изчислява се броят на навивките на първичната намотка съгласно (3.51).

$$W_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{11,44 \cdot 10^{-9}}{250 \cdot 10^{-9}}} = 214 \text{ нав.}$$

д. Определя се броят на навивките на вторичната намотка

$$w_2 = \frac{w_1}{n} = \frac{214}{47,64} = 4,5 \text{ нав} \approx 5 \text{ нав.}$$

е. Определя се сечението на проводниците

$$S_1 = \frac{I_1}{j_{\text{доп}}}.$$

Ако се приеме, че средната стойност на тока през първичната намотка е

$$I_1 = \frac{I_{\text{взх}}}{n},$$

а максималната се определя от израза (3.10), лесно се определя сечението на проводника

$$S_1 = \frac{I_{\text{взх}}}{n j_{\text{доп}}} = \frac{6}{47,64 \cdot 3} = 0,042 \text{ mm}^2,$$

което отговаря на проводник ПЕТ 1-F 0,23.

По същия начин

$$S_2 = \frac{I_{\text{изх}}}{j_{\text{доп}}} = \frac{6}{3} = 2 \text{ mm}^2.$$

Ако се избере $j_{\text{доп}} = 5 \text{ A/cm}^2$, $S_2 = 1,2 \text{ mm}^2$. Препоръчва се вторичната намотка да бъде навита от два успоредни проводника с $\Phi = 0,80 \text{ mm}$.

Броят на навивките и сечението на проводника на третата намотка не е критичен за правилната работа на схемата. Изправеното напрежение за захранване на интегралната схема може да се изменя в границите $12 \div 18 \text{ V}$. Избира се броят на навивките на намотката да бъде $w_3 = 12$ с проводник ПЕТ1-F 0,25.

2. Избиране мощния транзистор. Съгласно (3.30) допустимото напрежение на транзистора трябва да бъде $U_{\text{СЕРМ}} \geq 800 \text{ V}$, а максималният допустим колекторен ток според (3.31)

$$I_{\text{см}} \geq \frac{1,2 I_{\text{изх}}}{n} = \frac{1,2 \cdot 6}{47,64} = 0,15 \text{ A}.$$

Подходящ транзистор за целта е BU208.

3. Защитните вериги на транзистора при малката изходна мощност не са критични.

4. Изчисляване на изходния токоизправител и филтър. Максималното обратно напрежение върху диода се определя от фиг. 3.21, ако $\delta_{\text{min}} = 0,29$. За друга стойност на δ_{min} това става съгласно израза (3.41). В случая

$$U_{\text{RM}} = \frac{1,1 \cdot 5}{0,29} + 0,5 \frac{1 - 0,29}{0,29} = 20,2 \text{ V};$$

$$I_{\text{FAV}} = I_0 = 6 \text{ A}.$$

Подходящ е диод на Шотки ВУВ 19, производство на фирмата MBL.

Ориентировъчен избор на капацитета на изходния кондензатор в зависимост от работната честота и изходния ток може да се направи съгласно фиг. 3.24. Приема се, че $C_0 = 4700 \text{ }\mu\text{F}$.

5. Изчисляване на мрежовия токоизправител. Средният изправен ток се дава от израза (3.40)

$$I_{\text{OAV}} = \frac{P_0}{\eta U_{\text{вх min}}} = \frac{30}{0,8 \cdot 187} = 0,2 \text{ A}.$$

Избират се диоди КД 1117, производство на България

Пример 3.2. Да се проектира ключов стабилизатор за фиксирано изходно напрежение 5 V и максимален изходен ток 40 A, предназначен за захранване на TTL схеми. Захранващото напрежение е 220 V $\begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$. Изходният ток в динамичен режим да може да се променя от нула до максималната си стойност.

Изчисление

При изходна мощност 200 W се препоръчва стабилизаторът да се изгради по схемата на прав или противотактен преобразувател. В случая да се използва схемата на прав преобразувател, показана на фиг. 3.44.

1. Изчисляване на импулсния трансформатор

а. Избира се типът на магнитопровода. Подходящи за случая ферити са Е 55 и ЕС 52. Избира се ферит Е 55 със сумарна въздушна междина $\Delta = 0,1$ mm и $A_L = 3500$ mH. Ефективното напречно сечение на ферита е $A_C = 350$ mm², а максималната допустима индукция на материала е $B_m = 0,35$ T.

б. Определят се навивките на първичната намотка съгласно (3.50)

$$\omega_1 = \frac{U_{\text{вх max}} \delta_{\text{max}} T}{A_C B_m} = \frac{330 \cdot 0,45 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{350 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3} = 72 \text{ нав.}$$

където $U_{\text{вх max}} = 242$ (1,3 ÷ 1,4) е изправеното напрежение при 242 V напрежение на мрежата.

Броят на навивките на демагнетизиращата намотка ω_2 е

$$\omega_2 = \omega_1 = 72 \text{ нав.}$$

в. Намира се преводното отношение на трансформатора по (3.54)

$$n = \delta \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{изх}} + U_F + U_{\text{сат}}} = 0,45 \frac{260}{5 + 0,5 + 1,5} = 16,7.$$

г. Определят се навивките на вторичната намотка

$$\omega_2 = \frac{\omega_1}{n} = \frac{72}{16,7} = 4,3 \approx 5 \text{ нав.}$$

д. Индуктивността на първичната намотка е

$$L_1 = A_L \omega_1^2 = 3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 72^2 = 18,1 \text{ mH.}$$

е. Определят се сечението и диаметърът на проводника на първичната намотка

$$s_1 = \frac{I_{\text{изх}}}{n j_{\text{доп}}} = \frac{40}{16,7 \cdot 6} = 0,4 \text{ mm}^2.$$

Нека първичната намотка да е съставена от два проводника, всеки от които има сечение $s = 0,2 \text{ mm}^2$, т. е. с диаметър

$$\Phi = 2 \sqrt{\frac{s}{\pi}} = 0,25 \text{ mm}.$$

Демагнетизиращата намотка се навива с един проводник с $\Phi = 0,25 \text{ mm}$.

Сечението на вторичната намотка е

$$s_2 = \frac{I_{\text{изх}}}{j_{\text{доп}}} = \frac{40}{6} = 6,66 \text{ mm}^2.$$

Вторичната намотка се изпълнява от медно фолио с ширина 32 mm и дебелина 0,2 mm.

ж. Препоръчан ред за навиване на намотките:

- 36 навивки от три успоредни проводника с $\varnothing = 0,25 \text{ mm}$;
 - екран 1 — медно фолио с ширина 33 mm и дебелина 0,03 mm, една навивка, незатворена;
 - екран 2 — същият както екран 1;
 - 5 навивки от медно фолио с ширина 32 mm и дебелина 0,2 mm;
 - екран 3 — същият както екран 1;
 - екран 4 — същият както екран 1;
 - 36 навивки от три успоредни проводника с $\varnothing = 0,25$.
2. Изчисляване на изходния дросел. Става съгласно (3.25)

$$L_0 = \frac{L_1}{(2 \div 6) n^2}.$$

$$\text{Избира се } L_0 = \frac{18,1 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 16,7^2} = 13 \text{ } \mu\text{H}.$$

Дроселът се навива върху ферит Е 42 с въздушна междина $\Delta = 1 \text{ mm}$ и $A_L = 340$. Броят на навивките е

$$\omega_{\text{др}} = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{13 \cdot 10^{-6}}{340 \cdot 10^{-9}}} = 6,18 \approx 6 \text{ нав.}$$

За навиване се използва лента от медно фолио с ширина 25 mm и дебелина $0,2 \div 0,3 \text{ mm}$.

3. Избиране на ключов транзистор. Съгласно (3.30) максималното допустимо импулсно напрежение на транзистора трябва да

е $U_{SERM} > 800 \text{ V}$, а съгласно (3.50) максималният допустим колекторен ток е

$$I_{CM} > \frac{1,2 I_{K3X}}{n} = \frac{1,2 \cdot 40}{16,7} = 2,88 \text{ A.}$$

Подходящ за целта транзистор е BUY69A.

4. Изчисляване на защитните вериги. Съгласно (3.32) трябва $R_1 C_1 \geq 5T$. Ако се приеме $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$,

$$C_1 \geq \frac{5T}{R_1} = \frac{5,50 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^3} = 2,5 \text{ nF.}$$

Избира се $C_1 = 10 \text{ nF}$.

Диодът D_1 се избира съгласно изразите (3.33) и (3.35)

$$U_{RRM} > 2 U_{BK \text{ max}} = 800 \text{ V};$$

$$I_{FAV} \geq \frac{I_{C \text{ max}} t_f}{T} = \frac{2,88 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6}} = 0,28 \text{ A.}$$

Подходящ диод за целта е ВА 159.

Кондензаторът C_2 се избира от условието (3.36)

$$C_2 \geq \frac{I_{C \text{ max}} t_f}{2 U_{CEO}} = \frac{2,88 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 350} = 2 \text{ nF.}$$

Резисторът R_2 се определя от неравенството (3.37)

$$\frac{U_{BK \text{ max}}}{I_{C \text{ max}}} \leq R_2 \leq \frac{T}{20 C_2};$$

$$\frac{330}{2,88} \leq R_2 \leq \frac{50 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 2 \cdot 10^{-9}};$$

$$114 \Omega \leq R_2 \leq 1,25 \text{ k}\Omega.$$

Избира се $C_2 = 2,7 \text{ nF}$ и $R_2 = 510 \Omega$. Подходящ диод е ВА 159.

5. Изчисляване на изходния токоизправител. От фиг. 3.21 или (3.41) се определя максималното обратно напрежение върху диода

$$\begin{aligned}
 U_{R \max} &= \frac{1,1 U_{\max}}{\delta_{\min}} + U_F \frac{1 - \delta_{\min}}{\delta_{\min}} = \\
 &= \frac{1,1 \cdot 5}{0,29} + 0,5 \cdot \frac{1 - 0,29}{0,29} = 20,2 \text{ V.}
 \end{aligned}$$

Средният ток през двата диода е

$$I_{FAV1} = \delta_{\max} I_{\max} = 0,45 \cdot 40 = 18 \text{ A};$$

$$I_{FAV2} = (1 - \delta_{\min}) I_{\max} = (1 - 0,29) 40 = 28,4 \text{ A.}$$

Подходящи диоди на Шотки са BYV 22 на фирмата MBL. Изходният кондензатор се избира съгласно фиг. 3.24. Подходяща стойност е 30000 μF .

6. Изчисляване на мрежовия токоизправител. Съгласно (3.40)

$$I_{OAV} = \frac{P_o}{\eta U_{\text{вх min}}} = \frac{200}{0,8 \cdot 187} = 1,34 \text{ A.}$$

Тъй като допустимото обратно напрежение върху диодите трябва да е по-голямо от 500 V, подходящ диод за целта е 1N5004.

3.8. КЛЮЧОВИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ, РАБОТЕЩИ В РЕЖИМ НА АВТОГЕНЕРАЦИИ

3.8.1. Общи положения

Ключовите стабилизатори на напрежение, работещи в режим на автогенерации или т. нар. стабилизатори със самовъзбуждане, могат да се разглеждат като хибридни схеми — комбинация от силова схема на ключов стабилизатор и схема за управление на стабилизатор с непрекъснато действие. Чрез подходящо подбиране на параметрите на силовата схема и на обратната връзка на схемата за управление стабилизаторът работи в режим на автогенерации, т. е. регулаторът е двупозиционен (с релейно действие).

За силова схема се използва прав преобразувател с директна връзка между захранващия токоизточник и товара или комбинация от прав и обратен преобразувател, като винаги мощност-

та на правия преобразувател трябва да е по-голяма.

За схеми за управление се използват интегрални схеми на линейни стабилизатори на напрежение или операционни усилватели.

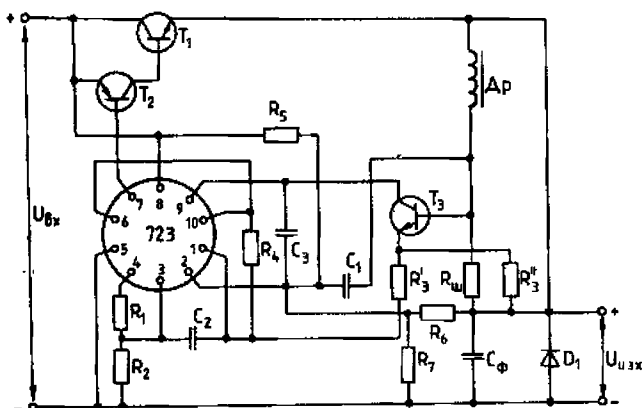
3.8.2. Ключов стабилизатор на напрежение с интегралната схема $\mu A 723$

На фиг. 3.47 е показана схемата на ключов стабилизатор на напрежение в автогенераторен режим, изпълнен с интегралната схема $\mu A 723$. В този стабилизатор са осъществени две отрицателни обратни връзки — по постоянно и променливо напрежение. Действието на схемата е следното.

а. Действие на отрицателната обратна връзка по постоянно напрежение. Напрежението на изхода през резистора R_4 се подава на инвертиращия вход на усилвателя на $\mu A 723$ и се сравнява с еталонното напрежение, получено от делителя R_1, R_2 . Интегралната схема $\mu A 723$ управлява транзисторите T_1 и T_2 по такъв начин, че напреженията на инвертиращия и неинвертиращия вход на усилвателя да са равни. Чрез резистора R_5 се въвежда допълнителна отрицателна обратна връзка по входно напрежение за подобряване на коефициента на стабилизация.

б. Действие на отрицателната обратна връзка по променливо напрежение. През кондензатора C_1 на инвертиращия вход на усилвателя на $\mu A 723$ се подава сумата от напрежението на пулсациите в изхода и променливият пад на напрежение върху резистора $R_{ш}$. Променливото напрежение върху $R_{ш}$ е пропорционално на пулсациите на тока през дросела.

Сумата от двете напрежения е



Фиг. 3.47. Автогенераторен ключов стабилизатор с $\mu A 723$

$$(3.56) \quad \Delta u_1 = \Delta U_{\text{max}} + u_{R_{\text{ш}}}$$

През кондензатора C_1 се подава променливо напрежение на инвертиращия вход на усилвателя, равно на сумата от напрежението на изходните пулсации и променливия пад на напрежение върху резистора R_1 .

$$(3.57) \quad \Delta u_2 = \Delta U_{\text{max}} + \Delta U_{R_3}$$

При сравняване на уравнения (3.56) и (3.57) става ясно, че влиянието на изходните пулсации върху работата на схемата се изключва, защото това напрежение се подава едновременно на инвертиращия и неинвертиращия вход на диференциалния усилвател. Усилвателят на $\mu A 723$ усилва само разликата между напреженията ΔU_{R_3} и $u_{R_{\text{ш}}}$. Напрежението ΔU_{R_3} е с правоъгълна форма и с амплитуда, равна на

$$(3.58) \quad \Delta U_{R_3} = I_{BT2} (R'_3 + R''_3)$$

Напрежението $u_{R_{\text{ш}}}$ е с триънообразна форма и с амплитуда (от връх до връх), равна на

$$3.59) \quad u_{R_{\text{ш}}} = \Delta i_T R_m,$$

където с Δi_T е означена промяната на тока през дросела.

Когато транзисторът T_2 е включен, т. е. протича ток през базовата му верига, ΔU_{R_3} има положителна амплитуда, а $u_{R_{\text{ш}}}$ започва да расте. Когато стойността на $u_{R_{\text{ш}}}$ стане по-голяма от ΔU_{R_3} , усилвателят на $\mu A 723$ се запушва. Базовият ток на транзисторите T_1 и T_2 се прекъсва и те се запушват. Напрежението ΔU_{R_3} става равно на нула, а токът Δi_T започва да намалява. Пропорционално намалява и падът на напрежение $u_{R_{\text{ш}}}$. Когато $u_{R_{\text{ш}}}$ се намали със стойността на ΔU_{R_3} , усилвателят на $\mu A 723$ се включва отново в наситено състояние и транзисторите T_1 и T_2 се включват. Този процес се повтаря непрекъснато и така възникват автогенерациите на схемата.

Резисторът R_4 е включен като токоограничаващ елемент от защитата на $\mu A 723$ и я дава постоянна стойност на базовия ток на транзистора T_2 независимо от входното напрежение. По този начин се постига и постоянството на напрежението върху резистора R_3 .

Защитата на стабилизатора от претоварване по ток се осъществява от транзистора T_3 . Когато товарният ток е в нормалните си граници, T_3 е запушен и не оказва влияние на извод 9 на $\mu A 723$. Когато товарният ток нарасне над допустимата стойност, падът на напрежение върху $R_{\text{ш}}$ става

$$(3.60) \quad U_{R_{\text{ш}}} = I_T R_{\text{ш}} > U_{BE0T3} + U'_{R_4}$$

При това положение транзисторът T_3 се включва и през изход 9 на $\mu A 723$ прекъсва базовия ток на транзистора T_2 . При изключването на базовия ток падът на напрежение върху R_3 става равен на нула. Това задържа транзистора T_3 включен по-продължително време, докато токът I_T намалее толкова, че падът на напрежение върху $R_{ш}$ да спадне под стойността на напрежението база-емитер на транзистора T_2 .

Токът, който тече през $R_{ш}$ при този режим на работа, спада линейно със скорост $\frac{d_i}{d t} = -\frac{U_{изх}}{L}$. Когато транзисторът T_3 се запуши, базовият ток на T_2 се включва отново и колебателният процес продължава. Честотата на генерациите намалява, намалява и коефициентът на запълване на импулсите и токът в изхода се задържа на допустимата стойност.

Описаният стабилизатор на напрежение се проектира по следния начин:

1. Уточняват се изходните данни:

- а) изходно напрежение $U_{изх}$, V;
- б) максимален изходен ток $I_{T \max}$, A;
- в) минимален изходен ток $I_{T \min}$, A;
- г) максимално входно напрежение $U_{вх \max}$, V;
- д) минимално входно напрежение $U_{вх \min}$, V;
- е) амплитуда на пулсациите на изхода Δe_0 , V.

2. Избира се минималната работна честота на генерациите f_{\min} . По-високата честота намалява обема, теглото и цената на изходния филтър, но до определени граници. Много високата честота поставя специални изисквания към филтровия кондензатор, ключовия транзистор и обратния диод, при което общата цена на стабилизатора нараства. За съвременната елементна база се препоръчват честоти от 20 до 50 kHz.

3. Изчислява се времето, през което транзисторът е изключен при минималната работна честота и минималното входно напрежение $U_{вх \min}$.

$$(3.61) \quad t_{изк} = \left(1 - \frac{U_{изх}}{U_{вх \min}}\right) \frac{1}{f_{\min}}$$

4. Определя се максималната работна честота при същото време $t_{изк}$ и максималното входно напрежение $U_{вх \max}$.

$$(3.62) \quad f_{\max} = \left(1 - \frac{U_{изх}}{U_{вх \max}}\right) \frac{1}{t_{изк}}$$

5. Определя се удвоената амплитуда на пулсациите (от връх до връх) на тока през дроседа съгласно условията

$$(3.63) \quad \Delta I_T \leq 2I_{T \text{ min}};$$

$$(3.64) \quad \Delta I_T \geq 0,1I_{T \text{ max}};$$

$$(3.65) \quad \Delta I_T \leq 0,5I_{T \text{ max}}.$$

6. Изчислява се индуктивността на дресела

$$(3.66) \quad L = \frac{U_{\text{изк}} t_{\text{изкл}}}{\Delta I_T}.$$

7. Определя се минималната стойност на капацитета дензатора C_Φ :

$$(3.67) \quad C_\Phi = \frac{\Delta I_T}{8f_{\text{min}} \Delta \epsilon_0}.$$

8. Изчислява се максималната стойност на активното тивление на филтровия кондензатор (ESR)

$$(3.68) \quad ESR_{\text{max}} = \frac{\Delta \epsilon_0}{\Delta I_T}.$$

9. От данните от т. 7 и 8 се избира подходящ конд. При необходимост се свързват паралелно няколко конд. за да се намали активното им съпротивление.

10. Определя се токът на задействуване на защит не е зададен)

$$(3.69) \quad I_{\text{защ}} = 1,2 I_{T \text{ max}}.$$

11. Изчислява се максималният ток през ключовия т

$$(3.70) \quad I_{CM} = I_{\text{защ}} + 0,5\Delta I_T.$$

12. Избира се ключов транзистор PNP по условията

$$(3.71) \quad I_{C \text{ max}} \geq 1,5I_{CMi}$$

$$(3.72) \quad U_{CE \text{ max}} \geq 2U_{\text{вх max}},$$

като минималният му статичен коефициент на усилване по ток трябва да е

$$(3.73) \quad h_{21E \text{ min}} \geq \frac{I_{CM}}{I_{Y \text{ max}}},$$

където $I_{Y \text{ max}} = 40 \text{ mA}$ е токът на крайния транзистор на интегралната схема $\mu A723$.

Ако полученият от (3.73) коефициент на усилване h_{21E} е много голям, използва се съставен транзистор с PNP вход (фиг. 3.47).

13. Изчислява се действителният базов ток на избрания транзистор (или съставен транзистор)

$$(3.74) \quad I_{BT2} = 1,2 \frac{I_{CM}}{h_{21E}} \leq 40 \text{ mA}.$$

14. Изчислява се съпротивлението на резистора R_4 :

$$(3.75) \quad R_4 = \frac{U_{BE T2}}{I_{B T2}} = \frac{0,6}{I_{B T2}}, \Omega.$$

15. Изчислява се делителят R_1, R_2 :

а) За изходно напрежение под 7 V

$$(3.76) \quad R_1 + R_2 = 7100 \Omega, \text{ при ток през делителя } 1 \text{ mA};$$

$$(3.77) \quad R_2 = U_{\text{изх}} \frac{R_1 + R_2}{U_{\text{ет}}} = U_{\text{изх}} \frac{R_1 + R_2}{7,1};$$

$$(3.78) \quad R_1 = (R_1 + R_2) - R_2.$$

б) За изходно напрежение над 7 V

$$(3.79) \quad R_2 = \infty, \text{ т. е. липсва и}$$

$$(3.80) \quad R_1 = \frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7}.$$

16. Изчислява се делителят R_6, R_7 :

а) За изходно напрежение под 7 V

$$(3.81) \quad R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \text{ а } R_7 = \infty;$$

б) за изходно напрежение над 7 V

$$(3.82) \quad R_6 + R_7 = \frac{U_{\text{изх}}}{I_{\text{дел}}},$$

където $I_{\text{дел}} = (1 \div 10)$ mA е токът през делителя R_6, R_7

$$(3.83) \quad R_7 = U_{\text{ст}} \frac{R_6 + R_7}{U_{\text{изх}}} = 7,1 \frac{R_6 + R_7}{U_{\text{изх}}};$$

$$(3.84) \quad R_6 = (R_6 + R_7) - R_7, \Omega.$$

17. Определя се входното съпротивление, включено към неинвертиращия вход на $\mu A723$

$$(3.85) \quad R_{\text{вх}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

18. Изчислява се капацитетът на кондензатора C_2 :

$$(3.86) \quad C_2 \geq \frac{1}{R_{\text{вх}} f_{\text{min}}}.$$

19. Изчислява се капацитетът на кондензатора C_1 :

$$(3.87) \quad C_1 \geq 2C_2.$$

20. Капацитетът на кондензатора C_3 се избира в границите от 200 до 2000 pF и предпазва интегралната схема $\mu A723$ от възникването на паразитни генерации (самовъзбуждане).

21. Изчислява се съпротивлението на $R_{\text{ш}}$:

$$(3.88) \quad R_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{БЕ}}}{I_{\text{защ}}} = \frac{0,6}{I_{\text{защ}}}, \Omega.$$

22. Мощността на резистора $R_{\text{ш}}$ е

$$(3.89) \quad P_{R_{\text{ш}}} = I_{\text{защ}}^2 R_{\text{ш}}, \text{ W.}$$

23. Изчислява се съпротивлението на R_3''

$$(3.90) \quad R_3'' = \frac{R_{\text{ш}} \Delta i_{\tau}}{I_{\text{ВГ2}}}, \Omega.$$

24. Определя се съпротивлението на R_3' :

а) при входно напрежение $10 \div 20 \text{ V}$

$$(3.91) \quad R_3' = 0 \Omega;$$

б) при входно напрежение $20 \div 35 \text{ V}$

$$(3.92) \quad R_3' + R_3'' = 10 \Omega.$$

25. Съпротивлението на резистора R_5 се определя експериментално за всяка конкретна схема. Ориентировъчно стойността му е в границите $0,5 \div 1 \text{ M}\Omega$.

Проектиране на дросела

26 Определя се максималната натрупана енергия в дросела

$$(3.93) \quad LI_{\text{вщ}}^2 = w_{\text{др}}.$$

От каталог за феритни ядра се избира магнитопровод с енергия на насищане, по-голяма от изчислената

$$(3.94) \quad (LI^2)_{\text{сат}} \geq w_{\text{др}}.$$

27. Определя се броят на навивките на дросела

$$(3.95) \quad N = \sqrt{\frac{L}{A_L}},$$

където A_L е факторът на индуктивността на ядрото.

Пример 3.3. Да се проектира ключов стабилизатор на напрежение, работещ в автогенераторен режим по схемата от фиг. 3.47 със следните данни: захранващо напрежение — постоянно със стойност $48 \text{ V} \pm 15\%$; коефициент на пулсации на захранващото напрежение $k_{\text{п}} = 10\%$; изходно напрежение $U_{\text{изх}} = 5 \text{ V}$; изходен ток $I_{\tau} = 5 \text{ A}$; пулсации на изходното напрежение $\Delta e_0 \leq 100 \text{ mV}$.

Изчисление

1. Избира се минималната честота на генерациите

$$f_{\text{min}} = 20 \text{ kHz}.$$

2. Изчислява се продължителността на паузата между импулсите при минимално входно напрежение $U_{вх\ min}$

$$t_{пакл} = \left(1 - \frac{U_{взх}}{U_{вх\ min}}\right) \frac{1}{f_{\min}} = \left(1 - \frac{5}{0,85,48}\right) \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 44 \mu\text{s}.$$

3. Изчислява се максималната работна честота при същата продължителност на паузата и при максимално входно напрежение $U_{вх\ max}$

$$f_{\max} = \left(1 - \frac{U_{взх}}{U_{вх\ max}}\right) \frac{1}{t_{пакл}} = \left(1 - \frac{5}{1,15,48}\right) \frac{1}{44 \cdot 10^{-6}} = 20,7 \text{ kHz}.$$

4. Двойната амплитуда (от връх до връх) на пулсациите на тока Δi_T трябва да отговаря на условията

$$\Delta i_T \leq 2I_{T\ \min} = 2 \cdot 1 = 2 \text{ A};$$

$$\Delta i_T \geq 0,1 I_{\max} = 0,1 \cdot 5 = 0,5 \text{ A};$$

$$\Delta i_T \leq 0,5 I_{T\ \max} = 0,5 \cdot 5 = 2,5 \text{ A}.$$

Избира се $\Delta i_T = 1 \text{ A}$.

5. Изчислява се индуктивността на дросела

$$L = \frac{U_{взх} t_{пакл}}{\Delta i_T} = \frac{5,44 \cdot 10^{-6}}{1} = 220 \cdot 10^{-6} \text{ H}.$$

6. Определя се минималната стойност на капацитета на изходния кондензатор

$$C_{\phi} \geq \frac{\Delta i_T}{8f_{\min} \Delta \epsilon_0} = \frac{1}{8 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,05} = 125 \cdot 10^{-6} \text{ F}.$$

7. Определя се максималната стойност на активното съпротивление на изходния кондензатор

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta \epsilon_0}{\Delta i_T} = \frac{0,05}{1} = 0,05 \ \Omega$$

Тази стойност е граничната за най-разпространените обикновени електролитни кондензатори. Затова се препоръчва да се

свържат паралелно два кондензатора.

8. Избира се токът на задействане на защитата

$$I_{кс} = 6 \text{ A.}$$

9. Изчислява се максималният ток през транзистора T_1

$$I_{CT, \max} = I_{кс} + 0,5 \Delta I_T = 6 + 0,5 = 6,5 \text{ A.}$$

Избира се транзистор, тип KU605.

10. Данни за KU605: $U_{CBO} = 200 \text{ V}$; $U_{CEO} = 80 \text{ V}$; $I_{CM} = 10 \text{ A}$; $U_{EBO} = 6 \text{ V}$; $P_{tot} = 50 \text{ W}$; $t_{j \max} = 155^\circ \text{C}$; $h_{21E} = 10$; $f_T \geq 5 \text{ MHz}$; $t_f = 0,5 \mu\text{s}$; $U_{CEsat} = 1,7 \text{ V}$.

11. Избира се диодът D_1 . Подходящ тип е Д213А със следните данни: $U_{RM} = 200 \text{ V}$; $U_F = 1 \text{ V}$; $t_s \leq 0,2 \mu\text{s}$;

$$I_{FAV} = 10 \text{ A}; \quad I_F = 5 \text{ A.}$$

12. Определя се базовият ток на T_1

$$I_{BT1} = \frac{I_{CT1}}{h_{21ET1}} = \frac{6}{10} = 0,6 \text{ A.}$$

Базовият ток на T_1 е колекторен ток на T_2 .

13. Избира се транзисторът T_2 . Подходящ тип е 2Т9140 със следните данни: $-U_{CE \max} = 80 \text{ V}$; $-U_{CB \max} = 100 \text{ V}$; $-U_{EB \max} = 5 \text{ V}$; $-I_{C \max} = 1 \text{ A}$; $P_{tot} = 8 \text{ W}$; $-U_{CEsat} = 0,5 \text{ V}$; $f_T \min = 60 \text{ MHz}$; $h_{21E \min} = 45$.

14. Изчислява се базовият ток на T_2

$$I_{BT2} = \frac{I_{BT1}}{h_{21ET2}} = \frac{0,6}{45} = 0,013 \text{ A.}$$

15. Определя се колекторният ток на BC при коефициент на насищане на съставния транзистор T_1 и T_2 , равен на 1,2

$$I_{кс} = k_n I_{BT2} = 1,2 \cdot 0,013 = 0,016 \text{ A} = 16 \text{ mA.}$$

16. Избира се пълното съпротивление на делителя R_1 , $R_2 = 7,1 \text{ k}\Omega$, за да се получи ток през него $\approx 1 \text{ mA}$. Тогава

$$R_2 = U_{изх} \frac{R_1 + R_2}{U_{CT}} = 5 \frac{7,1}{7,14} = 4,97 \text{ k}\Omega;$$

$$R_1 = (R_1 + R_2) - R_2 = 7,1 - 4,97 = 2,13 \text{ k}\Omega.$$

Между двата постоянни резистора се поставя тример-потенциометър за настройване със съпротивление 1 kΩ. Окончателно съпротивленията са

$$R_1 = 1,6 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = 4,3 \text{ k}\Omega;$$

$R_{\text{тр}} = 1 \text{ k}\Omega$ — тример-потенциометър (неозначен на фигурата).

17. Изчислява се съпротивлението R_6

$$R_6 = \frac{(R_1 + 0,5R_{\text{тр}})(R_2 + 0,5R_{\text{тр}})}{R_1 + R_2 + R_{\text{тр}}} =$$

$$= \frac{(1,6 + 0,5 \cdot 1)(4,3 + 0,5 \cdot 1)}{1,6 + 4,3 + 1} = 1,48 \approx 1,5 \text{ k}\Omega.$$

18. Изчислява се входното съпротивление на неинвертиращия вход на усилвателя

$$R_{\text{вх}} = R_6 = 1,6 \text{ k}\Omega.$$

19. Изчислява се капацитетът на C_2

$$C_2 \geq \frac{1}{R_{\text{вх}} f_{\text{min}}} = \frac{1}{1600 \cdot 20 \cdot 10^3} = 31 \cdot 10^{-9} \text{ F}.$$

Избира се $C_2 = 33 \text{ nF}$.

20. Определя се капацитетът на C_1

$$C_1 \geq 2C_2 = 2 \cdot 33 = 66 \text{ и } \text{F} \rightarrow 68 \text{ nF}.$$

21. Определя се капацитетът на C_3

Избира се $C_3 = 2 \text{ nF}$.

22. Изчислява се съпротивлението на $R_{\text{ш}}$

$$R_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{БЕГ}_2}}{I_{\text{кк}}} = \frac{0,6}{6} = 0,1 \Omega.$$

23. Изчислява се мощността на $R_{\text{ш}}$

$$P_{R_{\text{ш}}} = I_{\text{кк}}^2 R_{\text{ш}} = 6^2 \cdot 0,1 = 3,6 \text{ W}.$$

Избира се резистор с мощност 4 W.

24. Изчислява се съпротивлението на R_3''

$$R_3'' = \frac{R_{ш} \cdot \Delta I_T}{I_{ис}} = \frac{0,1 \cdot 1}{0,016} = 6,25 \text{ } \Omega.$$

Избира се $R_3'' = 6,3 \text{ } \Omega$.

25. Избира се съпротивлението на R_3' . От (3.92) следва, че

$$R_3' = 10 - R_3'' = 10 - 6,3 = 3,7 \text{ } \Omega.$$

Избира се $R_3' = 3,6 \text{ } \Omega$.

26. Проектира се дроселът:

а) изчислява се максималната енергия, която трябва да се нагрупва в дросела

$$w_{др} = LI_{кв}^2 = 220 \cdot 10^{-6} \cdot 6^2 = 7,92 \cdot 10^{-3} \text{ J};$$

б) от каталог по тази стойност се избира чашковиден ферит $36 \times 22 \text{ M} 3600$ с $A_L = 250 \text{ nH}$;

в) изчислява се броят на навивките

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{220 \cdot 10^{-9}}{250 \cdot 10^{-9}}} = 30;$$

г) избира се проводник за навиване на дросела. При плътност на тока $j = 4 \text{ A/mm}^2$ се получава сечение

$$q = \frac{I_T}{j} = \frac{5}{4} = 1,25 \text{ mm}^2.$$

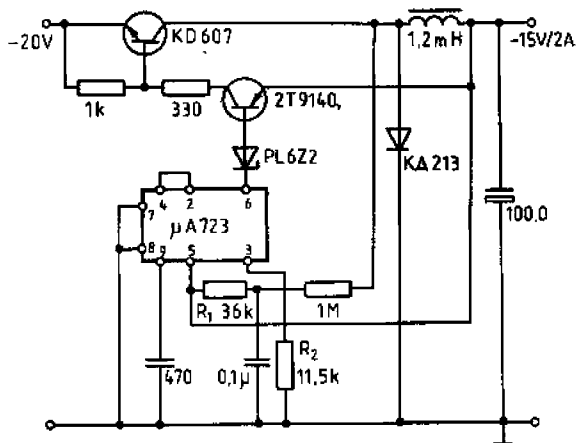
На това сечение приблизително отговаря проводник с диаметър $1,25 \text{ mm}$. При честота на тока над 20 kHz този диаметър не е подходящ. Избира се многожилен изолиран проводник, съставен от 10 паралелни проводника ПЕТ1-F, $\varnothing 0,41$ с общо сечение $q = 1,32 \text{ mm}^2$.

27. Избира се транзисторът T_3 .

Избира се маломощен транзистор от типа 2Т3167А, 2Т3608 и други подобни.

С това електрическото изчисляване на елементите е завършено.

С интегралната схема $\mu A 723$ може да се направи ключов стабилизатор на напрежение, работещ в автогенераторен режим, и за отрицателно напрежение. На фиг. 3.48 е показана такава примерна схема.

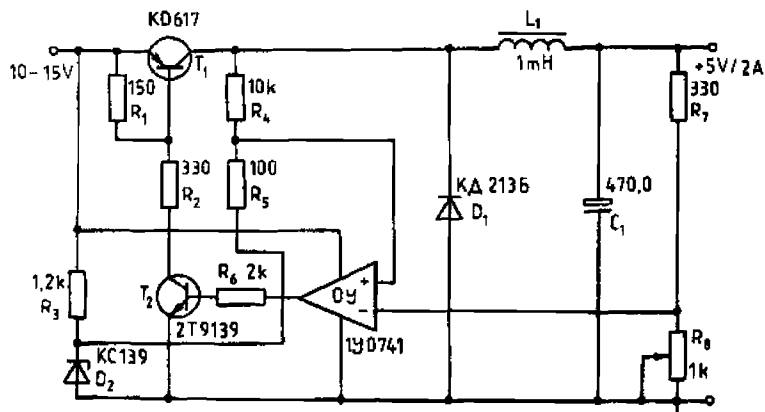


Фиг. 3.48. Автогенераторен стабилизатор с $\mu A 723$ за отрицателно напрежение

3.8.3. Автогенераторен стабилизатор с операционен усилвател

На фиг. 3.49 е показана схема на ключов стабилизатор на напрежение, работещ в автогенераторен режим, изработен с операционен усилвател. Схемата е изградена на принципите на стабилизаторите с непрекъснато действие и прилича много на тях. Различията са в силовата част, която е на ключов стабилизатор — прав преобразувател, и във веригата на еталонното напрежение, където е въведена допълнителна положителна обратна връзка по напрежение с резисторите R_4 , R_5 . Чрез тази обратна връзка се създава хистерезис на компаратора, каквато е схемата на ОУ, и така се стабилизира автогенераторният режим при различни товари.

Действието на схемата е следното. Когато напрежението на неинвертиращия вход на усилвателя е по-ниско от напрежението на инвертиращия, транзисторът T_2 е запущен, запущен е и транзисторът T_1 . Товарният ток се поддържа от заряда в кондензатора C_1 , а напрежението на изхода на стабилизатора спада. Когато изходното напрежение спадне толкова, че напрежението на инвертиращия вход на усилвателя стане по-малко от напрежението на неинвертиращия вход, транзисторите T_2 и T_1 се отпушват. Входното напрежение се подава към изхода през интегриращия филтър $L_1 C_1$. Едновременно с това входното напрежение се подава на делителя R_4, R_5 . Падът на напрежение върху R_5 се сумира с еталонното напрежение, получавано от D_2 , и удържа по-дълго време висок потенциал на изхода на усилва-



фиг. 3.49. Автогенераторен стабилизатор с операционен усилвател

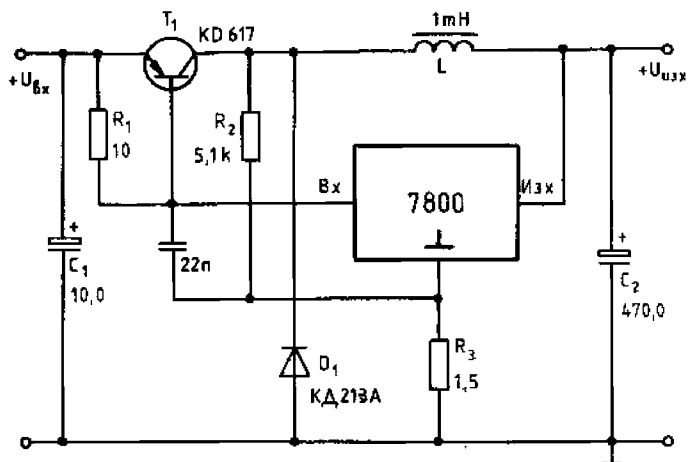
теля, т. е. поддържа включени транзисторите T_2 и T_1 . Потенциалът на изхода на усилвателя ще падне и транзисторите T_2 и T_1 ще се запустат, когато изходното напрежение се повиши толкова, че напрежението на инвертиращия вход на усилвателя (отрицателната обратна връзка) надвиши напрежението на неинвертиращия вход (еталонното напрежение). Този процес се повтаря и създава устойчиви генерации на схемата.

От описанието на действието се вижда, че на изхода на стабилизатора има известни пулсации на напрежението, обусловени от самия принцип на работа. Тяхната амплитуда зависи от коефициентите на предаване на делителите R_4 , R_5 и R_7 , R_8 , както и от големината на входното напрежение. Тези величини заедно с времеконстантата на филтъра L_1 , C_1 определят честотата на генерации, която се мени в широки граници при промяна на товара и на входното напрежение.

3.8.4. Автогенераторни стабилизатори с интегрални схеми за фиксирани напрежения

Най-простите ключови стабилизатори на напрежение със самовъзбуждане могат да се направят с интегрални схеми на стабилизатори за фиксирани напрежения (тринзводни стабилизатори). Принципът на работа при тях е същият както при стабилизатора, описан в предишната точка.

На фиг. 3.50 е показана схемата на ключов стабилизатор с интегралната схема 7800. Действието ѝ е следното. Когато напрежението на изхода е по-ниско от изходното напрежение на интегралната схема, тя се включва като обикновен стабилизатор. Нейният входен ток протича през резистора R_1 и прехода база-



Фиг. 3.50. Автогенераторен стабилизатор с интегрална схема за фиксирано напрежение

емитер на транзистора T_1 . Базовият ток на T_1 е достатъчен, за да го насити, и на входа на филтъра L_1, C_2 се подава входното напрежение. Едновременно с това през делителя R_2, R_3 потенциалът на общия извод на интегралната схема се повишава (вследствие на пада на напрежение върху R_3) и това удържа интегралната схема включена по-дълго време (създава хистерезис на управлението). Когато изходното напрежение на стабилизатора (върху C_2) достигне стойност, равна на сумата от напрежението върху R_3 и изходното напрежение на интегралната схема, тя се запущва и с това запущва транзистора T_1 . Напрежението върху R_3 изчезва и следващото включване ще стане отново при по-ниско изходно напрежение. По такъв начин възникват устойчиви автогенерации.

Пулсациите на изхода на стабилизатора зависят главно от пулсациите върху резистора R_3 . Коэффициентът на предаване на делителя R_2, R_3 и времеконстантата на филтъра L_1, C_2 заедно с входното напрежение определят честотата на генериране. Тя се изменя в широки граници при промяна на товара и на входното напрежение, което е характерно за всички стабилизатори от този вид.

С помощта на интегралната схема 7900 може да се направи същият стабилизатор, но за отрицателно напрежение. В този случай транзисторът T_1 трябва да е NPN и полярността на напрежението на всички елементи да се обърне.

НЕУПРАВЛЯЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

4. 1. КЛАСИФИКАЦИЯ И ОСНОВНИ ДЕФИНИЦИИ

Токоизправителят преобразува електрическа енергия с променливо напрежение в електрическа енергия с постоянно напрежение. В най-общ случай той съдържа трансформатор, вентилна група, филтър на изправеното напрежение и схема за управление, блокировка и сигнализация (фиг. 4.1).

Трансформаторът е електрическо устройство, което служи за съгласуване на напреженията на електрическата мрежа и постояннотоковата верига, за електрическо разделяне на двете вериги (по съображения за безопасност) и при необходимост за промяна на броя на фазите на захранващата мрежа.

Вентилната група е схема от електрически вентили, която преобразува променливия ток в постоянен.

Електрическият вентил е електронен елемент с еднопосочна проводимост за електрическия ток. В зависимост от материала, от който са изработени, и от средата, в която се осъществява вентилното им действие, те биват вакуумни, йонни, полупроводникови. Ако съпротивлението на вентила или моментът на включването му в права посока могат да се управляват чрез външен сигнал, вентилът е управляем. В обратен случай е неуправляем.

Филтърът е група от пасивни (резистори, дросели, кондензатори) или активни (транзистори, интегрални схеми) електронни елементи, която отделя и пропуска напрежение с определена форма. Когато филтърът е свързан към изхода на токоизправителя и задържа променливите съставки на изправеното напрежение, а пропуска към товара постоянната съставка, той е изглаждащ. Когато филтърът е свързан на входа на токоизправителя и задържа генерираните от токоизправителя напрежения с повишена честота, той е противосмутителен.



Фиг. 4.1. Схема на токоизправител

Схемите за управление, блокировка и сигнализация изпълняват допълнителни функции, които често са абсолютно необходими за работата на токоизправителя, например включване и изключване, контрол на напрежението и тока, защита от претоварване, контрол на охлаждането и др.

Токоизправителните схеми могат да бъдат класифицирани по различни признаци.

1. Според вида на вентилите:

— неуправляеми токоизправители — с неуправляеми вентили;

— управляеми токоизправители — с управляеми вентили.

2. Според броя на фазите на променливотоковата система която захранва вентилната група:

— еднофазни;

— многофазни.

3. Според вида на тока във вторичната намотка на трансформатора:

— еднополупериодни — когато през всяка фаза на вторичната намотка на трансформатора протича ток само през единия полупериод на напрежението на фазата. В този случай токът има постоянна съставка;

— двуполупериодни — когато през всяка фаза на вторичната намотка протича ток и през двата полупериода на фазовото напрежение. В този случай токът през вторичната намотка няма постоянна съставка.

Режимът на работа на токоизправителите зависи от характера на товара. Съществуват четири основни режима:

— работа на токоизправителя при активен товар;

— работа на токоизправителя при индуктивен товар;

— работа на токоизправителя при капацитивен товар;

— работа на токоизправителя при смесен товар.

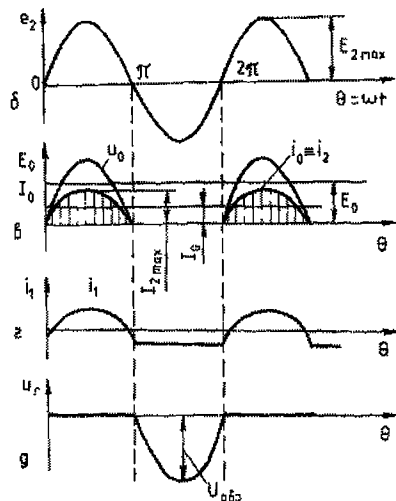
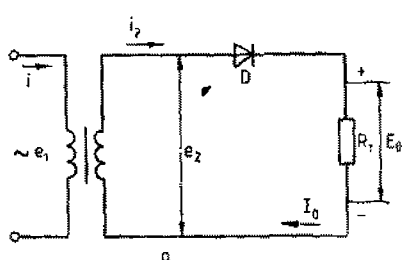
4.2. РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛИТЕ ПРИ АКТИВЕН ТОВАР

4.2.1. Еднофазен еднополупериоден токоизправител

Еднофазният еднополупериоден токоизправител, работещ с активен товар, има зависимости между основните си електрически величини, различни от тези, валидни за многофазните еднополупериодни токоизправители. За това тук той е описан отделно от тях.

На фиг. 4.2 са показани схемата на токоизправителя и диаграмите на токовете и напреженията му. За идеализиран случай, когато вентилът и трансформаторът са без загуби, важат следните зависимости:

— захранващо напрежение (синусоидно)



Фиг. 4.2. Еднофазен еднополупериоден токоизправител с активен товар

a — принципна схема; *б* — вторично напрежение на трансформатора; *в* — изправено напрежение и изправен ток; *г* — ток през първичната намотка; *д* — напрежение върху вентила

$$(4.1) \quad e_2 = E_{2\max} \sin \theta;$$

— средна стойност на изправеното напрежение

$$(4.2) \quad E_0 = \frac{E_{2\max}}{\pi} = \frac{E_{2\max}}{3,14};$$

— амплитуда на напрежението на вторичната намотка

$$(4.3) \quad E_{2\max} = \pi E_0 = 3,14 E_0;$$

— ефективна стойност на напрежението на вторичната намотка

$$(4.4) \quad E_2 = \frac{E_{2\max}}{\sqrt{2}} = \frac{3,14}{\sqrt{2}} E_0 = 2,22 E_0;$$

— максимално обратно напрежение върху вентила

$$(4.5) \quad U_{обз} = E_{2\max} = 3,14 E_0;$$

— ефективна стойност на първичното напрежение

$$(4.6) \quad E_1 = n E_2 = n 2,22 E_0,$$

където *n* е коефициентът на трансформация на трансформатора;

— средна стойност на тока през товара

$$(4.7) \quad I_0 = \frac{I_{2\max}}{\pi} = \frac{I_{2\max}}{3,14};$$

— амплитуда на тока през вторичната намотка на трансформатора и през вентила

$$(4.8) \quad I_{2\max} = \pi I_0 = 3,14 I_0;$$

— ефективна стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора

$$(4.9) \quad I_2 = \frac{I_{2\max}}{2} = \frac{\pi}{2} I_0 = 1,57 I_0;$$

— ефективна стойност на тока през първичната намотка на трансформатора

$$(4.10) \quad I_1 = \frac{1}{\pi} \sqrt{I_2^2 - I_0^2} = \frac{1}{\pi} 1,21 I_0;$$

— изчислителна мощност на вторичната намотка на трансформатора

$$(4.11) \quad P_{2н} = E_2 I_2 = 3,49 P_0,$$

където $P_0 = E_0 I_0$ е мощността на постоянната съставка на изправения ток;

— изчислителна мощност на първичната намотка на трансформатора

$$(4.12) \quad P_{1н} = E_1 I_1 = 2,66 P_0.$$

Разликата между изчислителните мощности на първичната и вторичната намотка се дължи на разликата в хармоничния им състав.

За изчислителна типова мощност на трансформатора се приема средната аритметична от двете мощности

$$(4.13) \quad P_{н} = \frac{P_{1н} + P_{2н}}{2} = 3,09 P_0.$$

Трансформаторът се проектира за тази мощност.

4.2.2. Р-фазен еднополупериоден токоизправител

Схемата на р-фазния еднополупериоден токоизправител с активен товар е показана на фиг. 4.3 а, а на фиг. 4.3 б — еквивалентната му схема.

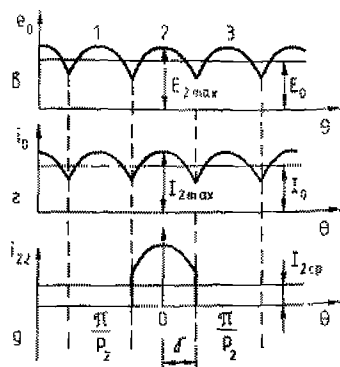
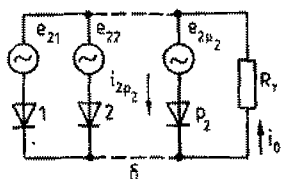
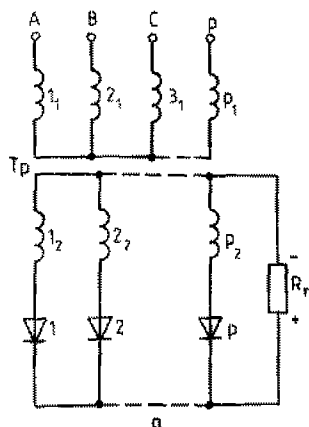
Изправеното напрежение следва обвивната крива на е. д. н. на положителните полувърли на всички фази от вторичната намотка (фиг. 4.3 в). Поради активния характер на товара токът i_0 повтаря кривата на изправеното напрежение. Токът през коя да е фаза и кой да е вентил има формата на импулс с косинусоидна форма с амплитуда $I_{2\max}$ (фиг. 4.3 д).

Моментните стойности на i_2 и i_0 са равни. Ъгълът на отсечката на токовия импулс за $p_2 \geq 2$ е

$$(4.14) \quad 2\gamma = \frac{2\pi}{p_2}$$

За този токоизправител важат следните основни съотношения на стойностите на токовете, напреженията и мощностите:
— средна стойност на тока през товара

$$(4.15) \quad I_0 = p_2 I_{2cp}$$



Фиг. 4.3. Р-фазен еднополупериоден токоизправител с активен товар

а — принципна схема; б — еквивалентна схема; в — крива на изправеното напрежение; г — крива на изправения ток; д — ток през един вентил и една фаза

или

$$(4.16) \quad I_0 = I_{2\max} \frac{p_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_2},$$

където $I_{2\text{cp}}$ е средната стойност на тока през една фаза на вторичната намотка;

$I_{2\max}$ — амплитудата на същия ток,

— ефективна стойност на тока през една фаза от вторичната намотка

$$(4.17) \quad I_2 = \frac{I_0}{\frac{p_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_2}} \sqrt{\frac{1}{2p_2} \left(1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{p_2}}{2 \frac{\pi}{p_2}} \right)}.$$

При $p_2 \geq 3$ може да се използва опростената приблизителна формула за ефективната стойност на тока

$$(4.18) \quad I_2 \approx \frac{I_0}{\sqrt{p_2}};$$

— средна стойност на изправеното напрежение

$$(4.19) \quad E_0 = E_{2\max} \frac{p_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_2};$$

— амплитуда на напрежението на вторичната намотка

$$(4.20) \quad E_{2\max} = \frac{E_0}{\frac{p_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_2}};$$

— ефективна стойност на напрежението на вторичната намотка

$$(4.21) \quad E_2 = \frac{E_0}{\sqrt{2} \frac{p_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_2}};$$

— ефективна стойност на първичното напрежение

$$(4.22) \quad E_1 = nE_2 = \frac{nE_0}{\sqrt{2} \frac{p_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_2}}.$$

Обратното напрежение $U_{обр}$, приложено върху вентилите, е равно на максималната стойност на линейното напрежение на вторичната намотка на трансформатора и зависи от броя на фазите и начина на свързване на вторичните намотки

$$(4.23) \quad U_{обр} = U_{2л \max};$$

— пулсации на изправеното напрежение. Амплитудата на q -ия хармоник е

$$(4.24) \quad U_{(q)\max} = \frac{2E_0}{(qp_2)^2 - 1}.$$

Тази зависимост не важи за еднофазен еднопериоден токоизправител при $p_2 = 1$, понеже се получава неопределеност;

— амплитуда на първия хармоник на пулсациите

$$(4.24 \text{ а}) \quad \text{а) при } p_2 > 1, \quad U_{(1)\max} = \frac{2E_0}{p_2^2 - 1};$$

$$(4.24 \text{ б}) \quad \text{б) при } p_2 = 1, \quad U_{(1)\max} = \frac{\pi}{2} E_0 = 1,57 E_0;$$

— ток в първичната намотка на трансформатора — когато трансформаторът не променя броя на фазите на захранващата мрежа ($p_2 = p_1$), ефективната стойност на първичния ток е

$$(4.25) \quad I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_2^2 - I_{2cp}^2}.$$

Ако трансформаторът удвоява броя на фазите ($p_2 = 2p_1$),

$$(4.26) \quad I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{2} I_2;$$

— изчислителна мощност на първичната намотка на трансформатора

$$(4.27) \quad P_{1н} = p_1 E_1 I_1;$$

— изчислителна мощност на вторичната намотка

$$(4.28) \quad P_{2н} = p_2 E_2 I_2;$$

— типова мощност на трансформатора (средната аритметична от двете мощности)

$$(4.29) \quad P_n = \frac{P_{1н} + P_{2н}}{2}.$$

В табл. 4.1 са дадени основните зависимости между електрическите величини на най-употребяваните еднополупериодни токоизправителни схеми при активен товар.

Еднополупериодните токоизправителни схеми са сравнително прости по устройство и се нуждаят от малък брой вентили, равен на броя на фазите. Те обаче имат съществени недостатъци, а именно непълно използване на мощността на трансформатора, подмагнитване на трансформатора от постоянната съставка на вторичния ток (когато $p_2 = p_1$), по-големи пулсации на изправеното напрежение и др. Това прави приложението им по-ограничено от двуполупериодните токоизправителни схеми.

4.2.3. Еднофазен мостов токоизправител

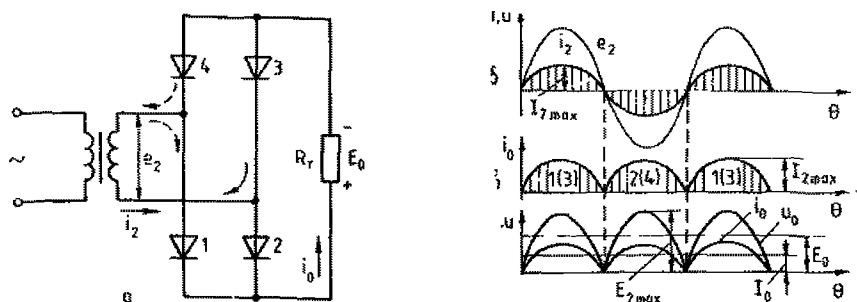
Еднофазният мостов токоизправител е двуполупериоден токоизправител. На фиг. 4.4 а е показана принципната схема на токоизправителя, а на фиг. 4.4 б, в, г — диаграмите на токовете и напреженията в схемата. От диаграмите се вижда, че токовете импулси през товара протичат в една и съща посока, но във вторичната намотка на трансформатора тече променлив ток, следователно няма постоянна съставка и няма постояннотоково подмагнитване.

За този токоизправител важат следните основни зависимости между токовете, напреженията и мощностите:

— средна стойност на изправеното напрежение

$$(4.30) \quad E_0 = \frac{2}{\pi} E_{2\max};$$

— амплитуда на вторичното напрежение на трансформатора



Фиг. 4.4. Еднофазен мостов токоизправител

а — принципна схема; б — напрежение и ток на вторичната намотка; в — крива на изправения ток; г — изправено напрежение и изправен ток

Таблица 4.1

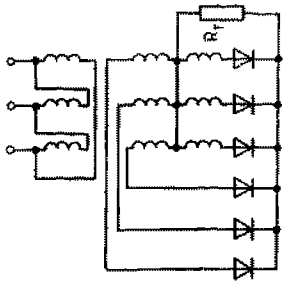
Основни параметри на еднополупроводни токоструителни схеми, работещи при активен товар

Наименование на схемата	Принципна схема	Данни за трансформатора						Данни за вентилите				Пулсации на изправеното напрежение	
		3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Коефициент на плавачин	Честота на ос- новния хармоник
		Ефективно напреже- ние на вторичната намотка	Ефективен ток във вторичната намотка	Ефективен ток в пър- вичната намотка	Типова мощност	Прой на вентилите	Максимална стойност на обратното напрет- жение	Максимална стойност на тока	Средна стойност на тока	с	ω		
1	2												
Еднофазна еднополупро- водна схема		$2,22 E_0$	$1,57 I_0$	$1,21 I_0$ n	$3,09 P_0$	1	$3,14 E_0$	$3,14 I_0$	I_0			1,57	ωар
Двуфазна еднополупро- водна схема		$1,11 E_0$	$0,785 I_0$	$1,11 I_0$ n	$1,48 P_0$	2	$3,14 E_0$	$1,57 I_0$	$0,5 I_0$			0,67	2ω ар

Таблице 4.1 (продължение)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Трифазна еднополучна звездна схема — звезда		$0,855 E_0$	$0,587 I_0$	$0,48 \frac{I_0}{n}$	$1,37 P_0$	3	$2,1 E_0$	$1,21 I_0$	$0,33 I_0$	0,25	$3\omega_{\text{вр}}$
Трифазна еднополучна тригълник — звезда		$0,855 E_0$	$0,527 I_0$	$0,47 \frac{I_0}{n}$	$1,37 P_0$	3	$2,1 E_0$	$1,21 I_0$	$0,33 I_0$	0,25	$3\omega_{\text{вр}}$
Шестфазна еднополучна звезда — звезда		$0,742 E_0$	$0,41 I_0$	$0,47 \frac{I_0}{n}$	$1,49 P_0$	6	$2,1 E_0$	$1,05 I_0$	$0,167 I_0$	0,057	$6\omega_{\text{вр}}$

Таблица 4.1 (продължение)

1	Шестфазна еднополупериодна схема триъгълник — звезда											
2												
3		$0,742 E_0$	$0,41 I_0$	$\frac{0,58 I_0}{n}$								
4					$1,55 P_0$	6	$2,1 E_0$	$1,05 I_0$	$0,167 I_0$	$0,057$	$6\omega_{\text{вр}}$	
5												
6												
7												
8												
9												
10												
11												
12												

$$(4.31) E_{2\text{max}} = \frac{\pi}{2} E_0 = 1,57 E_0;$$

— ефективна стойност на вторичното напрежение

$$(4.32) E_2 = \frac{E_{2\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{1,57}{\sqrt{2}} E_0 = 1,11 E_0;$$

— максимално обратно напрежение на вентилите

$$(4.33) U_{\text{обр max}} = E_{2\text{max}} = 1,57 E_0;$$

— средна стойност на изправения ток

$$(4.34) I_0 = \frac{2}{\pi} I_{2\text{max}};$$

— максимална стойност на изправения ток и на тока през вентилите

$$(4.35) I_{2\text{max}} = 1,57 I_0;$$

— средна стойност на тока през вентилите

$$(4.36) I_{\text{ср. в}} = 0,5 I_0;$$

— ефективна стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора

$$(4.37) I_2 = \frac{I_{2\text{max}}}{\sqrt{2}} = 1,11 I_0;$$

— ефективна стойност на първичното напрежение

$$(4.38) E_1 = n E_2 = n 1,11 E_0;$$

— ефективна стойност на първичния ток

$$(4.39) \quad I_1 = \frac{1}{n} \quad I_2 = \frac{1}{n} 1,11 I_0$$

— изчислителна мощност на вторичната намотка на трансформатора

$$(4.40) \quad P_{2n} = E_2 I_2 = 1,11 E_0 1,11 I_0 = 1,23 P_0$$

— изчислителна мощност на първичната намотка на трансформатора

$$(4.41) \quad P_{1n} = E_1 I_1 = n E_2 \cdot \frac{1}{n} I_2 = 1,23 P_0$$

— типова мощност на трансформатора

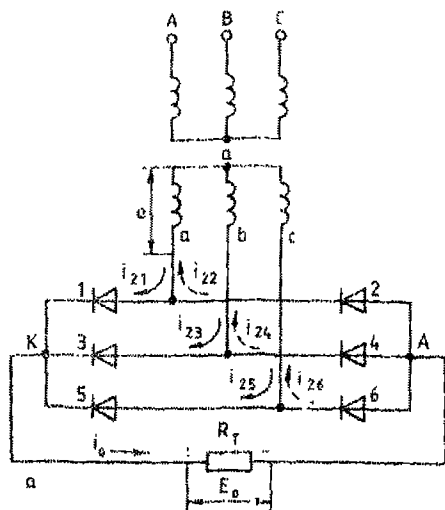
$$(4.42) \quad P_n = P_{1n} = P_{2n} = 1,23 P_0$$

Еднофазният мостов токоизправител има най-добри показатели от всички еднофазни схеми и се предпочита във всички случаи, когато няма никаква пречка за това.

Ако на вторичната намотка на трансформатора се направи среден извод, т. е. става двуфазна, т. е. трансформаторът удвоява броя на фазите. Тогава между средния извод, който се явява нулев извод на двуфазната система, и положителния, респ. отрицателния извод на мостовия токоизправител, се получава по половината от общото изправено напрежение. В този случай мостовият токоизправител се превръща в два двуфазни еднополупериодни токоизправителя, свързани последователно. Тази токоизправителна схема работи най-ефективно при еднакво натоварване на положителния и отрицателния извод и се прилага при товари със симетрично захранване, например операционни усилватели, мощни нискочестотни усилватели и др.

4.2.4. Трифазен мостов токоизправител

Принципната схема на трифазния мостов токоизправител е показана на фиг. 4.5 а. Схемата е двуполупериодна и през вторичните намотки няма постоянна съставка на тока. Вторичните намотки на трансформатора могат да се свържат по всяка от известните схеми на свързване на трифазна система, тъй като изводът на нулевата точка не е задължителен. Ако има такъв извод, между него и двата полюса на изправеното напрежение може да се получи по половината от изправеното напрежение. В този случай трифазният мостов токоизправител може да се разглежда като два трифазни еднополупериодни токоизправителя, свързани последователно в изходите си.



Фиг. 4.5. Трифазен мостов токоизправител

a — първична схема; *b* — вторични напрежения на трансформатора; *в* — направено напрежение; *г* — ток през вентилите; *д* — направен ток; *e* — ток през фази *a*; *ж* — напрежение върху вентил *1*

Основните зависимости на електрическите величини на този токоизправител са:

— средна стойност на изправеното напрежение

$$(4.43)$$

$$E_0 = E_{2л \max} \cdot \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,955 E_{2л \max},$$

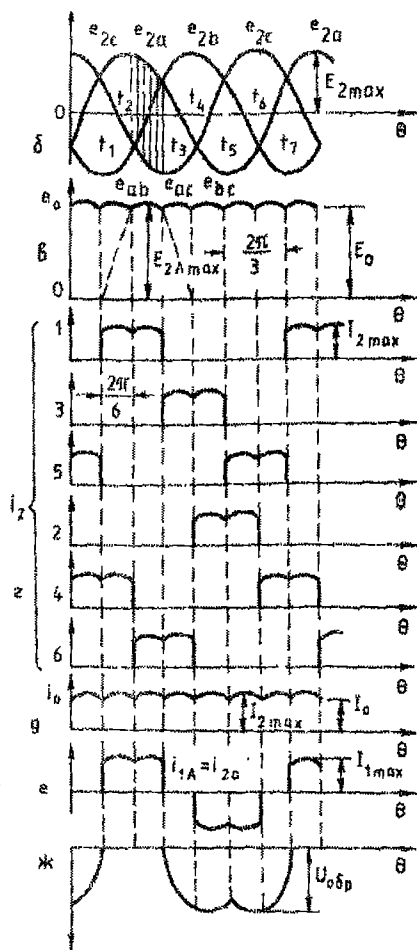
където $E_{2л \max} = \sqrt{3} E_{л \max}$ е амплитудата на линейното (междуфазното) напрежение;

— амплитуда на линейното напрежение

$$(4.44) \quad E_{2л \max} = \frac{E_0}{0,955} = 1,05 E_0;$$

— амплитуда на фазното напрежение

$$(4.45) \quad E_{2л \max} = \frac{E_{л \max}}{\sqrt{3}} = 0,606 E_0;$$



— ефективна стойност на линейното напрежение

$$(4.46) \quad E_{2л} = \frac{E_{2л \max}}{\sqrt{2}} = \frac{1,05}{\sqrt{2}} E_0 = 0,742 E_0;$$

— ефективна стойност на фазното напрежение

$$(4.47) \quad E_2 = \frac{E_{2 \max}}{\sqrt{2}} = \frac{0,606}{\sqrt{2}} E_0 = 0,428 E_0;$$

— обратно напрежение на вентилите — то е равно на линейното напрежение, като максималната му стойност е

$$(4.48) \quad U_{обр \max} = E_{2л \max} = 1,05 E_0;$$

— средна стойност на изправения ток

$$(4.49) \quad I_0 = I_{2 \max} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,955 I_{2 \max};$$

— амплитуда на вторичния ток

$$(4.50) \quad I_{2 \max} = \frac{I_0}{0,955} = 1,05 I_0;$$

— средна стойност на тока през един вентил

$$(4.51) \quad I_{ср в} = \frac{I_0}{3};$$

— ефективна стойност на тока през вторичната намотка

$$(4.52) \quad I_2 = 0,781 I_{2 \max} = 0,817 I_0;$$

— ефективна стойност на първичния ток

$$(4.53) \quad I_1 = \frac{1}{n} I_2;$$

— изчислителна мощност на вторичните намотки на трансформатора

$$(4.54) \quad P_{2л} = \sqrt{3} E_{2л} I_2 = 1,05 P_0;$$

— изчислителна мощност на първичните намотки на трансформатора

$$(4.55) \quad P_{1\kappa} = \sqrt{3} E_{1\kappa} I_{\kappa} = 1,05 P_0;$$

— средна изчислителна мощност на трансформатора

$$(4.56) \quad P_{\kappa} = P_{1\kappa} = P_{2\kappa} = 1,05 P_0.$$

От (4.54), (4.55) и (4.56) се вижда, че изчислителната мощност на трансформатора е почти равна на полезната мощност на токоизправителя.

Трифазният мостов токоизправител се предпочита за мощни токоизправители поради доброто използване на трансформатора, малкото обратно напрежение върху вентилите и малките пулсации на изправеното напрежение.

Пример 4.1. Да се изчисли двуфазен еднополупериоден токоизправител със следните данни: активен товар; напрежение на товара $E_0 = 12 \text{ V}$; ток на товара $I_0 = 0,5 \text{ A}$; първично напрежение на мрежата $E_1 = 220 \text{ V}$. Токоизправителят се приема за идеален, т. е. без загуби.

Изчисление

1. Определя се амплитудата на фазното напрежение на вторичната намотка (4.20)

$$E_{2\max} = \frac{E_0}{\frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}} = \frac{12}{\frac{2}{3,14} \sin \frac{3,14}{2}} = 18,8 \text{ V}.$$

2. Определя се ефективната стойност на вторичното напрежение на една фаза (4.21)

$$E_2 = \frac{E_0}{\sqrt{2} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}} = \frac{12}{\sqrt{2} \frac{2}{3,14} \sin \frac{3,14}{2}} = 13,3 \text{ V}.$$

Същият резултат се получава, ако се използват данните от табл. 4.1. — $E_2 = 1,11 E_0 = 13,3 \text{ V}$.

3. Изчислява се коефициентът на трансформация на трансформатора (4.22)

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{220}{13,3} = 16,5.$$

4. Изчислява се обратното напрежение върху вентилите

$$(4.23) \quad U_{\text{обр max}} = E_{2\text{ max}} = 2E_{2\text{ max}} = 2 \cdot 18,8 = 37,6 \text{ V}.$$

Съгласно с данните от табл. 4.1 $U_{\text{обр max}} = 3,14 E_0 = 37,7 \text{ V}$.

5. Изчислява се амплитудата на тока през едната фаза на вторичната намотка (4.16)

$$I_{2\max} = \frac{I_0}{\frac{\rho}{\pi} \sin \frac{\pi}{\rho}} = \frac{0,5}{\frac{2}{3,14} \sin \frac{3,14}{2}} = 0,785 \text{ A.}$$

Като се използват данните от табл. 4.1, $I_{2\max} = 1,57 I_0 = 1,57 \cdot 0,5 = 0,785 \text{ A.}$

6. Изчислява се ефективната стойност на тока през една фаза от вторичната намотка на трансформатора (4.17)

$$I_2 = \frac{I_0}{\frac{\rho}{\pi} \sin \frac{\pi}{\rho}} \sqrt{\frac{1}{2\rho} \left(1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{\rho}}{2 \frac{\pi}{\rho}} \right)} =$$

$$= \frac{0,5}{\frac{2}{3,14} \sin \frac{3,14}{2}} \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 2} \left(1 + \frac{\sin \frac{2 \cdot 3,14}{2}}{2 \frac{3,14}{2}} \right)} = 0,39 \text{ A.}$$

От данните от табл. 4.1 се получава $I_2 = 0,785 I_0 = 0,39 \text{ A.}$

7. Изчислява се средната стойност на тока през един вентил (4.15)

$$I_{cp} = \frac{I_0}{\rho} = \frac{0,5}{2} = 0,25 \text{ A.}$$

От данните от табл. 4.1 се получава $I_{cp} = 0,5 I_0 = 0,25 \text{ A.}$

8. Изчислява се ефективната стойност на тока в първичната намотка на трансформатора (4.26)

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{2} I_2 = \frac{1}{16,5} \sqrt{2} \cdot 0,39 = 0,033 \text{ A.}$$

От табл. 4.1 се получава $I_1 = \frac{1,11}{n} I_0 = \frac{1,11}{16,5} \cdot 0,5 = 0,034 \text{ A.}$

9. Определя се изчислителната мощност на първичната намотка на трансформатора (4.27)

$$P_{1н} = p_1 E_1 I_1 = 1.220 \cdot 0,033 = 7,26 \text{ VA.}$$

10. Определя се изчислителната мощност на вторичната намотка на трансформатора (4.28)

$$P_{2н} = p E_2 I_2 = 2,13 \cdot 3,0 \cdot 0,39 = 10,4 \text{ VA.}$$

11. Изчислява се типската мощност на трансформатора (4.29)

$$P_n = \frac{P_{1n} + P_{2n}}{2} = \frac{7,26 + 10,4}{2} = 8,83 \text{ VA.}$$

От данните от табл. 4.1 се получава $P_n = 1,48 P_0 = 8,88 \text{ A.}$

12. Определя се амплитудата на първия хармоник на пулсациите на изправеното напрежение (4.24 a).

$$U_{(1) \max} = \frac{2E_0}{\rho^2 - 1} = \frac{2 \cdot 12}{2^2 - 1} = 8 \text{ V.}$$

От табл. 4.1 се получава $U_{(1) \max} = 0,67 E_0 = 0,67 \cdot 12 = 8 \text{ V.}$

Вижда се, че резултатите, получени при изчисляване с общите формули, и резултатите, получени при изчисляване с коефициентите от табл. 4.1, са еднакви. Това е естествено, понеже коефициентите в табл. 4.1 са получени от същите формули.

Резултатите, получени от изчисленията в т. 2, 3, 6, 8 и 11, служат като изходни данни за изчисляване на трансформатора. Резултатите, получени от изчисленията в т. 4, 5 и 7, служат като изходни данни при избора на вентилите. Резултатът от т. 12 е изходен при изчисляване на изглаждащия филтър.

Пример 4.2. Да се изчисли еднофазен мостов токоизправител със следните данни: активен товар; напрежение на товара $E_0 = \pm 15 \text{ V}$; ток на товара $I_0 = 2 \text{ A}$, еднакъв за положителния и отрицателния полус; напрежение на захранващата мрежа $E_1 = 220 \text{ V}$. Токоизправителят да се счита идеален, т. е. без загуби в трансформатора и вентилите.

Изчисление

За да се получи двуполлярно напрежение, вторичната намотка на трансформатора трябва да бъде двуфазна. Изходното напрежение на токоизправителния мост се удвоява, т. е. $E'_0 = 2E_0 = 30 \text{ V}$.

1. Изчислява се амплитудата на вторичното напрежение (4.31)

$$E_{2 \max} = 1,57 E'_0 = 1,57 \cdot 30 = 47,1 \text{ V.}$$

2. Изчислява се ефективната стойност на вторичното напрежение (за двете фази общо) (4.32)

$$E_2 = 1,11 E'_0 = 1,11 \cdot 30 = 33,3 \text{ V.}$$

3. Изчислява се коефициентът на трансформация на трансформатора (4.38)

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{220}{33,3} = 6,6.$$

4. Изчислява се максималното обратно напрежение върху вентилите (4.33)

$$U_{\text{обр max}} = E_{2\text{max}} = 47,1 \text{ V.}$$

5. Изчислява се амплитудата на тока през вторичната намотка на трансформатора (4.35)

$$I_{2\text{max}} = 1,57 I_0 = 3,14 \text{ A.}$$

6. Изчислява се ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора (4.37)

$$I_2 = 1,11 I_0 = 1,11 \cdot 2 = 2,22 \text{ A.}$$

7. Изчислява се средната стойност на тока през един вентил (4.36)

$$I_{\text{cp}} = \frac{I_0}{2} = \frac{2}{2} = 1 \text{ A.}$$

8. Изчислява се ефективната стойност на тока през първичната намотка на трансформатора (4.39)

$$I_1 = \frac{1}{n} 1,11 I_0 = \frac{1}{6,6} 1,11 \cdot 2 = 0,336 \text{ A.}$$

9. Изчислява се типова мощност на трансформатора (4.42)

$$P_H = 1,23 P_0 = 1,23 \cdot 30 \cdot 2 = 73,8 \text{ VA.}$$

10. Изчислява се амплитудата на първия хармоник на пулсациите на изправеното напрежение

$$U_{(1)\text{max}} = \frac{2E_0}{(2p)^2 - 1} = \frac{2 \cdot 30}{2^2 - 1} = 20 \text{ V.}$$

4.3. РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛИТЕ ПРИ ИНДУКТИВЕН ТОВАР

Индуктивен товар се среща най-често при мощните многофазни токоизправители. В този случай не могат да се пренебрегват вътрешните съпротивления на трансформатора, вентилите и изглаждащия дросел, понеже те оказват съществено влияние върху работата на токоизправителя.

4.3.1. Р-фазен еднополупериоден токочправител при индуктивен товар

Еквивалентната схема на р-фазен еднополупериоден токочправител със загуби при индуктивен товар е показана на фиг. 4.6 а. Въведени са следните означения:

(4.57) $r_{\text{тп}} = r_{\text{тп}2} + r_{\text{тп}1}^*$ — активно съпротивление на намотките на трансформатора, приведено към вторичната намотка;

(4.58) $L_S = L_{2S} + L_{1S}^*$ — индуктивност на разсейване на намотките на трансформатора, приведена към вторичната намотка;

R_B — вътрешно съпротивление на един вентил;

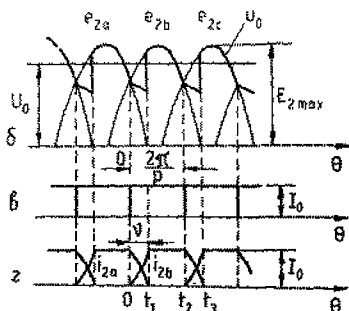
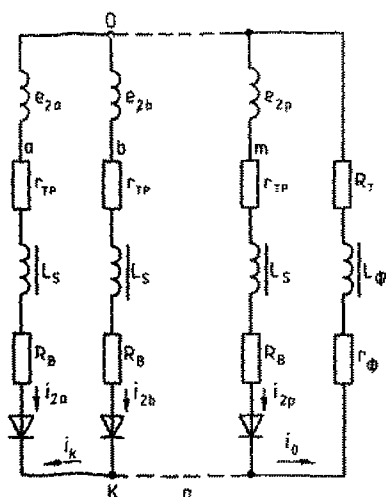
R_ϕ — активно съпротивление на филтровия дросел.

Ако индуктивното съпротивление на дросела за първия хармоник е $p \omega L_\phi \geq 3R_\phi$, с известно приближение може да се счита, че изправеният ток е идеално изгладен, т. е. постоянен. Индуктивността на разсейване на трансформатора оказва влияние върху стойността на изправеното напрежение чрез ъгъла на комутация

$$(4.59) \quad \gamma = \arccos \left(1 - \frac{\omega L_S I_0}{E_{2\max} \sin \frac{\pi}{p}} \right).$$

Средната стойност на изправеното напрежение е

$$(4.60) \quad U_0 = E_0 - \frac{p \omega L_S I_0}{2\pi}$$



Фиг. 4.6. Р-фазен еднополупериоден токочправител с индуктивен товар

a — еквивалентна схема; b — изправено напрежение; γ — изправен ток при липса на индуктивност на трансформатора; z — реална форма на тока през вентилите

или

$$(4.61) \quad U_0 = E_0 - x_S I_0$$

където

$$(4.62) \quad x_S = \frac{\rho \omega L_S}{2\pi}$$

е приведеното към изхода на токоизправителя индуктивно съпротивление на трансформатора, което оказва влияние на изходното напрежение.

Като се сумират и влиянията на останалите съпротивления на схемата върху изходното напрежение, а именно:

$\Delta E_{or} = I_0 r_{TP}$ — активен пад на напрежението в трансформатора;

$\Delta E_{of} = I_0 R_f$ — активен пад на напрежението във филтровия дросел;

U_a — пад на напрежение върху един вентил, уравнението на външната (товарната) характеристика на токоизправителя, показана на фиг. 4.7, става

$$(4.63) \quad U_0 = E_0 - I_0(x_S + r_{TP}) - \Delta E_{of} - U_a,$$

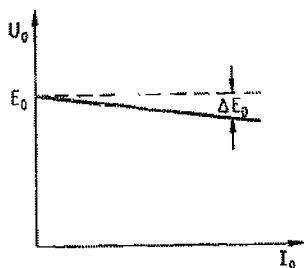
или

$$(4.64) \quad U_0 = E_0 - \Delta E_0,$$

където

$$(4.65) \quad \Delta E_0 = I_0(x_S + r_{TP}) + \Delta E_{of} + U_a$$

е сумата от всички вътрешни падове на напрежение в токоизправителя и филтъра.



Фиг. 4.7. Външна характеристика на токоизправител с индуктивен товар

Ез всички формули, цитирани по-горе, с E_0 е означено е. д. н. на токоизправителя, т. е. напрежението на празен ход. Това напрежение се изчислява по формулите за проектиране на токоизправител от същата схема без загуби (идеализиран) при активен товар (т. 4.2). Следователно проектирането на реален токоизправител (със загуби) при индуктивен товар се извършва на два етапа — първо се проектира идеализиран токоизправител (без загуби) с активен товар и след това по уравнение (4.63) се пресмята влиянието на индуктивните и активните съпротивления

4.3.2. Р-фазен мостов токоизправител при индуктивен товар

Работата на мостовия токоизправител с индуктивен товар качествено не се различава от работата на еднополупериодния токоизправител с индуктивен товар. Разлика има само в някои количествени съотношения.

Индуктивното съпротивление на трансформатора, приведено към изхода на токоизправителя, е

$$(4.66) \quad x_s = \frac{2p \omega L_s}{2\pi} = \frac{p \omega L_s}{\pi},$$

а уравнението на външната характеристика

$$(4.67) \quad U_0 = E_0 - \Delta E_{or} - I_0 x_s - \Delta E_{of} - 2U_a,$$

където E_0 е електродвижещото напрежение на токоизправителя; $\Delta E_{or} = I_0 2r_{тр}$ — активният пад на напрежение в трансформатора; $\Delta E_{of} = I_0 R_\phi$ — падът на напрежение върху един вентил.

Пример 4.3. Да се изчисли трифазен еднополупериоден токоизправител със следните данни: индуктивен товар; напрежение на товара $E_0 = 60$ V; ток на товара $I_0 = 20$ A; захранващо напрежение $E_{11} = 380$ V; активни съпротивления на трансформатора $r_1 = 5,8 \Omega$, $r_2 = 0,3 \Omega$; индуктивност на трансформатора $L_{s1} = 0,051$ H, $L_{s2} = 1,2 \cdot 10^{-3}$ H. Последователно във веригата на товара е включен дросел с индуктивност $L_\phi = 25 \cdot 10^{-3}$ H и активно съпротивление $r_\phi = 0,05 \Omega$. Използуваните вентили имат пад на напрежение в права посока $U_a = 0,9$ V.

Изчисление

Избира се схема на свързване на трансформатора звезда — звезда.

1. Определя се амплитудата на фазовото напрежение на вторичната намотка (4.20)

$$E_{2 \max} = \frac{E_0}{\frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}} = \frac{60}{\frac{3}{3,14} \sin \frac{3,14}{3}} = 72,5 \text{ V.}$$

2. Изчислява се ефективната стойност на вторичното напрежение (4.21)

$$E_2 = \frac{E_0}{\sqrt{2} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}} = \frac{60}{\sqrt{2} \frac{3}{3,14} \sin \frac{3,14}{3}} = 51,4 \text{ V.}$$

3. Изчислява се коефициентът на трансформация на трансформатора (4.22)

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{220}{51,4} = 4,3.$$

Тук първичното напрежение е 220 V, защото се работи с фазовите напрежения (схема звезда — звезда).

4. Изчислява се обратното напрежение върху вентилите (4.23)

$$U_{\text{обр max}} = E_{2л \text{ max}} = \sqrt{3} E_{2 \text{ max}} = \sqrt{3} \cdot 72,5 = 125,6 \text{ V.}$$

От табл. 4.1 се получава $U_{\text{обр max}} = 2,1 E_0 = 2,1 \cdot 60 = 126 \text{ V.}$

5. Изчислява се амплитудата на тока през една фазова намотка (4.16)

$$I_{2 \text{ max}} = \frac{I_0}{\frac{\rho}{\pi} \sin \frac{\pi}{\rho}} = \frac{20}{\frac{3}{3,14} \sin \frac{3,14}{3}} = 24,2 \text{ A.}$$

От табл. 4.1 се получава $I_{2 \text{ max}} = 1,21 I_0 = 1,21 \cdot 20 = 24,2 \text{ A.}$

6. Изчислява се ефективната стойност на тока през една фаза (4.17)

$$I_2 = \frac{I_0}{\frac{\rho}{\pi} \sin \frac{\pi}{\rho}} \sqrt{\frac{1}{2\rho} \left(1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{\rho}}{2 \frac{\pi}{\rho}} \right)} =$$

$$= \frac{20}{\frac{3}{3,14} \sin \frac{3,14}{3}} \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 3} \left(1 + \frac{\sin \frac{3,14}{3}}{2 \frac{3,14}{3}} \right)} = 11,7 \text{ A.}$$

От табл. 4.1 се получава $I_2 = 0,587 I_0 = 0,587 \cdot 20 = 11,7 \text{ A.}$

7. Изчислява се средната стойност на тока през един вентил (4.15)

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_0}{\rho} = \frac{20}{3} = 6,66 \text{ A.}$$

От табл. 4.1 се получава $I_{\text{ср}} = 0,33 I_0 = 0,33 \cdot 20 = 6,66 \text{ A.}$

Изчислява се ефективната стойност на тока в първичната намотка (4.25)

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_2^2 - I_{cp}^2} = \frac{1}{4,3} \sqrt{11,7^2 - 6,66^2} = 2,24 \text{ A.}$$

От табл. 4.1 се получава $I_1 = \frac{0,48}{n} I_0 = \frac{0,48}{4,3} 20 = 2,23 \text{ A.}$

9. Изчислява се изчислителната мощност на първичната намотка (4.27)

$$P_{1n} = p_1 E_1 I_1 = 3 \cdot 220 \cdot 2,24 = 1478 \text{ VA.}$$

10. Определя се изчислителната мощност на вторичната намотка (4.28)

$$P_{2n} = p_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 51,4 \cdot 11,7 = 1804 \text{ VA.}$$

11. Определя се типовата мощност на трансформатора (4.29)

$$P_n = \frac{P_{1n} + P_{2n}}{2} = \frac{1478 + 1804}{2} = 1641 \text{ VA.}$$

От табл. 4.1 се получава $P_n = 1,37 P_0 = 1644 \text{ VA.}$

12. Активното съпротивление на първичната намотка на трансформатора се привежда към вторичната намотка и се сумират (4.57)

$$r_{TP} = r_2 + \frac{1}{n^2} r_1 = 0,3 + \frac{1}{4,3^2} 5,8 = 0,614 \text{ } \Omega.$$

13. Индуктивността на първичната намотка на трансформатора се привежда към вторичната намотка и се сумират (4.58)

$$L_S = L_{S2} + \frac{1}{n^2} L_{S1} = 1,2 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{4,3^2} 0,051 = 3,96 \cdot 10^{-3} \text{ H.}$$

14. Изчислява се приведеното индуктивно съпротивление на трансформатора (4.62)

$$x_S = \frac{p \omega L_S}{2\pi} = \frac{3 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 50}{2 \cdot 3,14} 3,96 \cdot 10^{-3} = 0,594 \text{ } \Omega.$$

15. Изчислява се падът на напрежение в токоизправителя и филтъра (4.65)

$$\Delta E_0 = I_0 (x_S + r_{TP} + r_\phi) + U_a = I_0 (0,594 + 0,614 + 0,05) + 0,9 = 0,9 + 1,258 I_0, \text{ V.}$$

16. Изчислява се външната характеристика на токоизправителя (4.64)

$$U_0 = E_0 - \Delta E_0 = 60 - 0,9 - 1,258 I_0 = 59,1 - 1,258 I_0, \text{ V.}$$

17. За четири стойности на товарния ток, а именно: $I_{01} = 0,25 I_0$; $I_{02} = 0,5 I_0$; $I_{03} = 0,75 I_0$ и $I_{04} = I_0$ се изчислява напрежението на токоизправителя след дросела

$$U_{01} = 59,1 - 1,258 \cdot 0,25 \cdot 20 = 52,8 \text{ V};$$

$$U_{02} = 59,1 - 1,258 \cdot 0,50 \cdot 20 = 46,5 \text{ V};$$

$$U_{03} = 59,1 - 1,258 \cdot 0,75 \cdot 20 = 40,2 \text{ V};$$

$$U_{04} = 59,1 - 1,258 \cdot 20 = 33,9 \text{ V.}$$

От тези стойности се построява графиката $U_0 = f(I_0)$.

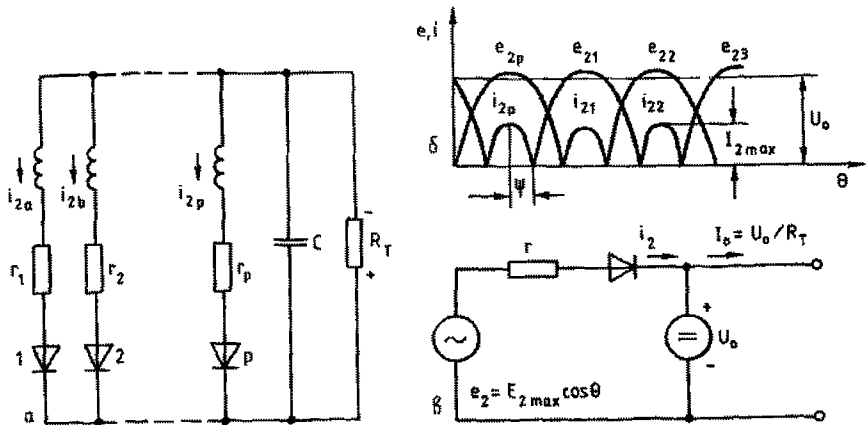
4.4. РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛИТЕ ПРИ КАПАЦИТИВЕН ТОВАР

Маломощните токоизправители и токоизправителите за малък ток обикновено се правят едно- и двуфазни и за филтър на изправеното напрежение се използва кондензатор, свързан паралелно на изхода на токоизправителя. В този случай токоизправителят работи с капацитивен товар. Върху режима на работа на токоизправителя голямо влияние оказва съпротивлението на трансформатора, затова то не може да се пренебрегне.

При достатъчно голям капацитет на филтровия кондензатор, когато пулсациите на изправеното напрежение са по-малки от 15%, изправеното напрежение и товарният ток с известно приближение могат да се приемат за постоянни. При това всяка фаза на трансформатора и всеки вентил работят самостоятелно и процесите в токоизправителя не зависят качествено от броя на фазите и от вида на схемата — еднополупериодна или двуполупериодна. Разликата е само количествена и се отразява на стойностите на някои коефициенти.

4.4.1. Р-фазен еднополупериоден токоизправител с капацитивен товар

Схемата на р-фазния еднополупериоден токоизправител с капацитивен товар е показана на фиг. 4.8 а. При определяне на



Фиг. 4.8. Р-фазен еднопериоден токоизправител с capacitивен товар
 а — еквивалентна схема; б — изправен ток и изправено напрежение; в — еквивалентна
 схема на една фаза

основните съотношения между величините в токоизправителя е направено допускането, че индуктивността на трансформатора е много малка в сравнение с активното му съпротивление и влиянието ѝ може да се пренебрегне. По този начин е построена еквивалентната схема на една от фазите (фиг. 4.8 в).

Количествено токовете и напреженията в схемата са зависими от ъгъла на отсечка на тока през вентилите ψ , който е свързан с изправеното напрежение и тока на товара и с броя на фазите със зависимостта

$$(4.68) \quad A = -\frac{I_0 \pi r}{p U_0} = \text{tg } \psi - \psi.$$

Параметърът A е основен за изчисляване на токоизправителя. На фиг. 4.9 е показана функцията $\psi = f(A)$.

Ефективната стойност на вторичното напрежение е

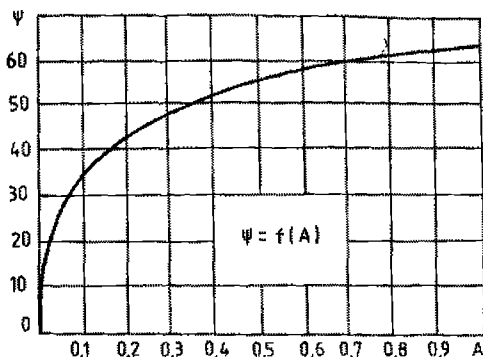
$$(4.69) \quad E_2 = B U_0,$$

$$\text{където } B = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \psi}.$$

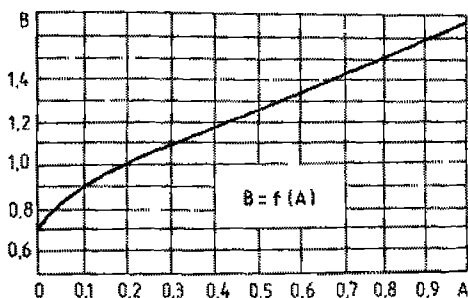
На фиг. 4.10 е показана функцията $B = f(A)$.

Максималното обратно напрежение върху вентилите е

$$(4.70) \quad U_{\text{обр}} = 2E_{2 \text{ max}} = 2\sqrt{2} B U_0.$$



Фиг. 4.9. Зависимост на ъгъла на отсечка ψ от параметъра A



Фиг. 4.10. Зависимост на параметъра B от параметъра A

За мостов токоизправител $U_{\text{обр}} = E_{2\lambda \text{ max}}$.

Ефективната стойност на първичното напрежение е

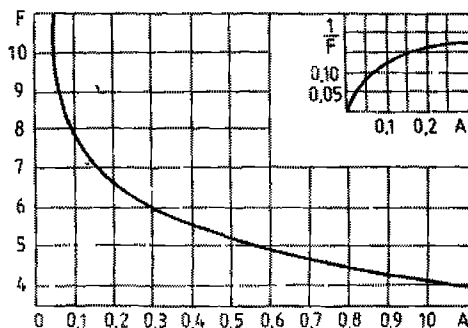
$$(4.71) \quad E_1 = nE_2.$$

Амплитудата на тока през вентилите и през вторичната намотка на трансформатора е

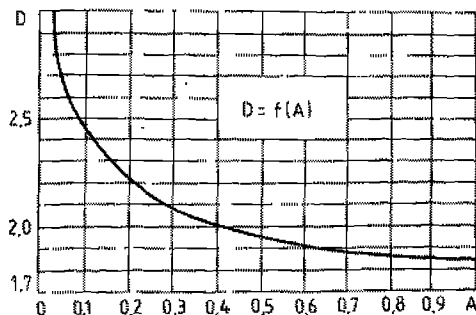
$$(4.72) \quad I_{2 \text{ max}} = F \frac{I_0}{p},$$

където $F = \frac{\pi(1 - \cos \psi)}{\sin \psi - \psi \cos \psi}$ е функция на ъгъла на отсечката на тока, т. е. и на A . На фиг. 4.11 е показана функцията $F = f(A)$.

Ефективната стойност на тока през една фаза на вторичната намотка на трансформатора е



Фиг. 4.11. Зависимост на параметъра F от параметъра A



Фиг. 4.12. Зависимост на параметъра D от параметъра A

$$(4.73) \quad I_2 = \frac{I_0}{p} D,$$

където $D = \frac{\sqrt{\pi [\psi (1 + 0,5 \cos 2\psi) - 0,75 \sin 2\psi]}}{\sin \psi - \psi \cos \psi}$ е функция на ъгъла на отсечката на тока, т. е. на A . На фиг. 4.12 е показана функцията $D = f(A)$.

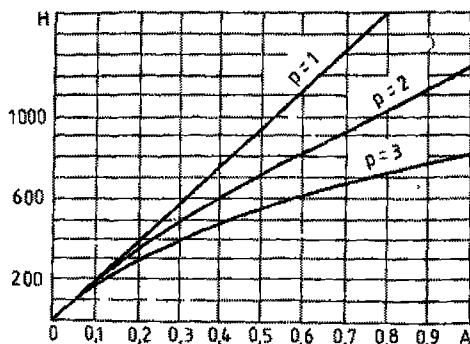
При мостова схема на токоизправител ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора е

$$(4.74) \quad I_2 = \frac{I_0}{p} \sqrt{2} D.$$

Ефективната стойност на първичния ток на трансформатора при еднополупериодните схеми се определя с формулата

$$(4.75) \quad I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_2^2 - \left(\frac{I_0}{p}\right)^2}.$$

При мостовите и двуполупериодните схеми



Фиг. 4.13. Зависимост на параметъра H от параметъра A и от броя на фазите p

$$(4.76) \quad I_1 = \frac{1}{n} I_2.$$

За да се получи необходимият коефициент на пулсации на изхода на токоизправителя $k_n = \frac{E_{(1)\max}}{U_0}$, кондензаторът на кондензатора трябва да е

$$(4.77) \quad C = \frac{1}{k_n r} H, \text{ } \mu\text{F},$$

където $H = \frac{10^6 \cdot 2 (\sin p \psi \cos \psi - p \cos p \psi \sin \psi)}{p \omega \pi (p^2 - 1) \cos \psi}$ е функция на ψ т. е. на A . На фиг. 4.13 са показани функциите $H = f(A)$ за различен брой фази на токоизправителя при честота на захранващото напрежение 50 Hz.

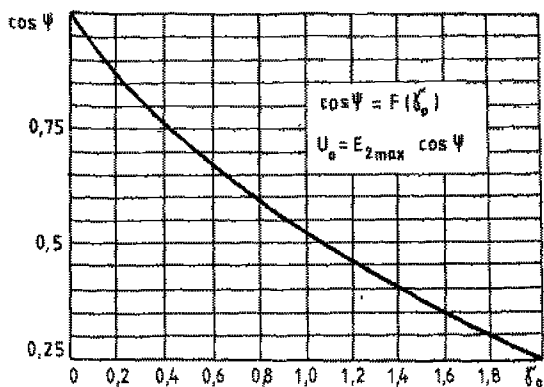
Външната характеристика на токоизправител с кондензаторен товар може да се изчисли, като се използва зависимостта

$$(4.78) \quad I_0 = \frac{p E_{2\max}}{r} - \gamma_0,$$

където $\gamma_0 = \frac{\sin \phi - \phi \cos \phi}{\pi}$ е функция на ϕ . Оттук може да се определи γ_0 :

$$(4.79) \quad \gamma_0 = I_0 \frac{r}{p E_{2\max}}.$$

Ако се построи зависимостта $\gamma_0 = f(\cos \phi)$, може да се по-



Фиг. 4.14. Зависимост на $\cos \psi$ от ъгъла γ_0

строи и външната характеристика на токоизправителя, тъй като

$$(4.80) \quad \cos \psi = \frac{U_0}{E_{2 \max}}$$

следователно

$$(4.81) \quad U_0 = E_{2 \max} \cos \psi = \sqrt{2} U_2 \cos \psi.$$

На фиг. 4.14 е показана зависимостта $\cos \psi = f(\gamma_0)$.

Пример 4.4. Да се изчисли еднофазен мостов токоизправител с капацитивен характер на товара със следните данни: напрежение върху товара $U_0 = 24 \text{ V}$; ток на товара $I_0 = 1 \text{ A}$; коефициент на пулсации на изхода $k_p \leq 0,2$; напрежение на захранващата мрежа $U_1 = 220 \text{ V}$; $f_{\text{мр}} = 50 \text{ Hz}$.

Изчисление

1. Избира се вътрешното съпротивление на токоизправителя с такава стойност, че да се получи очакван к. п. д. $\eta = 80 \div 90 \%$:

$$r = \frac{U_0}{I_0} \cdot \frac{1-\eta}{\eta} = \frac{24}{1} \cdot \frac{1-0,85}{0,85} = 4,24 \Omega.$$

2. Изчислява се параметърът A (4.68)

$$A = \frac{I_0 \pi r}{p U_0} = \frac{1 \cdot 3,14 \cdot 4,24}{2 \cdot 24} = 0,277.$$

Тук $p=2$, защото схемата е двуполупериодна (мостова).

3. От фиг. 4.9 се отчита $\psi = 47^\circ$.

4. От фиг. 4.10 се отчита $B = 1,09$.

5. Изчислява се ефективната стойност на напрежението на вторичната намотка на трансформатора (4.69)

$$E_2 = BU_0 = 1,09 \cdot 24 = 26,2 \text{ V.}$$

6. Изчислява се максималното обратно напрежение върху вентилите (за мостова схема)

$$U_{\text{обр}} = E_{2 \text{ max}} = \sqrt{2} E_2 = \sqrt{2} \cdot 26,2 = 37 \text{ V.}$$

7. Изчислява се коефициентът на трансформация на трансформатора (4.71)

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{220}{26,2} = 8,4.$$

8. От фиг. 4.11 се отчита $F=6$.

9. Изчислява се амплитудата на тока през вентила и през вторичната намотка на трансформатора (4.72)

$$I_{2 \text{ max}} = F \frac{I_0}{p} = 6 \frac{1}{2} = 3 \text{ A.}$$

10. От фиг. 4.12 се отчита $D=2,1$.

11. Изчислява се ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора (4.73)

$$I_2 = \sqrt{2} D \frac{I_0}{p} = \sqrt{2} \cdot 2,1 \frac{1}{2} = 1,48 \text{ A.}$$

12. Изчислява се ефективната стойност на тока през първичната намотка на трансформатора (4.76)

$$I_1 = \frac{1}{n} I_2 = \frac{1}{8,4} \cdot 1,48 = 0,176 \text{ A.}$$

13. От фиг. 4.13 се отчита за $p=2$, $H=450$.

14. Изчислява се капацитетът на филтровия кондензатор (4.77)

$$C = \frac{1}{k_n r} H = \frac{1}{0,2 \cdot 4,24} \cdot 450 = 531 \text{ } \mu\text{F.}$$

Избира се стандартна стойност $C=1000 \text{ } \mu\text{F}$.

15. Изчисляват се стойностите на γ_0 (4.79) за четири стойности на товарния ток и от фиг. 4.14 се отчитат съответните стойности на $\cos \psi$

$$I_{01} = 0,25 \text{ A; } \gamma_{01} = 0,25 \frac{4,24}{2 \cdot 37} = 0,014; \cos \psi_1 = 0,98;$$

$$I_{02}=0,50 \text{ A}; \quad \gamma_{02}=0,50 \frac{4,24}{2 \cdot 37}=0,028; \quad \cos \psi_2=0,97;$$

$$I_{03}=0,75 \text{ A}; \quad \gamma_{03}=0,75 \frac{4,24}{2 \cdot 37}=0,043; \quad \cos \psi_3=0,96;$$

$$I_{04}=1 \text{ A}; \quad \gamma_{04}=1 \frac{4,24}{2 \cdot 37}=0,057; \quad \cos \psi_4=0,95.$$

16. Изчислява се външната характеристика на токоизправителя (4.81)

$$U_{01}=E_{2 \max} \cos \psi_1=37 \cdot 0,98=36,3 \text{ V};$$

$$U_{02}=E_{2 \max} \cos \psi_2=37 \cdot 0,97=35,9 \text{ V};$$

$$U_{03}=E_{2 \max} \cos \psi_3=37 \cdot 0,96=35,5 \text{ V};$$

$$U_{04}=E_{2 \max} \cos \psi_4=37 \cdot 0,95=35,2 \text{ V}.$$

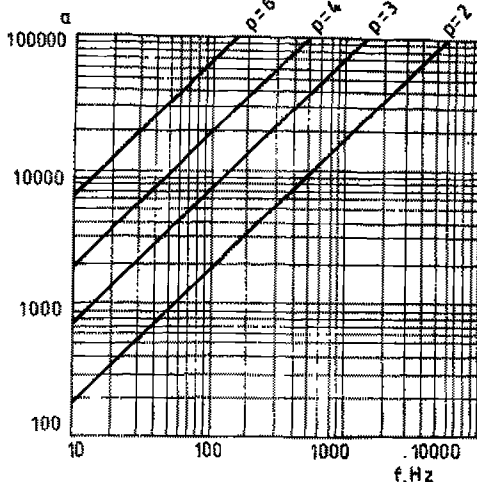
От тези данни се построява графиката $U_0=f(I_0)$, която е външната характеристика на токоизправителя.

4.5. РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛ ПРИ СМЕСЕН ТОВАР

При използване на Г-образен LC изглаждащ филтър входът на филтъра е индуктивен, а изходът му е капацитивен. Ако товарното съпротивление се изменя в широки граници, когато е изпълнено условието $p \omega L_{\phi} \gg R_T$, токоизправителят работи с индуктивен товар. Ако това условие не е изпълнено, токоизправителят работи с капацитивен товар. Следователно смяната на характера на товара става при определено товарно съпротивление, т. е. при определен товарен ток $I_{T \text{ кр}}$, наречен критичен.

Критичното товарно съпротивление, което определя този ток, е

$$(4.82) \quad R_{T \text{ кр}}=aL_{\phi},$$



Фиг. 4.15. Зависимост на коефициента a от честотата при различен брой фази

където $a = f(p, f_{\text{кр}})$ е функция на броя на фазите и на честотата на захранващата мрежа. Зависимостта на a от честотата при различен брой фази на токоизправителя е дадена на фиг. 4.15.

След като се определи $R_{\text{ткр}}$, съответно $I_{\text{ткр}}$, изчисляването на външната характеристика на токоизправителя се изчислява за два участъка. За токове, по-малки от критичния, се прилага методът за капацитивен товар. За токове, по-големи от критичния, се използва методът за индуктивен товар.

Понякога се решава и обратната задача — да се определи минималната стойност на филтровата индуктивност, която осигурява индуктивен товар при минималното товарно съпротивление $R_{\text{тmin}}$.

4.6. ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С УМНОЖАВАНЕ НА НАПРЕЖЕНИЕТО

При тези токоизправители освен изправяне се получава и умножаване на напрежението. Това се постига чрез подходящо свързване на група вентили и кондензатори към захранващото напрежение. В зависимост от това, дали изходното напрежение се получава върху един кондензатор или върху няколко последователно свързани кондензатори, схемите на токоизправителите с умножаване на напрежението биват:

— схеми от първи род — когато напрежението върху кондензаторите в схемата нараства при всеки следващ кондензатор и изходното напрежение се получава върху последния кондензатор;

— схеми от втори род — когато напрежението върху всички кондензатори освен първия е равно на удвоената амплитуда на захранващото напрежение и изходното напрежение се получава върху няколко последователно свързани кондензатора.

Според мястото на свързване на захранващото променливо напрежение към схемата токоизправителите с умножаване на напрежението биват:

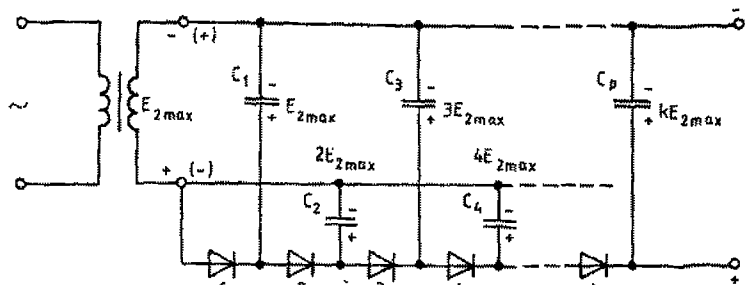
— несиметрични схеми — когато захранващият променливотоков източник и товарът имат обща точка на свързване;

— симетрични схеми — комбинация от две несиметрични схеми, свързани паралелно към захранващия източник и последователно в изходите си. В този случай захранващият променливотоков източник и товарът нямат обща точка на свързване.

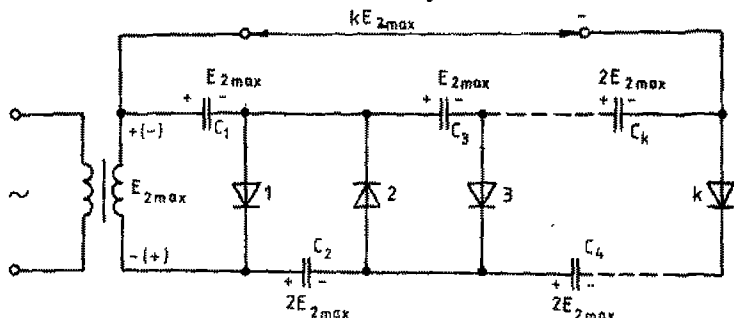
На фиг. 4.16 е показана несиметрична схема на токоизправител с умножаване на напрежението от I род. На празен ход изходното напрежение е

$$(4.83) \quad U_{\text{изх}} = kE_2 \text{ max},$$

където k е броят на диодно-кондензаторните двойки. Капаците-



Фиг. 4.16. Несиметричен токоизправител с умножаване на напрежението от I род



Фиг. 4.17. Несиметричен токоизправител с умножаване на напрежението от II род

тите на различните кондензатори са различни и намаляват по посока от входа към изхода на схемата. Работните напрежения на кондензаторите растат от входа към изхода. Амплитудата на пулсациите на изходното напрежение зависи от стойността на капацитета на последния кондензатор, към който е свързан товарът. За останалите кондензатори се препоръчва стойността на капацитета им да се определя по закона

$$(4.84) \quad nC_n = \text{const},$$

където n е поредният номер на кондензатора съгласно фиг.4.16.

На фиг. 4.17 е показана несиметрична схема на токоизправител с умножаване на напрежението от II род. На празен ход изходното напрежение е

$$(4.85) \quad U_{\text{изх}} = k E_{2\text{max}},$$

където k е обозначен броят на диодно-кондензаторните двойки.

От гледна точка на електрическите процеси в токоизправителя капацитетът на отделните кондензатори трябва да намалява по линеен закон с увеличаване на поредния им номер. При малък коефициент на умножение на напрежението ($k \leq 5$) за по-го-

ляма технологичност на производството се предпочита да се използват кондензатори с еднакъв капацитет (и еднакво работно напрежение $U_C = 2E_{2 \max}$), който се определя от формулата

$$(4.86) \quad C = \frac{I_T}{f_{\text{мр}} U_{\text{нзк}}} 2(k+2) 10^6, \mu\text{F},$$

където $f_{\text{мр}}$ е честотата на захранващото напрежение.

Токоизправителите с умножаване на напрежението се проектират по метода на проектиране на токоизправител с капацитивен товар, като се отчитат особеностите на схемите. Използват се графиките, показани на фиг. 4.9÷4.14. Формулите, в които се използват параметрите от графиките, се изменят:

— параметър A

$$(4.87) \quad A = \text{tg } \phi - \phi = \frac{k^2 \pi I_T r}{2U_0};$$

— ефективна стойност на напрежението на вторичната намотка на трансформатора

$$(4.88) \quad E_2 = B \frac{U_{\text{нзк}}}{k};$$

— ефективна стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора

$$(4.89) \quad I_2 = D \frac{k I_T}{\sqrt{2}};$$

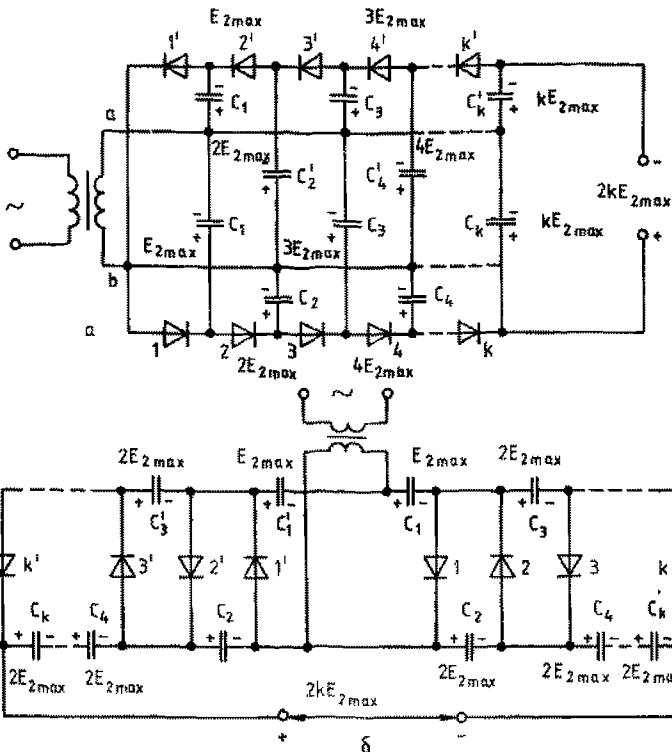
— амплитуда на тока през вторичната намотка на трансформатора

$$(4.90) \quad I_{2 \max} = k F I_0;$$

— обратно напрежение върху вентилите

$$(4.91) \quad U_{\text{обр max}} = 2E_{2 \max} = B \frac{2\sqrt{2}}{k} U_{\text{нзк}};$$

— коефициент на пулсации по първи хармоник



Фиг. 4.18. Симетрични схеми на токоизправители с умножаване на напрежението
 а — от I род; б — от II род

$$(4.92) \quad k_{v(1)} = \frac{50}{f_{\text{МР}} C_{\text{Ф}} r} \text{ Н,}$$

където $C_{\text{Ф}}$ е еквивалентният капацитет, включен паралелно на товара;

$f_{\text{МР}}$ — честотата на захранващото напрежение.

Външната (товарната) характеристика на несиметричния токоизправител с умножаване на напрежението от II род е

$$(4.93) \quad I_{\text{T}} = \frac{2 U_{\text{нх}}}{\pi r k} \left(\sqrt{\frac{k^2 E_{2 \text{ max}}^2}{U_{\text{нх}}^2} - 1} - \arccos \frac{U_{\text{нх}}}{k E_{2 \text{ max}}} \right).$$

На фиг. 4.18 са показани две симетрични схеми на токоизправители с умножаване на напрежението от I род и от II род. Те се състоят от два несиметрични клона, свързани паралелно към захранващия трансформатор и последователно към товара.

Проектирането на всеки от несиметричните клонове е същото като при самостоятелната му работа.

Всички схеми на токоизправители с умножаване на напрежението имат сравнително голямо вътрешно съпротивление и затова външната им характеристика е силно падаща.

Пример 4.5. Да се изчисли несиметричен токоизправител от II род с шесткратно умножаване на напрежението (фиг. 4.17) със следните изходни данни: изходно напрежение $U_{\text{изх}} \approx 30 \text{ kV}$; ток на товара $I_T = 1 \text{ mA}$; вътрешно съпротивление на трансформатора $r = 100 \text{ k}\Omega$; коефициент на пулсации на изправеното напрежение $k_n \leq 0,1$; честота на захранващата мрежа $f_{\text{мр}} = 50 \text{ Hz}$.

Изчисление

1. Изчислява се параметърът A (4.87)

$$A = \frac{\pi k^2 I_T r}{2U_{\text{изх}}} = \frac{3,14 \cdot 6^2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3}{2 \cdot 30 \cdot 10^3} = 0,188.$$

2. От фиг. 4.10 се отчита $B = 1$.

3. Изчислява се ефективната стойност на напрежението на вторичната намотка на трансформатора (4.88)

$$E_2 = B \frac{U_{\text{изх}}}{k} = 1 \cdot \frac{30 \cdot 10^3}{6} = 5 \cdot 10^3 \text{ V.}$$

4. От фиг. 4.11 се отчита $F = 6,6$.

5. Изчислява се амплитудата на вторичния ток на трансформатора (4.90)

$$I_{2 \text{ max}} = kFI_0 = 6 \cdot 6,6 \cdot 10^{-3} = 0,04 \text{ A} = 40 \text{ mA.}$$

6. От фиг. 4.12 се отчита $D = 2,23$.

7. Изчислява се ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора (4.89)

$$I_2 = \frac{kI_T}{\sqrt{2}} D = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} \cdot 2,23 = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 9,5 \text{ mA.}$$

8. Изчислява се максималното обратно напрежение върху вентилите (4.91)

$$U_{\text{обр max}} = \frac{2\sqrt{2}}{k} E_0 B = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{6} \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 1 = 14 \cdot 10^3 \text{ V.}$$

9. Избират се кондензатори с еднакъв капацитет и се изчисляват по формула (4.86)

$$C_1 = C_2 = \dots = C_6 = \frac{I_T}{f_{\text{мр}} U_{\text{изх}}} 2 (k+2) 10^6 =$$

$$= \frac{10^{-3}}{50 \cdot 30 \cdot 10^3} 2 (6+2) 10^6 = 0,011 \mu\text{F}.$$

От фиг. 4.13 се отчита $H=300$.

11. Проверява се стойността на капацитета на кондензаторите по условиято за допустим коефициент на пулсации (4.92)

$$C_{\Phi} = \frac{50}{k_n f_{\text{мр}} r} H = \frac{50 \cdot 300}{0,1 \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,03 \mu\text{F}.$$

Избира се по-голямата стойност между тази и изчислената в т. 9. — $C_1 = C_2 = \dots = C_6 = 0,03 \mu\text{F}$.

Глава пета

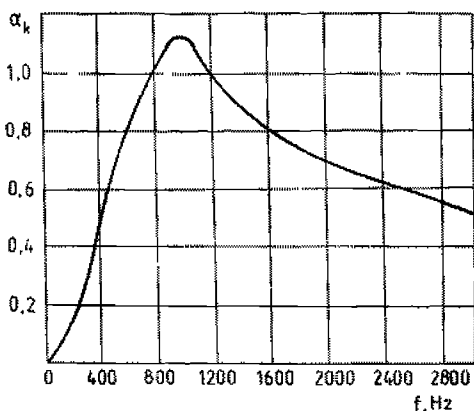
ИЗГЛАЖДАЩИ ФИЛТРИ

5.1. ОБЩИ ПОЛОЖЕНИЯ

Напрежението на изхода на коя да е токоизправителна схема е пулсиращо и освен постоянната съставка съдържа и известен брой променливи хармонични съставки с различни честоти. Това изправено напрежение е невъзможно да се използва за захранване на електронни апаратури, ако променливите му съставки предварително не бъдат намалени до една определена, често пъти твърде малка стойност. Това се извършва от изглаждащите филтри. Освен тази функция изглаждащият филтър представлява и свързващо звено между токоизправителя и товара му, като премахва нежеланите взаимни влияния между тях и съгласува характеристиките им в установен режим, а в някои случаи и при преходните процеси.

При хармоничния анализ на изправеното напрежение се оказва, че почти във всички случаи най-голяма амплитуда има първият хармоник от променливите съставки. Това е основание при проектиране на изглаждащите филтри изчисленията да се правят по отношение на първия хармоник. Ако филтърът е апериодичен, неговата ефективност по отношение на висшите хармонични ще е още по-голяма.

Изправеното от токоизправителя напрежение преди филтъра се характеризира с коефициент на пулсации $k_{n(n)}$ за n -тия хармоник



Фиг. 5.1. Графика на психофотричният коефициент във функция на честотата

$$(5.1) \quad k_{n(n)} = \frac{E_{(n)\max}}{E_0}.$$

където $E_{(n)\max}$ е амплитудата на n -тия хармоник на изправеното напрежение

E_0 — постоянната съставка на изправеното напрежение.

За първия хармоник тези стойности са

$$(5.2) \quad k_{n(1)} = \frac{E_{(1)\max}}{E_0}.$$

При захранване от токоизправител на съоръжения за телефония трябва да се отчитат психофизичните особености на човешкото ухо и акустичните характеристики на телефона, за да не се получи дразнещо чуване на брум. В този случай се държи сметка и за психофотричното напрежение на пулсации $U_{псф}$, чиято ефективна стойност се определя по формулата

$$(5.3) \quad U_{псф} = \sqrt{0.5 [(E_{(1)\max} \alpha_1)^2 + (E_{2\max} \alpha_2)^2 + \dots + (E_{(n)\max} \alpha_n)^2]},$$

където $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ са психофотричните коефициенти за съответната честота на хармониците, показващи тяхната относителна тежест в създаването на брума. Тези коефициенти се отчитат от графиката на фиг. 5.1.

При неуправляемите токоизправители коефициентът на пулсации се определя по формулата

$$(5.4) \quad k_{n(1)} = \frac{2}{p^2 - 1},$$

където p е броят на фазите. При мостови токоизправители p се удвоява.

Формула (5.4) не важи за еднофазен еднополупериоден токоизправител, където $k_{n(1)} = 1.57$.

За управляемите токоизправители важи формулата.

$$(5.5) \quad k_{n(1)(\alpha)} = \frac{2}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}.$$

Тук с α е означен ъгълът на фазово регулиране на вентилите.

Всеки изглаждащ филтър се характеризира с коефициент на изглаждане

$$(5.6) \quad k_n = \frac{k'_{n(1)}}{k''_{n(1)}} = \frac{E'_{(1)\max}}{E''_{(1)\max}} \frac{E''_0}{E'_0},$$

където $k'_{n(1)}$ е коефициентът на пулсации преди филтъра;

$k''_{n(1)}$ — коефициентът на пулсации след филтъра.

Отношението на амплитудата на променливата съставка преди филтъра към нейната амплитуда след филтъра се нарича коефициент на филтрация

$$(5.7) \quad k_\phi = \frac{E'_{(1)\max}}{E''_{(1)\max}}.$$

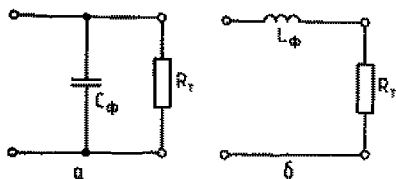
Коефициентът на филтрация е почти винаги по-голям от коефициента на изглаждане и тази разлика е толкова по-голяма, колкото к. п. д. на филтъра е по-малък. При $\tau=1$, когато $E'_0 = E''_0$, коефициентът на изглаждане и коефициентът на филтрация са равни:

$$(5.8) \quad k_n = k_\phi = \frac{E'_{(1)\max}}{E''_{(1)\max}}.$$

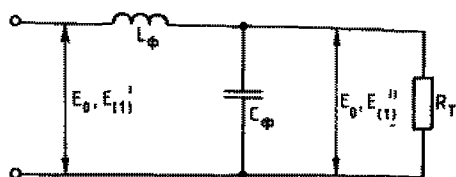
Според елементите, от които са изработени, филтрите биват: пасивни — изработени с дросели, кондензатори и резистори, и активни — изработени с транзистори или радиолампи.

5.2. ПАСИВНИ ИЗГЛАЖДАЩИ ФИЛТРИ

Капацитивен филтър. Показан е на фиг. 5.2 а. Състои само от един кондензатор, включен паралелно на изхода на токоизправителя. В този случай токоизправителят работи с капацитивен товар. (Този режим е разгледан подробно в т. 4.4.) Там е дадена и методиката за избиране на капацитета на кондензатора. Ако е необходимо да се изчисли коефициентът на изглаждане (той е равен на коефициента на филтрация), се ползува формулата



Фиг. 5.2. Елементарни пасивни филтри
а — капацитивен; б — индуктивен



Фиг. 5.3. Г-образен LC-филтър

$$(5.9) \quad k_n = \frac{\frac{2}{p^2 - 1}}{\frac{H}{r_i C}} = \frac{2 r_i C}{H (p^2 - 1)}$$

Тук капацитетът на C се измерва в микрофаради.

Индуктивен филтър. Показан е на фиг. 5.2 б. Състои се само от един дросел, включен последователно във веригата на товара. Ако се пренебрегнат вътрешните съпротивления на токоизправителя и дросела, коефициентът на изглаждане е

$$(5.10) \quad k_n = \frac{\sqrt{R_T^2 + (p \omega L_\phi)^2}}{R_T}$$

При $p \omega L_\phi > 3R_T$ формула (5.10) може да се опрости:

$$(5.11) \quad k_n \approx \frac{p \omega L_\phi}{R_T}$$

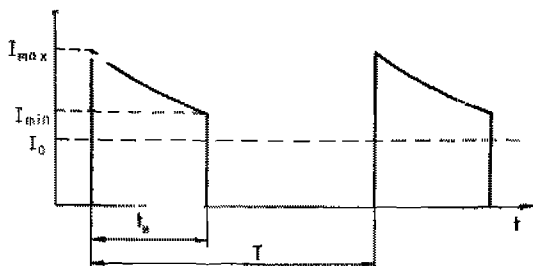
При сравняването на изразите за коефициентите на изглаждане на тези два най-прости филтъра се вижда, че с увеличаване на броя на фазите p ефективността на капацитивния филтър намалява. Обратно, при голямо товарно съпротивление R_T капацитивният филтър е по-ефективен. Индуктивният филтър работи по-добре при по-голям брой на фазите и при по-малко товарно съпротивление.

Г-образен LC-филтър. Схемата му е показана на фиг. 5.3. Много удобен филтър за средни мощности и ниски напрежения. За да работи добре, е необходимо да бъдат спазени условията

$$(5.12) \quad x_C = \frac{1}{p \omega C_\phi} \ll R_T;$$

$$(5.13) \quad x_L = p \omega L_\phi \gg \frac{1}{p \omega C_\phi} = x_C$$

Ако се пренебрегнат загубите в дросела и кондензатора, за коефициента на изглаждане важи формулата



Фиг. 5.4. Диаграма на тока след филтъра при импулсен товар

$$(5.14) \quad k_n = p^2 \omega^2 L_\phi C_\phi - 1.$$

В горното равенство има две неизвестни — L_ϕ и C_ϕ . Затова при изчисляване на филтъра се определя величината

$$(5.15) \quad L_\phi C_\phi = \frac{k_n + 1}{p^2 \omega^2}.$$

Обикновено първо капацитетът на C_ϕ се определя от други изисквания, след което се изчислява L_ϕ .

За да се получи по-стабилна външна характеристика на токоизправителя, необходимо е филтърът да има индуктивен вход. Това се постига при спазване на условието

$$(5.16) \quad L_\phi \geq \frac{2R_\tau}{(p^2 - 1) p \omega}.$$

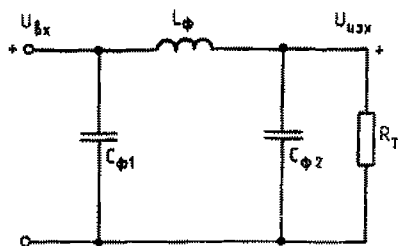
Ако товарът на изхода на филтъра има импулсен характер, както е показано на диаграмата на фиг. 5.4, капацитетът на филтровия кондензатор се определя от неравенството

$$(5.17) \quad C_\phi \geq \frac{t_n}{R_\tau \ln \frac{1}{1 - \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_0}}}.$$

За да се изключи възможността за възникване на автогенерации във филтъра (самовъзбуждане), трябва да е изпълнено условието

$$(5.18) \quad \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}} \leq 0,5 p \omega.$$

Многозвенни филтри. За получаване на по-голям коефициент на изглаждане се употребяват многозвенни филтри. Това са два или повече филтри от един и същи или различен вид, които се свързват последователно. Коефициентът на изглаждане на много-



Фиг. 5.5. П-образен LC-филтър

звения филтър е равен на произведението от коефициентите на изглаждане на отделните звена:

$$(5.19) \quad k_n = k_{n1} \cdot k_{n2} \dots k_{nm}$$

За да се получи най-ниска цена и маса на многозвения

филтър, препоръчва се двузвения филтър да се употребява при $k_n \geq 50$, а тризвения — при $k_n \geq 1500$.

П-образен СLC-филтър. Показан е на фиг. 5.5. Той е двузвения филтър и се състои от кондензаторен филтър $C_{\phi 1}$ и Г-образен LC-филтър ($L_{\phi} C_{\phi 2}$). Неговият коефициент на изглаждане се получава от коефициентите на изглаждане на елементарните филтри и е

$$(5.20) \quad k_n = \frac{2rC_{\phi 1}}{(p^2 - 1)H} (p^2 \omega^2 L_{\phi} C_{\phi 2} 10^{-6} - 1),$$

където r е вътрешното съпротивление на токоизправителя;

H — коефициентът, функция на A (вж. фиг. 4.13).

Във формула (5.20) дименсията на капацитета на кондензаторите $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ е μF .

Ако при изчисляването на токоизправителя с кондензаторен товар стойността на $C_{\phi 1}$ е вече определена, $L_{\phi} C_{\phi 2}$ се определя от формулата

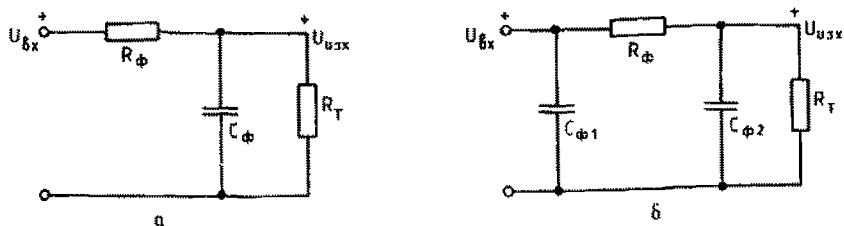
$$(5.21) \quad L_{\phi} C_{\phi 2} = \frac{(p^2 - 1)(k_n + 1)H}{2rC_{\phi 1} p^2 \omega^2 10^{-6}}$$

Най-голям коефициент на изглаждане се получава при $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$. В този случай индуктивността на дросела е

$$(5.22) \quad L_{\phi} = \frac{(p^2 - 1)(k_n + 1)H}{2rC_{\phi 1} C_{\phi 2} p^2 \omega^2 10^{-6}}, \quad H.$$

RC-филтри. Тези филтри се използват при малки мощности и при постоянен товар, понеже техният к. п. д. е малък, а падът на напрежението във филтъра — голям. Предимствата им са в ниската цена и в малките размери. Те биват два вида:

Г-образен RC-филтър. Показан е на фиг. 5.6 а. Неговият коефициент на изглаждане е



Фиг. 5.6. RC-филтри
 а — Г-образен ; б — П-образен

(5.23)

$$k_n \approx p \omega C_{\Phi} R_{\Phi} \frac{R_T}{R_T + R_{\Phi}}$$

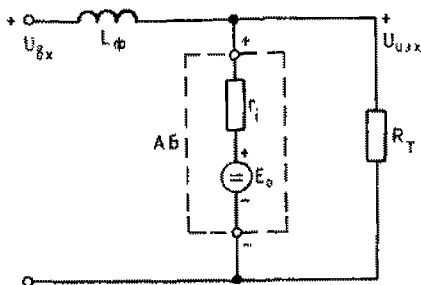
За получаване на приемлив к. п. д. съпротивлението на филтъра се избира в границите $R_{\Phi} = (0,25 \div 0,35) R_T$.

П-образен CRC-филтър. Показан е на фиг. 5.6 б. Той е двузвонен филтър и се изчислява като такъв. Първо се изчислява токоизправител с капацитивен товар, откъдето се определя $C_{\Phi 1}$, а неговите пулсации са изходни данни за изчисляване на Г-образния RC-филтър, съставен от R_{Φ} и $C_{\Phi 2}$.

Филтър с акумулаторна батерия. Когато паралелно на товара е включена акумулаторна батерия, която работи в буферен режим, тя има филтриращ ефект. Понеже акумулаторната батерия има почти постоянно е. д. н. и много малко вътрешно съпротивление, тя въздейства на веригата като кондензатор с безкрайно голям капацитет. Затова тя може да замени кондензатора в Г-образния LC-филтър (фиг. 5.7). Вътрешното съпротивление на батерията е включено паралелно на товара и тъй като $r_i \ll R_T$, то шунтира товара за променливата съставка, преминала през дросела. Ако $r_i \ll p \omega L_{\Phi}$, коефициентът на изглаждане е

$$(5.24) \quad k_n = \frac{1}{r_i} \sqrt{(p \omega L_{\Phi})^2 + r_i^2} \approx \frac{p \omega L_{\Phi}}{r_i}$$

Когато вътрешното съпротивление на акумулатора е известно предварително, индуктивността на дросела се определя по формулата



Фиг. 5.7. Г-образен филтър с акумулаторна батерия

(5.25)

$$L_{\Phi} = \frac{k_n r l}{p \omega}$$

Пример 5.1. Да се изчисли филтър за двуфазен еднополу-периоден токоизправител, който да има на изхода си напрежение 12 V, ток 1 A и амплитуда на първия хармоник на изходното напрежение 0,06 V.

Изчисление

1. Определя се коефициентът на пулсации на изходното напрежение след филтъра (5.1)

$$k''_{n(1)} = \frac{E''_{(1)\max}}{E'_0} = \frac{0,06}{12} = 0,005 = 0,5 \%$$

2. Определя се коефициентът на пулсации на изхода на токоизправителя, т. е. на входа на филтъра (5.4):

$$k'_{n(1)} = \frac{2}{p^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} = 0,66 = 66 \%$$

3. Избира се ориентировъчно к. п. д. на филтъра $\eta = 0,8$.

4. Изчислява се необходимото напрежение на входа на филтъра

$$E'_0 = \frac{E''_0}{\eta} = \frac{12}{0,8} = 15 \text{ V.}$$

5. Изчислява се коефициентът на изглаждане на филтъра (5.6)

$$k_n = \frac{k'_{n(1)}}{k''_{n(1)}} = \frac{0,66}{0,005} = 133.$$

При $k_n > 50$ се препоръчва използването на двузвенен филтър. Понеже напрежението е ниско, а токът сравнително голям, за постигане на присия голям к. п. д. се избира схема на CLC-филтър (фиг. 5.5). В този случай токоизправителят ще работи с капацитивен товар.

6. Изчислява се параметърът A (4.68). Вътрешното съпротивление на токоизправителя се приема $r = 2 \Omega$. Тогава

$$A = \frac{I_T \pi r}{p E_0} = \frac{1 \cdot 3,14 \cdot 2}{2 \cdot 15} = 0,21.$$

7. От фиг. 4.13 се отчита параметърът $H = 420$.

8. Изчислява се минималната стойност на капацитета на първия филтър кондензатор (4.77)

$$C_{\phi 1} = \frac{1}{k'_{n(1)} r} H = \frac{1}{0,2 \cdot 2} 420 = 1050 \mu\text{F}.$$

Избира се стандартна стойност $C_{\phi 1} = 1000 \mu\text{F}$.

9. За да се получи най-голям коефициент на изглаждане с минимални средства, капацитетът на втория филтров кондензатор се избира равен на капацитета на първия филтров кондензатор:

$$C_{\phi 2} = C_{\phi 1} = 1000 \mu\text{F}.$$

10. Изчислява се минималната индуктивност на филтровия дросел (5.22)

$$L_{\phi} = \frac{(\rho^2 - 1)(k_n + 1) H}{2r C_{\phi 1} C_{\phi 2} \rho^2 \omega^2 10^{-6}} = \frac{(2^2 - 1)(138 + 1) 420}{2 \cdot 2 \cdot 1000 \cdot 1000 \cdot 2^2 \cdot 3,14^2 \cdot 10^{-6}} = 0,11 \text{ H}.$$

Конструктивното изчисляване на дросела е разгледано в пример 5.4.

11. Проверява се стабилността на филтъра (5.18)

$$0,5 \rho \omega = 0,5 \cdot 2 \cdot 2\pi \cdot 50 = 314;$$

$$\frac{1}{\sqrt{L_{\phi} C_{\phi 2}}} = \frac{1}{\sqrt{0,11 \cdot 10^{-3}}} = 95 < 314.$$

Филтърът няма да се самовъзбуди.

Пример 5.2. Да се изчисли разделятелен филтър за захранване на усилвателна схема със следните данни: входно напрежение $U_{вх} = 12 \text{ V}$; изходно напрежение $U_{взх} = 9 \text{ V}$; ток на товара постоянен $I_T = 6 \text{ mA}$; коефициент на пулсации на входа $k'_{n(1)} = = 0,5 \%$ при $\rho = 2$; пулсации на изхода на филтъра $k''_{n(1)} = 0,02 \%$.

Изчисление

1. Изчислява се необходимият коефициент на изглаждане на филтъра

$$k_n = \frac{k'_{n(1)}}{k''_{n(1)}} = \frac{0,5}{0,02} = 25.$$

Поради малката стойност на коефициента на изглаждане се избира еднозвено филтър. За толкова малък ток подходящ е RC-филтър (фиг. 5.6 а) като по-прост и по-евтин от LC-филтъра.

2. Изчислява се стойността на R_ϕ . Съпротивлението на R_ϕ трябва да осигури пад на напрежението, необходим за получаването на изходното напрежение

$$R_\phi = \frac{U_{вх} - U_{изх}}{I_T} = \frac{12 - 9}{0,006} = 500 \Omega.$$

3. Изчислява се съпротивлението на товара

$$R_T = \frac{U_{изх}}{I_T} = \frac{9}{0,006} = 1500 \Omega.$$

4. Изчислява се стойността на капацитета на филтровия кондензатор (5.23)

$$C_\phi = \frac{k_n(R_T + R_\phi)}{p \omega R_T R_\phi} = \frac{25(1500 + 500)}{2 \cdot 314 \cdot 1500 \cdot 500} = 108 \cdot 10^{-8} \text{ F}.$$

Кондензаторът трябва да е с капацитет, по-голям от $108 \mu\text{F}$. Избира се стандартна стойност $C_\phi = 200 \mu\text{F}/16 \text{ V}$.

Пример 5.3. Да се изчисли изглаждащ филтър със следните данни: напрежение на консуматора $U_{изх} = 2 \text{ V}$; ток на консуматора $I_T = 50 \text{ A}$; схема на токоизправителя — трифазна мостова; коефициент на пулсации на изходното напрежение $k''_{n(1)} = 1\%$.

Изчисление

1. Определя се коефициентът на пулсации на входното напрежение преди филтъра (5.4)

$$k'_{n(1)} = \frac{2}{p^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057 = 5,7\%.$$

2. Изчислява се необходимият коефициент на изглаждане

$$k_n = \frac{k'_{n(1)}}{k''_{n(1)}} = \frac{5,7}{1} = 5,7.$$

3. Избира се схемата на филтъра. При този малък коефициент на изглаждане, ниско напрежение, голям ток и повишена честота на пулсациите най-изгоден се оказва еднозвеният индуктивен филтър (фиг. 5.2 б).

4. Изчислява се стойността на товарното съпротивление

$$R_T = \frac{U_{изх}}{I_T} = \frac{2}{50} = 0,04 \Omega.$$

5. Изчислява се индуктивността на дросела (5.10)

$$L_{\phi} = \frac{\sqrt{R_T^2 (k_n^2 - 1)}}{p \omega} = \frac{\sqrt{0,04^2 (6,7^2 - 1)}}{6 \cdot 314} = 0,12 \cdot 10^{-3} \text{ H.}$$

Ако същата индуктивност се изчисли по приблизителната формула (5.11), за нейната стойност се получава

$$L_{\phi} = \frac{k_n R_T}{p \omega} = \frac{6,7 \cdot 0,04}{6 \cdot 314} = 0,12 \cdot 10^{-3} \text{ H.}$$

Вижда се, че резултатът е същият.

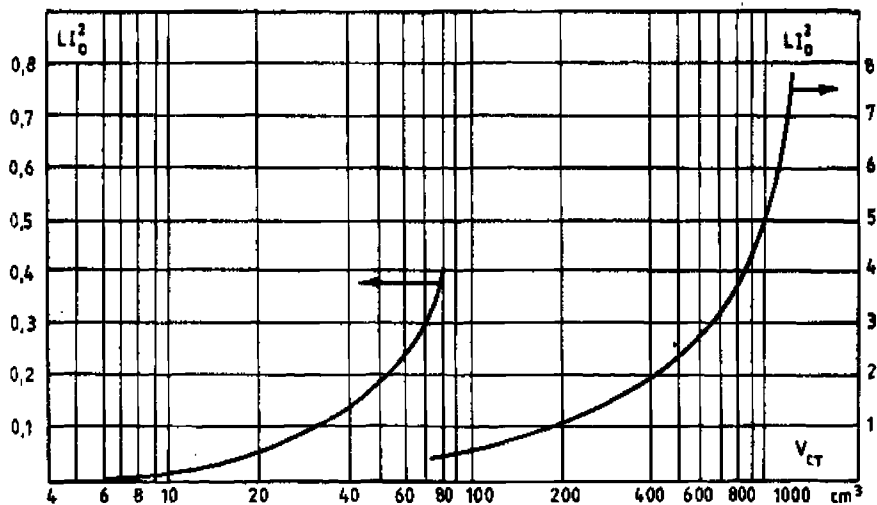
6. Конструктивното изчисляване на дросела е показано в пример 5.5.

5.3. КОНСТРУКТИВНО ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ИЗГЛАЖДАЩИ ДРОСЕЛИ ЗА НИСКИ ЧЕСТОТИ

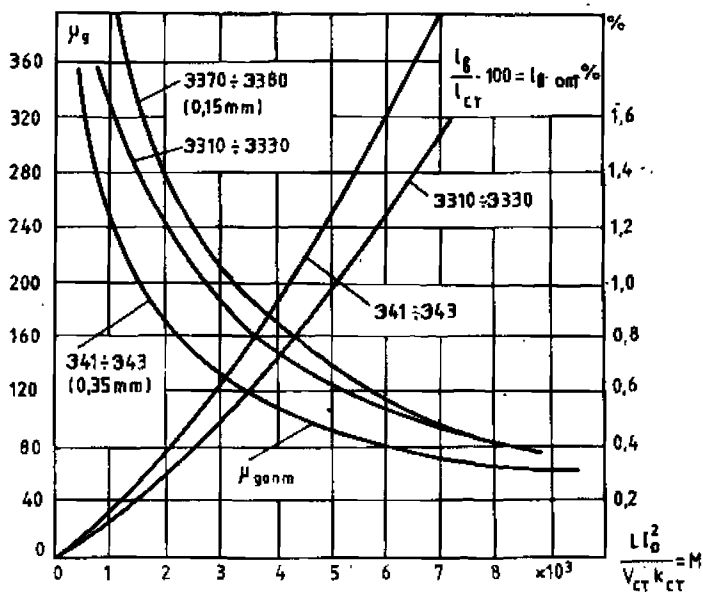
За изчисляване на изглаждащ дросел за ниска честота се дават следните данни: индуктивност на дросела L ; постоянен ток на подмагнитване I_0 ; максимално допустимо активно съпротивление R или допустима температура на прегряване Δt_{\max}° .

Редът за изчисляване е следният:

1. Изчислява се енергията, натрупвана в дросела LI_0^2 , и от графиката на фиг. 5.8 се определя обемът на стоманата в магнитопровода $V_{\text{ст}}$.



Фиг. 5.8. Графика на енергията в дросела LI^2 във функция от обема на магнитопровода



Фиг. 5.9. Зависимост на оптималната динамична магнитна проницаемост и на относителната въздушна междина за някои ферромагнитни материали във функция от величината M

2. Избира се стандартен магнитопровод.
3. Изчислява се спомагателната величина M

$$(5.26) \quad M = \frac{L l_0^2}{V_{ct}}.$$

4. От фиг. 5.9 за изчислената стойност на M графично се отчита оптималната магнитна проницаемост и оптималната въздушна междина в % за дадения вид материал на магнитопровода.

5. Изчислява се дебелината на немагнитната подложка от преспан в магнитопровода за образуване на въздушната междина

$$(5.27) \quad \delta_a = 0,5 \frac{l_{a \text{ opt}}}{100} \cdot l_{ct}, \text{ см.}$$

6. Изчислява се броят на навивките по формулата

$$(5.28) \quad w = 8920 \sqrt{\frac{L l_{ct}}{\mu_{\text{допт}} s_{ct}}}.$$

Тук l_{ct} се измерва в см, а s_{ct} — в см^2 .

7. Сечението на проводника се определя по формулата

$$(5.29) \quad q = \frac{I_0}{j}.$$

където $j = (1,7 \div 4)$ А/мм² е плътността на тока. Избира се стандартен проводник с най-близкото сечение q_1 и се определя неговият диаметър d .

8. Изчислява се действителната плътност на тока

$$(5.30) \quad j_1 = \frac{I_0}{q_1}.$$

9. Проверява се степента на запълване на прозореца на магнитопровода. Коефициентът на запълване е

$$(5.31) \quad K_s = \frac{s_m}{s_{\text{проз}}} \leq (0,35 \div 0,40),$$

където $s_{\text{проз}}$ е сечението на прозореца на магнитопровода;

$s_m = \frac{\pi d^2}{4} w$ — напречното сечение на медните проводници на всички навивки.

Пример 5.4. Да се изчисли конструктивно дроселът от пример 5.1 със следните данни: индуктивност $L = 0,11$ Н; постоянен ток на подмагнитване $I_0 = 1$ А; максимално допустимо активно съпротивление $R = 3 \Omega$.

Изчисление

1. Изчислява се

$$L I_0^2 = 0,11 \cdot 1^2 = 0,11.$$

2. От фиг. 5.8 се отчита необходимият обем на магнитопровода на дросела $V_{\text{ст}} = 35 \text{ cm}^3$.

3. Избира се стандартен магнитопровод Ш 16×32. Обемът му е

$$V_{\text{ст}} = s_{\text{ст}} l_{\text{ст}} = 4,50 \cdot 8,90 = 40 \text{ cm}^3.$$

4. Изчислява се спомагателната величина M (5.26)

$$M = \frac{L I_0^2}{V_{\text{ст}}} = \frac{0,11}{40} = 0,00275 = 2,75 \cdot 10^{-3}.$$

5. От фиг. 5.9 се определя за използваната стомана на магнитопровода Э310: $\mu_{\text{допт}} = 200$ и $l_{\text{вонт}}$, % = 0,5%.

6. Дебелината на немагнитната подложка от пресипан в магнитопровода за образуване на въздушната междина е (5.27)

$$\delta_B = \frac{0,5 I_{\text{вопт. \%}}}{100} l_{\text{ст}} = 0,5 \frac{0,50}{100} 8,90 = 0,022 \text{ см.}$$

7. Изчислява се броят на навивките (5.28)

$$w = 8920 \sqrt{\frac{L l_{\text{ст}}}{\mu_{\text{допт}} s_{\text{ст}}}} = 8920 \sqrt{\frac{0,11 \cdot 8,90}{300 \cdot 4,50}} = 294 \text{ нав.}$$

8. Изчислява се сечението на проводника (5.29) при плътност на тока $j = 4 \text{ A/mm}^2$.

$$q = \frac{I_0}{j} = \frac{1}{4} = 0,25 \text{ mm}^2.$$

Избира се проводник ПЕТ1-F 0,55 с $q_1 = 0,238 \text{ mm}^2$.

9. Изчислява се действителната плътност на тока (5.30)

$$j_1 = \frac{I_0}{q_1} = \frac{1}{0,238} = 4,2 \text{ A/mm}^2.$$

10. Изчислява се коефициентът на запълване на прозореца на магнитопровода (5.31)

$$k_s = \frac{s_m}{s_{\text{проз}}} = \frac{\pi d^2 w}{4hs} = \frac{3,14 \cdot 0,55^2 \cdot 294}{4,24 \cdot 8} = 0,36.$$

Тази стойност е нормална за дросел.

11. Изчислява се пълната дължина на проводника на намотката ($l_{\text{ст}}$ се отчита от таблици или се изчислява от геометричните размери на макарата)

$$l_m = l_{\text{ст}} w = 12,8 \cdot 294 = 3763 \text{ см} \approx 38 \text{ m.}$$

12. Изчислява се съпротивлението на проводника, като се има предвид, че съпротивлението на 1000 m от избрания проводник има съпротивление $72 \text{ } \Omega$ —

$$R = 38 \cdot 10^{-3} \cdot 72 = 2,74 \text{ } \Omega < 3 \text{ } \Omega.$$

Пример 5.5. Да се изчисли конструктивно дроселът от пример 5.3 със следните данни: индуктивност $L = 0,12 \cdot 10^{-3} \text{ H}$; постоянен ток на подмагнитване $I_0 = 50 \text{ A}$; максимално допустимо съпротивление на намотката $R = 4 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$.

Изчисление

1. Изчислява се енергията в дросела

$$L I_0^2 = 0,12 \cdot 10^{-3} \cdot 50^2 = 0,3 \text{ J.}$$

От графиката на фиг. 5.8 се определя обемът на магнитопровода на дросела $V_{\text{ст}} = 70 \text{ cm}^3$.

2. Избира се стандартен магнитопровод — лентов с П-образна форма ПЛ 16 32-40 и обем $V_{ст} = 81,7 \text{ cm}^3$.
3. Изчислява се величината M

$$M = \frac{L I_0^2}{V_{ст}} = \frac{0,12 \cdot 10^{-3} \cdot 50^2}{81,7} = 3,67 \cdot 10^{-3}$$

4. От фиг. 5.9 за стомана Э 310 се отчита $\mu_{доп} = 160$ и $t_{доп} \% = 0,65 \%$.

5. Изчислява се дебелината на немагнитната подложка от пресипан в магнитопровода за образуване на въздушната междина

$$\delta_{в} = 0,5 \frac{I_{в.ем} \%}{100} l_{ст} = 0,5 \frac{0,65}{100} 18 = 0,058 \text{ cm} = 0,6 \text{ mm}.$$

6. Изчислява се броят на навивките на дросела

$$w = 8920 \sqrt{\frac{L l_{ст}}{\mu_{доп} s_{ст}}} = 8920 \sqrt{\frac{0,12 \cdot 10^{-3} \cdot 18}{160 \cdot 4,54}} = 15 \text{ нав.}$$

7. Изчислява се сечението на проводника при плътност на тока $j = 4 \text{ A/mm}^2$

$$q = \frac{I_0}{j} = \frac{50}{4} = 12,5 \text{ mm}^2.$$

Избира се проводник с диаметър $d = 4,10 \text{ mm}$. Такъв проводник е неудобен за изработването на толкова малък дросел. По-технологично е намотката да се изпълни от пет паралелно свързани проводника с $d = 1,81 \text{ mm}$ и $q = 2,57 \text{ mm}^2$. Тогава $q_1 = 5 \cdot 2,57 = 12,85 \text{ mm}^2$.

8. Изчислява се действителната плътност на тока

$$j_1 = \frac{I_0}{q_1} = \frac{50}{12,85} = 3,89 \text{ A/mm}^2.$$

9. Изчислява се коефициентът на запълване на прозореца на магнитопровода

$$k_3 = \frac{s_w}{s_{проз}} = 5 \frac{\pi d^2 w}{4 B h} = 5 \frac{3,14 \cdot 1,81^2 \cdot 15}{4 \cdot 40 \cdot 25} = 0,19.$$

Намотките ще се поместят свободно в прозореца.

10. Изчислява се дължината на проводника на намотката по геометричните размери на макарата

$$l_m = l_{ст} w = 73 \cdot 15 = 109,5 \text{ cm} \approx 1 \text{ m}.$$

11. Изчислява се съпротивлението на проводника за пет паралелно свързани проводника с $d = 1,81 \text{ mm}$ при съпротивление

на 1000 m, равно на 6,70 Ω .

$$R = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 6,70}{5} = 1,34 \cdot 10^{-3} \Omega < 4 \cdot 10^{-3} \Omega.$$

5.4. ТРАНЗИСТОРНИ ФИЛТРИ

Транзисторните филтри имат съвсем ограничено приложение в практиката, затова тук са разгледани съвсем ориентировъчни.

При транзисторните филтри един от реактивните елементи на П-или П-образния филтър е заменен с транзистор. Според схемата на свързване на транзистора съществуват филтри с колекторен товар, с емитерен товар и с паралелно включен транзистор. Според начина на захранване на базата на транзистора те са с автоматично и с фиксирано преднапрежение.

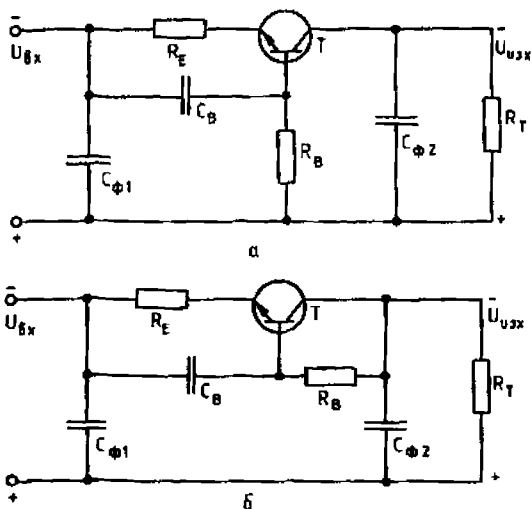
Гонеше в тези схеми транзисторът е псевдореактивен елемент, в него не може да се натрупва енергия, която после да свърща във веригата, и той работи в режим на ограничител в напрежение. Затова на входа на филтъра е абсолютно необходимо да се включва кондензатор, особено при еднофазни и двуфазни токоизправители. Така началният коефициент на пулсации намалява до една приемлива стойност и се създават условия за непрекъснат ток през транзистора.

Филтри с колекторен товар. На фиг. 5.10 а е показан филтър с фиксирано преднапрежение, а на фиг. 5.10 б — филтър с автоматично преднапрежение. И в двете схеми кондензаторите $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ са самостоятелни елементи на П-образния изглаждащ филтър. Транзисторът T и елементите R_E , C_B и R_B са свързани така, че динамичното съпротивление на транзистора нараства много. Това се постига, от една страна, поради нелинейността на колекторната му характеристика и, от друга страна, чрез отрицателната обратна връзка по променливо напрежение, осъществена чрез R_E и C_B .

Филтър с емитерен товар. Схемата му е показана на фиг. 5.11. В нея липсват кондензаторът $C_{\phi 2}$ и емитерният резистор R_E . Понеже изходният импеданс на този филтър е много малък (за да има ефект включването на филтров кондензатор на изхода), неговият капацитет трябва да е

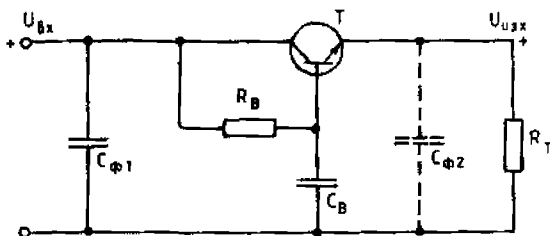
$$(5.32) \quad C_{\phi 2} \cong \frac{C_B}{1 - \alpha} = h_{21E} C_B.$$

Тази стойност е много голяма, затова няма практически смисъл поставянето на такъв кондензатор. Въпреки това кондензаторът $C_{\phi 2}$ се монтира, но с по малък капацитет и затваря веригата на променливите токове, генерирани от консуматора. Също така то



Фиг. 5.10. Транзисторни филтри с колекторен товар

a — филтър с фиксирано преднапрежение; *б* — филтър с автоматично преднапрежение

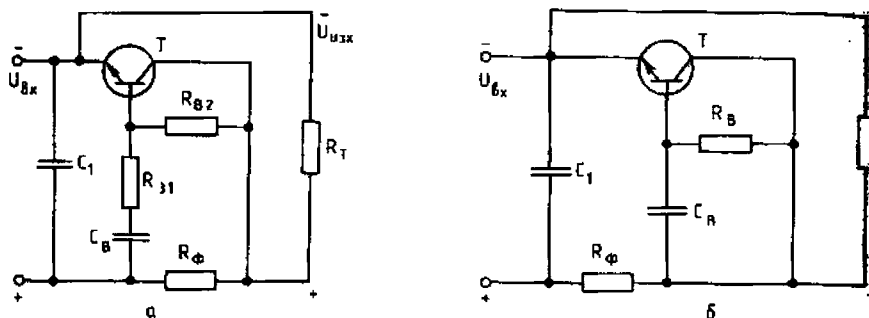


Фиг. 5.11. Транзисторен филтър с емитерен товар

зи кондензатор увеличава устойчивостта на филтъра срещу самовъзбуждане.

Филтри с паралелно включване на транзистора. На фиг. 5.12 са показани два филтъра с паралелно свързване на транзистора, който в случая имитира действието на кондензатор. Използват се при малки стойности на напреженията и големи изходни токове.

На фиг. 5.12 *a* е показан филтър с управление от входа. Действието му е следното. Кондензаторът C_1 извършва предварителното филтриране на входното напрежение и довежда пулсациите му до допустима за работата на RT -филтъра стойност. Резисторът R_ϕ и транзисторът T образуват второто филтрово звено — Γ -образен RT -филтър. През резистора R_{B2} протича по-



Фиг. 5.12. Филтри с паралелно включване на транзистора
 а — филтър с управление от входа; б — филтър с управление от изхода

стоянен базов ток, който определя работната точка на транзистора и средния му колекторен ток. През веригата C_B, R_{B1} променливата съставка на входното напрежение се подава на базата на транзистора T и предизвиква синфазно изменение на колекторния му ток. Промяната на колекторния ток предизвиква промяна на пада на напрежение върху резистора R_Φ . Ако елементите на схемата се изчислят така, че $\Delta U_{R_\Phi} = \Delta E_{вх}$, пулсациите на входното напрежение се неутрализират от динамичния пад на напрежение върху резистора R_Φ .

На фиг. 5.12 б е показан филтър с управление от изхода. Действието му е аналогично на филтъра с управление от входа. Разликата е в това, че променливотоковият сигнал за базовата верига на транзистора се взема след резистора R_Φ — от изхода на филтъра. Промяната на изходното напрежение вследствие на пулсациите предизвиква промяна на колекторния ток на транзистора. Тази промяна на тока създава промяна на пада на напрежение върху резистора R_Φ което е противофазно на напрежението на пулсациите на изхода.

Транзисторните филтри нямат практическо приложение. Това се дължи на широкото използване на електронните стабилизатори на напрежение, които имат и филтриращо действие.

Глава шеста

МРЕЖОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ

6.1. ОБЩИ ПОЛОЖЕНИЯ

Голяма част от токозахранващите устройства се изработват с мрежови трансформатори. Най-често това са устройства със

съвсем малка мощност — до 10 W, или със средна мощност — над 500 W. В този случай трансформаторът изпълнява няколко функции — разделя галванично мрежата от веригата на изправеното напрежение, трансформира мрежовото напрежение до необходимата за вентилната група стойност и при необходимост променя броя на фазите на захранващата мрежа.

При включване и изключване на трансформатора в него възникват преходни процеси. Те оказват влияние върху работата на токоизправителя и не могат да се пренебрегнат.

Преходен процес при включване на празен ход Ако в момента на включване напрежението на мрежата преминава през максимума си, намагнитващият ток на трансформатора е нула (поради индуктивния му характер), което е неговата установена стойност за момента и трансформаторът заработва веднага в установен режим. Ако трансформаторът се включи, когато напрежението на мрежата преминава през нулата, се развива преходен процес, съпроводен с аperiodично протичащ затихващ токов удар. Началният намагнитващ ток може да достигне стойност, 20÷30 пъти по-голяма от номиналния намагнитващ ток. Тази стойност не е опасна за трансформатора, понеже затихва бързо, а трансформаторът има голяма маса и голяма топлинна инертност. Този ток обаче може да изключи токовата защита на токозахранващото устройство. Токът удар се отразява неблагоприятно и на захранващата мрежа и чрез нея може да смущава други електрични апаратури, работещи в близост до включваната. През време на този тежък преходен процес се получава двукратно повишаване на амплитудата на вторичното напрежение $E_{2 \max}$. Това трябва да се има предвид при избора на електрическите вентили в токоизправителите.

Преходен процес при внезапно късо съединение. При внезапно късо съединение (възникващо за изключително кратко време) в трансформатора се развива преходен процес, през време на който протича ток, многократно по-голям от трайния ток на късо съединение $I_{кк} = \frac{U_1}{z_{кк}}$. Този ток има аperiodично затихващ характер до достигане на установената си стойност.

6.2. АНАЛИТИЧЕН МЕТОД ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА МРЕЖОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ ЗА ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА

Съществуват много различни методи за изчисляване на трансформаторите. При всички от тях се използват едни и същи изходни данни, а именно:

- първично напрежение на захранващата мрежа U_1 ;
- напрежения на вторичните намотки U_2, U_3, \dots, U_n ;
- токове на вторичните намотки I_2, I_3, \dots, I_n ;
- пълна изчислителна мощност на трансформатора P_n ;

- честота на захранващата мрежа $f_{\text{мр}}$;
- максимална температура на околната среда t_0° ;
- допустима температура на нагряване на трансформатора t_1° .

За мрежови трансформатори с мощност до 2 kVA добра точност при проектирането се получава чрез използването на следния метод.

1. Определяне на сечението на магнитопровода

$$(6.1) \quad s_{\text{ст}} = k \sqrt{P_{\text{н}}}, \text{ cm}^2.$$

Тук k е коефициент, който приема различни стойности:

$k = 0,98 \div 1,25$ — за еднофазен трансформатор с Ш-образен магнитопровод броневия тип;

$k = 0,7$ — за П-образен магнитопровод на еднофазен трансформатор колонен тип, бобинирано само едното бедро;

$k = 0,5$ — за еднофазен трансформатор с П-образен магнитопровод, бобинирани двете бедра;

$k = 0,4$ — за трифазен трансформатор.

С $P_{\text{н}}$ е означена изчислителната мощност на трансформатора във волт-ампери. При многовамотъчните трансформатори това е сумата от мощностите на всички вторични намотки. При трифазните трансформатори $P_{\text{н}}$ е сумата от мощностите на трите фази. Когато трансформаторът захранва токоизправителна схема, $P_{\text{н}}$ е изчислителната мощност, получена при изчисляване на съответната схема на токоизправител и при съответния режим на работа.

Коефициентът k има посочените по-горе стойности при магнитна индукция $B_{\text{max}} = 1,2$ Т. Ако трансформаторът трябва да работи при друга магнитна индукция $B_{1\text{max}}$, коефициентът се преизчислява по формулата

$$(6.2) \quad k_1 = \frac{1,2}{B_{1\text{max}}} k.$$

2. Определяне на широчината b на магнитопровода. Желателно е магнитопроводът да има квадратна форма на напречното си сечение. Тогава страната на квадрата е

$$(6.3) \quad b_{\text{max}} = \sqrt{s_{\text{ст}}} \text{ cm.}$$

Ако не е възможно да се постигне квадратна форма със стандартните размери на ламелите, предпочита се правоъгълна форма с по-голяма дебелина на пакета от ламели, но не превишаваща 1,5 пъти широчината му. В такъв случай минималната широчина на магнитопровода е

$$(6.4) \quad b_{\text{min}} = \sqrt{\frac{s_{\text{ст}}}{1,5}} = 0,82 \sqrt{s_{\text{ст}}}, \text{ cm.}$$

Избира се стандартна широчина b , която е $b_{\min} < b < b_{\max}$.

При изчисляване на размера на магнитопровода трябва да се има предвид дебелината на изолацията между ламелите и оттам сечението на магнитопровода, т.е. дебелината на пакета от ламели трябва да се увеличи с $5 \div 10\%$.

3. Изчисляване на броя на навивките. Основната формула, използвана за това, е

$$(6.5) \quad E = 4,44 f w s_{\text{ст}} B_{\text{max}}, V.$$

При $f = 50 \text{ Hz}$

$$(6.6) \quad w = 45 \frac{E}{s_{\text{ст}} B_{\text{max}}}.$$

За компенсиране на пада на напрежението в намотките обикновено навивките на вторичната намотка се увеличават с $5 \div 10\%$.

4. Изчисляване на тока в намотките. Токът през i -тата намотка, ако не е зададен предварително, е

$$(6.7) \quad I_i = \frac{P_i}{U_i}.$$

Поради наличие на загуби в трансформатора токът през първичната намотка се увеличава с $5 \div 10\%$.

5. Изчисляване на диаметъра на проводниците без изолацията. Диаметърът d на проводника зависи от ефективната стойност на тока I и от неговата плътност j

$$(6.8) \quad d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{j}},$$

където I е ефективната стойност на тока, А;

j — плътността на тока, А/мм²;

d — диаметърът на проводника, мм.

Плътността на тока се избира. Тя може да варира в широки граници — от 1 до 6 А/мм². Тя зависи от мощността на трансформатора, неговите размери, начина на охлаждане, допустимото му прегряване и пр. За малки трансформатори до 100 W, изработени от стандартни пакети ламели, за средна плътност на тока се препоръчва 2,5 А/мм². След като се изчисли диаметърът на проводника, се избира най-близката стандартна стойност. След това се изчислява действителната плътност на тока. Това се прави за всяка намотка поотделно по формулата

$$(6.9) \quad j_i = j \frac{d^2_{\text{изчислено}}}{d^2_{\text{избрано}}}.$$

6. Изчисляване на коефициента на запълване на прозореца на магнитопровода. Коефициентът на запълване е

$$(6.10) \quad k_3 = \frac{s_M}{s_{\text{проз}}},$$

където $s_{\text{проз}}$ е площта на прозореца, mm^2 ;

s_M — сечението на проводниците на намотките, mm^2 .
То се изчислява по формулата

$$(6.11) \quad s_M = \frac{\pi}{4} (w_1 d_1^2 + w_2 d_2^2 + \dots + w_n d_n^2),$$

където w_1, w_2, \dots, w_n са броят на навивките на съответните намотки;

d_1, d_2, \dots, d_n — диаметрите на проводниците на съответните намотки, mm .

За намотка от кръгъл проводник с емайлова изолация коефициентът на запълване има оптимална стойност $k_3 = 0,3 \div 0,35$

7. Изчисляване на масата на употребената мед и загубите в нея. За i -тата намотка масата на медта е

$$(6.12) \quad G_{Mi} = 10^{-5} \gamma_M l_{\text{ср}} w_i q_i, \text{ kg } (i=1, 2, \dots, n),$$

където $\gamma_M = 8,9 \text{ g/cm}^3$ е плътността на медта;

$l_{\text{ср}}$ — средната дължина на една навивка;

w_i — броят на навивките на i -тата намотка

q_i — сечението на проводника, mm^2 .

Загубите в медта при средна работна температура 75°C се изчисляват по формулата

$$(6.13) \quad P_M = 2,4 \sum_{i=1}^n j_i^2 G_{Mi}, \text{ W.}$$

8. Изчисляване на загубите в магнитопровода. Извършва се по формулата

$$(6.14) \quad P_{\text{ст}} = p_{\text{ст}} B_{\text{max}}^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} G_{\text{ст}}, \text{ W,}$$

където $p_{\text{ст}}$ са специфичните загуби на феромагнитния материал при честота 50 Hz и магнитна индукция $B_{\text{max}} = 1'$ (за най-често употребяваните електротехнически стомани $p_{\text{ст}}$ е в границите $1 \div 5 \text{ W/kg}$);

B_{max} — максималната магнитна индукция, T ;

f — работната честота на трансформатора, Hz ;

$G_{\text{ст}}$ — масата на магнитопровода, kg .

Масата на магнитопровода се изчислява по формулата

$$(6.15) \quad G_{\text{ст}} = 10^{-3} \gamma_{\text{ст}} V_{\text{ст}}, \text{ kg},$$

където $\gamma_{\text{ст}} = 7,8 \text{ g/cm}^3$ е плътността на стоманата;

$V_{\text{ст}}$ — обемът на стоманения магнитопровод, cm^3 .

Обемът на магнитопровода се отчита от таблици или се изчислява от геометричните му размери.

9. Изчисляване на коефициента на полезно действие на трансформатора

$$(6.16) \quad \eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н}} + P_{\text{м}} + P_{\text{ст}}}.$$

10. Изчисляване на прегряването на трансформатора

Температурата, до която се нагрива повърхността на трансформатора, е

$$(6.17) \quad t^{\circ} = t_0^{\circ} + \frac{P_{\text{м}} + P_{\text{ст}}}{\alpha_t s_{\text{охл}}}, \text{ }^{\circ}\text{C},$$

където t_0° е температурата на околната среда;

$\alpha_t = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^2\text{deg}$ — коефициентът на топлоотдаване;

$s_{\text{охл}}$ — охлаждащата повърхност на целия трансформатор (изчислява се от геометричните му размери).

Температурата на най-нагрятата точка на трансформатора превишава температурата на повърхността му с $10 \div 15^{\circ}\text{C}$ и това трябва да се има предвид.

Пример 6.1. Да се изчисли еднофазен двунамотъчен трансформатор със следните данни: напрежение на захранващата мрежа $U_1 = 220 \text{ V}$, вторично напрежение $U_2 = 18 \text{ V}$, вторичен ток $I_2 = 3 \text{ A}$, характер на товара — активен, честота на захранващата мрежа $f = 50 \text{ Hz}$, температура на околната среда 45°C , допустима температура на прегряване на трансформатора $\Delta t^{\circ} = 55^{\circ}\text{C}$.

Изчисление

1. Изчислителната мощност на трансформатора е

$$P_{\text{н}} = U_2 I_2 = 18 \cdot 3 = 54 \text{ W}.$$

2. Избира се III-образен магнитопровод (бронев тип).

3. Избира се максимална магнитна индукция $B_{\text{max}} = 1,2 \text{ T}$.

4. Определя се сечението на магнитопровода (6.1)

$$S_{\text{ст}} = \sqrt{P_{\text{н}}} = \sqrt{54} = 7,35 \text{ cm}^2.$$

5. Изчисляват се максималната и минималната широчина на ламелите на магнитопровода (6.3), (6.4)

$$b_{\max} = \sqrt{s_{\text{ст}}} = \sqrt{7,35} = 2,71 \text{ cm};$$

$$b_{\min} = \sqrt{\frac{s_{\text{ст}}}{1,5}} = \sqrt{\frac{7,35}{1,5}} = 2,21 \text{ cm}.$$

6. Избира се подходящ стандартен пакет ламели. В случая това е Ш24×36 с широчина на ламелата $y_1 = 24 \text{ mm}$ (средна между b_{\max} и b_{\min}) и сечение на пакета $s_{\text{ст}} = 7,61 \text{ cm}^2$.

Изчисленията се провеждат за това сечение.

7. Изчислява се броят на навивките (6.6):

а) за първичната намотка

$$w_1 = 45 \frac{U_1}{s_{\text{ст}} B_{\max}} = 45 \frac{220}{7,61 \cdot 1,2} = 1084 \text{ нав.};$$

б) за вторичната намотка

$$w_2' = 45 \frac{U_2}{s_{\text{ст}} B_{\max}} = 45 \frac{18}{7,61 \cdot 1,2} = 89 \text{ нав.}$$

За компенсирание на пада на напрежението в трансформатора навивките на вторичната намотка се увеличават с 10%

$$w_2 = 1,1 w_2' = 1,1 \cdot 89 = 98 \text{ нав.}$$

8. Изчислява се токът през първичната намотка (6.7)

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} = \frac{1,1 P_{\text{н}}}{U_1} = \frac{1,1 \cdot 54}{220} = 0,27 \text{ A}.$$

Тук мощността на първичната намотка е увеличена с 10% спрямо изчислителната мощност на трансформатора поради наличието на загуби в него.

9. Токът през вторичната намотка е зададен и не се изчислява,

$$I_2 = 3 \text{ A}.$$

10. Изчислява се диаметърът на проводниците без изолация при избрана плътност на тока $j_1 = j_2 = 2,5 \text{ A/mm}^2$

а) за първичната намотка

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_1}{j_1}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,27}{2,5}} = 0,37 \text{ mm}.$$

От таблица се избира най-близкият стандартен диаметър $d_1 = 0,38 \text{ mm}$.

Действителната плътност на тока през първичната намотка е (6.9)

$$j_1 = j'_1 = \frac{d_{\text{изчислено}}^2}{d_{\text{избрано}}^2} = 2,5 \frac{0,37^2}{0,38^2} = 2,36 \text{ A/mm}^2;$$

б) за вторичната намотка

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{j_1}{j_2}} = 1,13 \sqrt{\frac{3}{2,5}} = 1,24 \text{ mm.}$$

Избира се проводник с диаметър $d_2 = 1,25$ mm. Действителната плътност на тока през вторичната намотка е

$$j_2 = j'_2 = \frac{d_{\text{изчислено}}^2}{d_{\text{избрано}}^2} = 2,5 \frac{1,24^2}{1,25^2} = 2,45 \text{ A/mm}^2.$$

11. Изчислява се общото сечение на проводниците в намотките (6.11)

$$s_M = \frac{\pi}{4} (w_1 d_1^2 + w_2 d_2^2) = \frac{3,14}{4} (1084 \cdot 0,38^2 + 98,1,25^2) = 243 \text{ mm}^2.$$

12. Изчислява се коефициентът на запълване на прозореца на магнитопровода (6.10)

$$k_3 = \frac{s_M}{s_{\text{проз}}} = \frac{243}{36 \cdot 12} = 0,56.$$

Тази стойност е недопустимо голяма и означава, че практически е невъзможно проводниците да се съберат в прозореца на избрания магнитопровод. Затова се избира следващият по-голям размер пакет с приблизително същото сечение. В случая това е Ш30×30 с $s_{\text{ст}} = 7,92 \text{ cm}^2$.

Изчисленията по т. 7, 11 и 12 се повтарят с новите данни

$$7. \quad w_1 = \frac{290 \cdot 45}{7,92 \cdot 1,2} = 1042 \text{ нав.};$$

$$w_2 = \frac{18 \cdot 45}{7,92 \cdot 1,2} = 85 \text{ нав.};$$

$$w_2 = 1,1 \cdot 85 = 94 \text{ нав.}$$

$$11. \quad s_M = \frac{3,14}{4} (1042 \cdot 0,38^2 + 94 \cdot 1,25^2) = 234 \text{ mm}^2.$$

$$12. \quad k_3 = \frac{s_M}{s_{\text{проз}}} = \frac{234}{45 \cdot 15} = 0,35.$$

Тази стойност на коефициента на запълване е допустима.

13. Изчислява се масата на медта в трансформатора (6.12)

$$G_{м1} = 10^{-5} \gamma_{м1} l_{ср1} w_1 q_1 = 10^{-5} \cdot 8,9 \cdot 15 \cdot 1042 \cdot 0,1134 = 0,158 \text{ kg};$$

$$G_{м2} = 10^{-5} \gamma_{м2} l_{ср2} w_2 q_2 = 10^{-5} \cdot 8,9 \cdot 21 \cdot 94 \cdot 1,227 = 0,216 \text{ kg}.$$

14. Изчисляват се загубите в медта (6.13)

$$P_{м} = 2,4 (j_1^2 G_{м1} + j_2^2 G_{м2}) = 2,4 (2,37^2 \cdot 0,158 + 2,46^2 \cdot 0,216) = 5,26 \text{ W}.$$

15. Изчислява се масата на магнитопровода (6.15)

$$G_{ст} = 10^{-3} \gamma_{ст} V_{ст} = 10^{-3} \cdot 7,8 \cdot 162 = 1,26 \text{ kg}.$$

16. Изчисляват се загубите в магнитопровода (6.14)

$$P_{ст} = p_{ст} B_{\max}^2 \left(\frac{l}{50} \right)^{1,3} G_{ст} = 2 \cdot 1,2^2 \cdot 1^{1,3} \cdot 1,26 = 3,63 \text{ W}.$$

17. Изчислява се коефициентът на полезно действие на трансформатора (6.16)

$$\eta = \frac{P_{и}}{P_{и} + P_{м} + P_{ст}} = \frac{54}{54 + 5,26 + 3,63} = 0,86.$$

18. Изчислява се температурата на повърхността на трансформатора (6.17)

$$t^{\circ} = t_{\theta}^{\circ} + \frac{P_{м} + P_{ст}}{\alpha_{1\text{охл}}} = 45 \frac{5,26 + 3,66}{1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 360} = 71,3^{\circ}\text{C}.$$

Прегряването на повърхността на трансформатора е $26,3^{\circ}\text{C}$. Най-нагрялата точка в дълбочина ще има температура на прегряване $\Delta t^{\circ} = 26,3 + 15 = 41,3^{\circ}\text{C}$ — по-малко от зададената допустима стойност 55°C .

6.3. ПРИБЛИЗИТЕЛНО (СЪКРАТЕНО) ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА МАЛОМОЩЕН ТРАНСФОРМАТОР

Еднофазни трансформатори с мощност до 50 VA. Изчисленията могат да се извършат по опростен метод, когато се проектира единична бройка трансформатор за неотговорен случай. При приета максимална стойност на магнитната индукция $B_{\max} = 1\text{T}$ се определят:

— сечението на магнитопровода

$$(6.18) \quad s_{ст} = \sqrt{P_{и}}, \text{ cm}^2;$$

— броят на навивките на намотките

$$(6.19) \quad w_1 = 48 \frac{U_1}{s_{ст}} ;$$

$$(6.20) \quad w_2 = 52 \frac{U_2}{s_{ст}} ;$$

— диаметрите на проводниците

$$(6.21) \quad d = 0,7 \sqrt{I}, \text{ mm.}$$

Коефициентът на запълване на прозореца на магнитопровода и прегряването на трансформатора не се изчисляват.

Изчисляване на трансформатор по номограми. За предварително изчисляване на маломощни трансформатори или за единични неотговорни случаи могат да се използват номограми. Те са построени на базата на опростените методи за изчисление и дават приблизителни резултати със задоволителна точност.

На фиг. 6.1 е дадена номограма, която важи за следните изходни данни: $f = 50 \text{ Hz}$, сечение на магнитопровода $s_{ст} = 1,25 \sqrt{P_n}$, навивки на волт $w_0 = \frac{36}{B_{max} P_n}$ и диаметър на проводниците $d =$

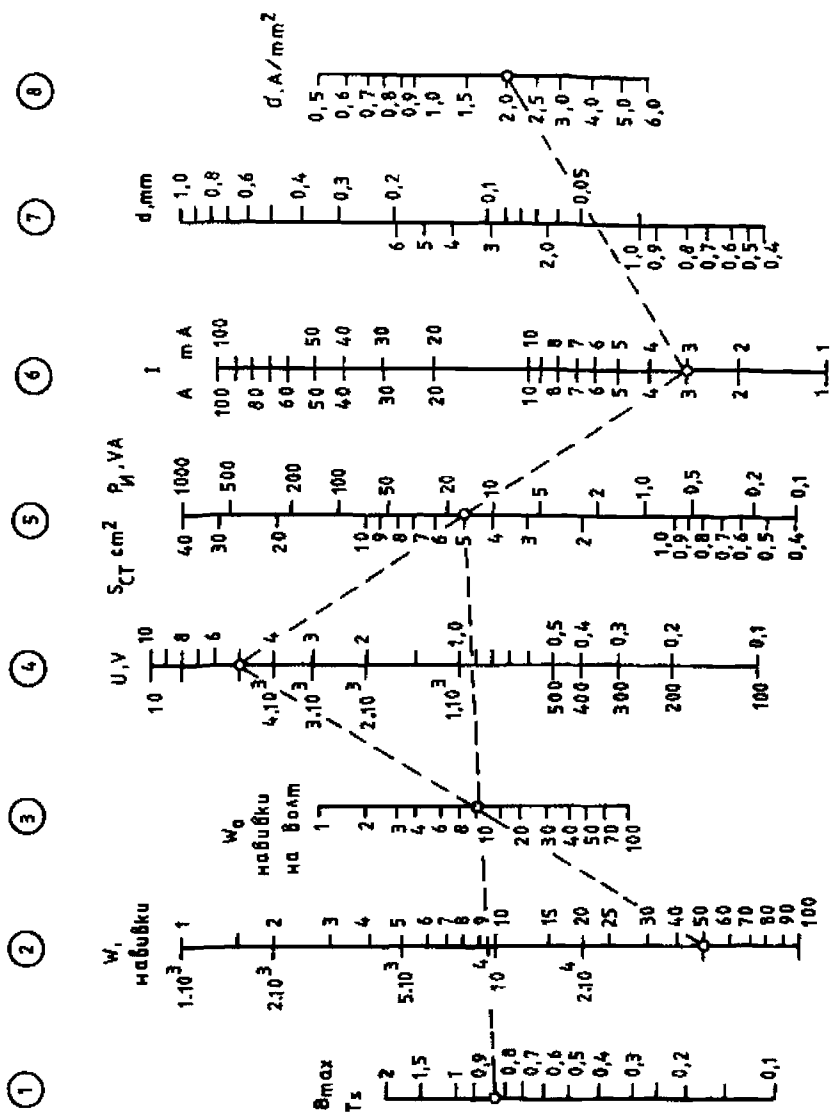
$= 1,13 \sqrt{\frac{I}{J}}$, mm. Ползуването на номограмата за изчисляване на маломощен трансформатор е илюстрирано с пример, показан с шрихова линия на фигурата и описан по-долу.

Пример 6.2. Да се изчисли трансформатор с вторично напрежение $U_2 = 5 \text{ V}$ и ток $I_2 = 3 \text{ A}$.

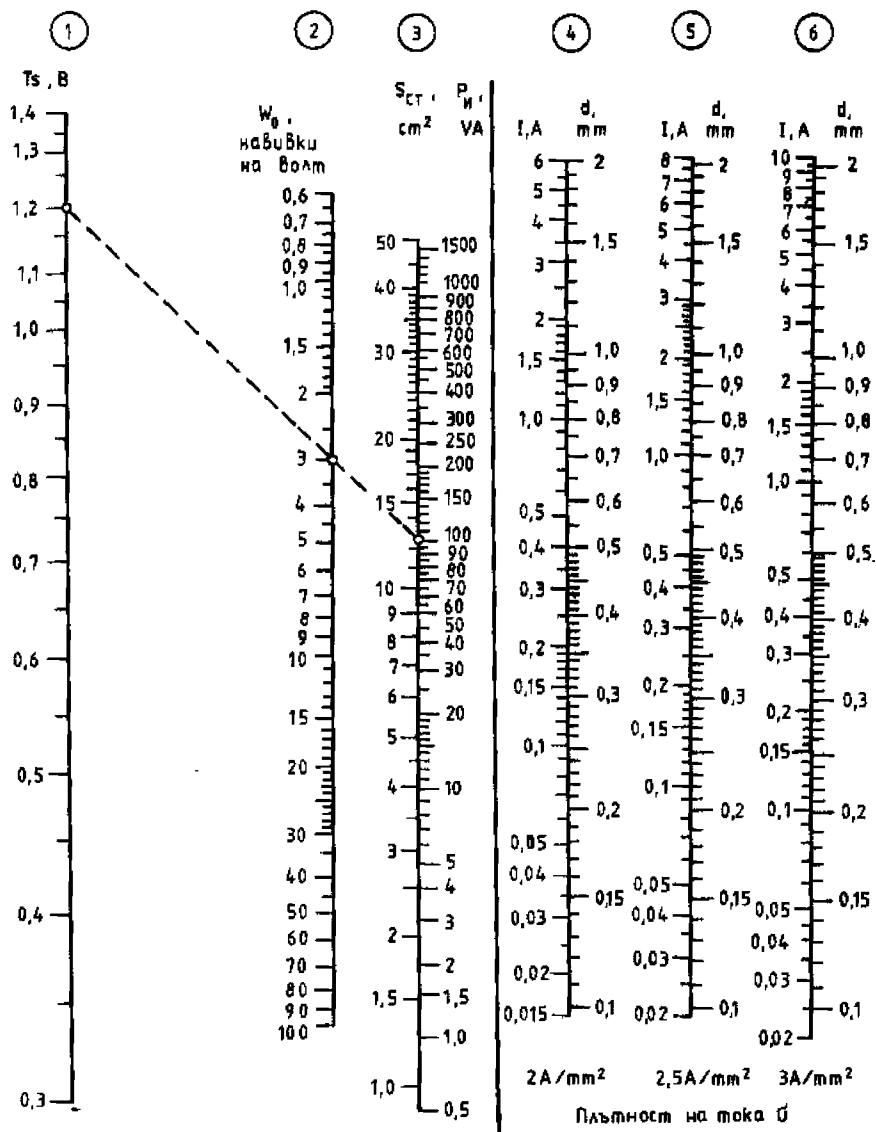
Изчисление

Избира се плътността на тока във вторичната намотка върху скала 8 ($2,0 \text{ A/mm}^2$). Тази точка се съединява посредством права линия с точката, съответстваща на стойността на тока I_2 (3 A) върху скала 6. Върху скала 7, на пресечната точка с тази линия, се отчита диаметърът на проводника, в случая 1,5 mm. Лявата страна на скала 7 се използва за стойностите на токовете от лявата страна на скала 6 (в амperi). Дясната страна на скала 7 се използва за стойностите на токовете от дясната страна на скала 6 (в милиамperi).

След определяне на диаметъра на проводника на вторичната намотка, съединява се точката, съответстваща на стойността на тока I_2 (скала 6), с точката, отговаряща на напрежението U_n (скала 4). Пресечната точка на тази линия със скала 5 определя мощността на трансформатора и сечението на магнитопровода, в случая $P_n = 15 \text{ VA}$ и $s_{ст} = 5 \text{ cm}^2$. Като се прекара права линия



между пресечната точка от скала 5 и избраната стойност и магнитната индукция върху скала 1, от пресечната ѝ точка съ скала 3 се определя броят навивки на един волт напрежение случая $w_0=10$. Прекарването на права линия през точките на w (скала 3) и на U_2 (скала 4) показва върху скала 2 броя на навивките за даденото напрежение, в случая $w_2=50$.



Фиг. 6.2. Опростена номограма за изчисляване на трансформатори

Ако трансформаторът е многонамотъчен, изчисленията се провеждат за всяка вторична намотка поотделно, като при определянето на P_{II} и S_{CT} се взема сумарната мощност от всички вторични намотки.

За напрежения до 10 V се използват стойностите от десните страни на скали 2 и 4, а за напрежения над 100 V — стойностите от левите страни на същите скали. Тъй като зависимостите са правопропорционални, десните страни на същите скали могат да се умножават с общ мащабен коефициент 10^n , където n е цяло число. В случая левите скали са получени при умножаване с коефициент, равен на 10^3 .

При скали 6 и 7 има същото съответствие — лявата страна на скала 6 отговаря на лявата страна на скала 7, а дясната страна на скала 6 отговаря на дясната страна на скала 7.

На фиг. 6.2 е показана номограма за още по-опростено изчисляване на трансформатори. При нея аналитично се определя изчислителната мощност на трансформатора, равна на сумата от мощностите на всички вторични намотки:

$$(6.22) \quad P_n = U_2 I_2 + U_2'' I_2'' + \dots + U_2^{(n)} I_2^{(n)}.$$

От получената стойност върху скала 3 направо се отчита сечението на магнитопровода $S_{ст}$. Като се съедини с права линия точката на мощността (в разглеждания пример 100 VA) с точката на стойността на избраната магнитна индукция от скала 1 (в случая 1,2 T), от пресечната точка на тази линия със скала 2 се получава броят на навивките за напрежение един волт — в случая $w_0 = 3$.

Броят на навивките за всяка намотка се изчислява по формулата

$$(6.23) \quad w_n = w_0 U_n.$$

Диаметърът на проводника за дадена намотка се отчита направо от скали 4, 5 или 6 в зависимост от избраната плътност на тока. Не се проверява коефициентът на запълване на прозора на магнитопровода.

Изчисляването на трансформатори по номограми е бързо, лесно и просто, но с малка точност (приблизително). Затова този метод се използва за предварително, ориентировъчно изчисляване или за изчисляване при ремонт на изгорял трансформатор. Във всички други случаи се използват по-точните аналитични методи, което може да бъде улеснено с помощта на компютър.

Глава седма

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО В ПРОМЕНЛИВО НАПРЕЖЕНИЕ

Преобразувателите на постоянно в променливо напрежение (инверторите) са предназначени да захранват определен клас

консуматори, изискващи променливотоково захранване. Тук се разглеждат само еднофазните инвертори с изходна мощност до 500 VA. Съгласно СТ СИБ 501—77 устройства с тази изходна мощност се класифицират като маломощни и средномощни.

7.1. ПРИНЦИП НА РАБОТА

В най-общ случай необходимото променливо напрежение върху товара се получава чрез използването на управляеми полупроводникови прибори (транзистори, тиристори и др.). За всеки полупериод на желаното изходно напрежение постоянното захранващо напрежение се превключва с редуваща се противоположна полярност към товара и през него протича променлив ток. Според областта на приложение най-подходящи полупроводникови прибори за този клас устройства са транзисторите, поради което тук са разгледани само транзисторните инвертори.

Консуматорът може да се захранва пряко — без използване на трансформатор, или непряко — с използване на изходен трансформатор.

Основните параметри на изходното променливо напрежение са:
— номинална стойност, която се оценява в ефективни единици; известно е, че само при синусоидните величини важат зависимостите

$$(7.1) \quad \frac{U_{\max}}{U_{\text{eff}}} = 1,41;$$

$$(7.2) \quad \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{cp}}} = 1,11.$$

При несинусоидните величини амплитудната, ефективната и средната стойност на дадена величина в най-общ случай са в друга зависимост една спрямо друга. Поради тази причина прякото използване на най-разпространените електроизмервателни уреди — от магнитоелектрическата и детекторна система, не дава точни резултати при измерване. Например при променливи напрежения и токове със симетрична правоъгълна форма посочените по-горе стойности са равни помежду си;

— допустимо отклонение на напрежението от номиналната му стойност;

— номинална стойност на честотата с допустимо отклонение от номиналната стойност;

— форма на кривата на напрежението, която се оценява с коефициента на нелинейни изкривявания:

$$(7.3) \quad k_{\text{ин}} = \sqrt{\frac{U^2 - U_1^2}{U_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}{U_1^2}}$$

- където U е ефективната стойност на цялата крива на напрежението;
- U_1 — ефективната стойност на напрежението на първия хармоник;
- U_i — ефективната стойност на напрежението на произволен съществуващ висш хармоник;
- i — поредният номер на хармоника.

7.2. СПОМАГАТЕЛНИ ПАРАМЕТРИ НА ИНВЕРТОРИТЕ

Те са:

— характер на товара, оценяван чрез фактора на мощността $\cos \varphi$;

— коефициент на полезно действие к. п. д. (η);

— относителна тегловна мощност $p_G = \frac{P_{\text{виз}}}{G}$, $\frac{VA}{kg}$, където G е масата на инвертора;

— относителна обемна мощност $p_V = \frac{P_{\text{виз}}}{V}$, $\frac{VA}{dm^3}$, където V е обемът на инвертора.

— условия за работа, транспортиране и съхранение, като температура на околната среда, относителна влажност, атмосферно налягане и др.

7.3. КЛАСИФИКАЦИЯ НА ИНВЕРТОРИТЕ

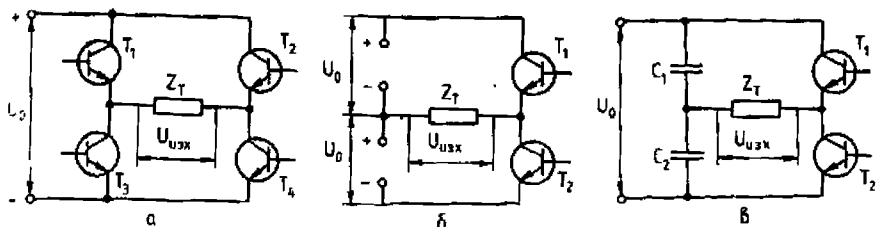
Според начина на управление на транзисторите от силовата верига инверторите биват:

а) с външно (независимо) управление — управляващите сигнали се получават от независими устройства или схеми, които съдват и поддържат закона за управление на транзисторите;

б) със самовъзбуждане — управляващите сигнали се получават чрез използване на трансформаторна или автотрансформаторна положителна обратна връзка за управление на транзисторите.

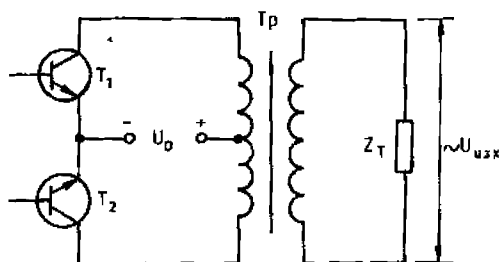
Според начина на прилагане на изходното напрежение върху товара инверторите биват:

а) с пряко съзвъзване (фиг. 7.1);



Фиг. 7.1. Схеми на силовите вериги на инвертори: с пряко прилагане на изходното напрежение към товара

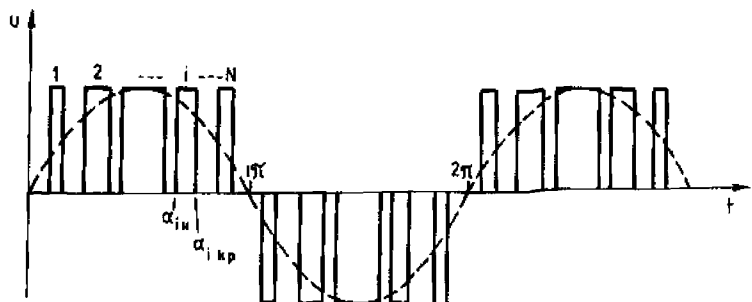
а — мостова схема; б — схема с разделни захранващи източници; в — полумостова схема



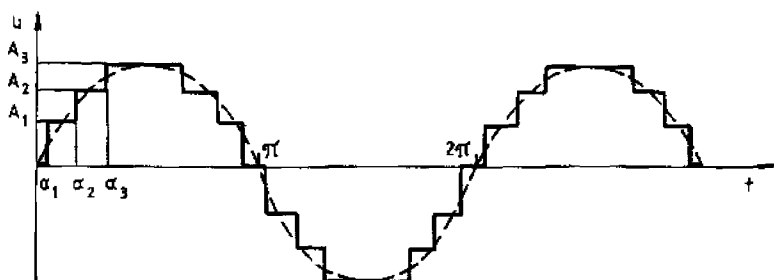
Фиг. 7.2. Силовата верига на инвертор с прилагане на изходното напрежение чрез трансформатор по схема със среден извод на първичната намотка

б) с непряко свързване (фиг. 7.2) — чрез употреба на трансформатор за съгласуване на стойността на входното U_0 и изходното $U_{изх}$ напрежение и за осигуряване на галванично разделяне на входната и изходната верига на инвертора. Първичната намотка на трансформатора може да се свърже между точките, към които се свързва товарът от схемите на фиг. 7.1, а товарът се свързва към вторичната намотка на трансформатора. Често срещан вариант е използването на трансформатор с първична намотка, изпълнена по т. нар. схема със среден извод (фиг. 7.2).

Във всички изброени досега схеми на силовите вериги се има предвид работа на транзисторите в ключов режим — отпуснени, т. е. най-доброто провеждащо за дадените условия състояние, и запушени, т. е. стабилно непровеждащо състояние. При този режим, като се спазват необходимите продължителности и последователността на преминаването от едно състояние в друго, транзисторите позволяват прилагане върху товара на променливо напрежение с правоъгълна форма. Ключовият режим на работа осигурява минимални загуби върху работещите транзистори, но формата на получаваното напрежение не отговаря на потребностите на много консуматори. Поради това често се предприемат мерки за подобряване на формата на изходното напрежение, респ.



Фиг. 7.3. Широчинно-импулсна модулация (ШИМ) по синусоиден закон — еднополярна (трипозиционна) функция
 $\alpha_{1н}$ — начална фаза на импулса; $\alpha_{1кр}$ — крайна фаза на импулса



Фиг. 7.4 Амплитудно-импулсна модулация (АИМ) по синусоиден закон
 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ — начални фази на напрежението; A_1, A_2, A_3 — амплитуди на напрежението

за подобряване на неговия хармоничен състав. Като основен подход за това се смята прилагането на изходни LC-филтри, чиято мощност на реактивните елементи е право пропорционална на ефективната стойност на напрежението на висшите хармоници и обратно пропорционална на тяхната честота.

Друг подход е прилагане в силовите вериги на инверторите за импулсни модулации — широчинна (или честотна), показана на фиг. 7.3, и амплитудна, показана на фиг. 7.4, както и на комбинация от тях при запазване на ключов режим на работа на транзисторите. При спазване на определени закони на работа могат да се получат напрежения, от спектъра на които гарантирано са изключени точно определен брой висши хармоници. С подобно напрежение могат да бъдат захранени голям брой консуматори, които не предявяват особени изисквания към спектралния състав на захранващото ги напрежение. В случай на употреба на филтри техните маса и размери, респ. и цената им, са значително по-ниски в сравнение с филтрите за чисто правотъгълно напрежение.

Поради сложността на системите за управление на инвертори ви голямото многообразие на схеми и принципи, които позволяват създаването и поддържането на закона за управление на силовите транзистори, тук ще бъдат разгледани предимно силовите вериги на инверторите и изискванията, които те предявяват към системите и схемите за тяхното управление.

7.4. ПРОЕКТИРАНЕ НА ТРАНЗИСТОРНИ ИНВЕРТОРИ

7.4.1. Изходни данни за изчисляване на инверторите

Те са:

- а) номинална стойност U_0 и допустимо отклонение на постоянното захранващо напрежение;
- б) номинални стойности на изходното напрежение и изходния ток;
- в) честота на изходното напрежение;
- г) параметри на околната среда — температура, влажност на въздуха и атмосферно налягане.

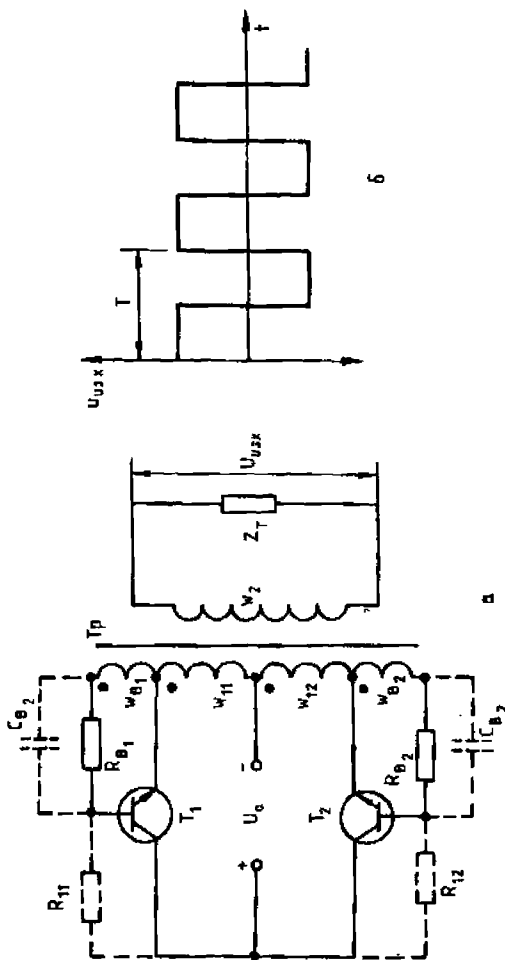
7.4.2. Последователност на изчисляване на инвертор със самовъзбуждане

Инверторите със самовъзбуждане имат следните общи характеристики:

- а) прилагат се за сравнително малки изходни мощности — до няколко десетки волт-ампера;
- б) изискват използването на трансформатор;
- в) наличието на трансформатор позволява използването както на мостова схема на силовата верига, така и на схема със среден извод на първичната намотка;
- г) инверторите със самовъзбуждане са устойчиви на късо съединение в изхода си поради това, че в този случай се прекратяват автогенерациите на преобразувателя, защото не се подават управляващи сигнали към силовите транзистори.

7.4.3. Принцип на действие

Инверторите със самовъзбуждане се конструират с трансформатори, чиито магнитопроводи са от материал с правоъгълен хистерезисен цикъл. За правоъгълна се счита онази хистерезисна крива, за която е в сила съотношението



Фиг. 7.5. Инвертор със самовъзбуждане по автотрансформаторна схема със среден извод

$$(7.4) \quad \frac{B_r}{B_{sat}} \geq 0,9,$$

където B_{sat} е магнитната индукция на насищане;
 B_r — остатъчната магнитна индукция.

Благодарение на това свойство на магнитопровода се осъществява сигурна и икономична работа както на мостовата схема, така и на схемата със среден извод.

На фиг. 7.5а е показан вариант на инвертор със самовъзбуждане по схема със среден извод. Това, че транзисторите имат общ колектор, опростява конструкцията на радиаторите и уеднак-

вява техния топлинен режим, тъй като те могат да се монтират неизолирано върху общ охлаждателен радиатор.

Нека при първоначалното включване на захранващото напрежение U_0 благодарение на естествената, макар и малка, несиметрия на транзисторите T_1 и T_2 , започне да протича по-голям колекторен ток през T_1 отколкото през T_2 . При показания начин на свързване на намотките резултатният магнитен поток индуктира в намотката w_{B1} е. д. н., което е отпущащо за T_1 , а в намотката w_{B2} се индуктира е. д. н., което е запушващо за T_2 . Това предизвиква нарастване на колекторния ток на T_1 и намаляване на колекторния ток на T_2 . В крайна сметка тази положителна обратна връзка довежда до пълно насищане на T_1 и запушване на T_2 . За времето до насищане на феромагнитното ядро магнитният поток в нея нараства линейно, като индуктира в намотките е. д. н. с положителна полярност.

В момент t_1 , в който започва насищането на магнитопровода, магнитната проницаемост, респ. индуктивността на намотката w_{B1} , спада и се създават условия за бързо нарастване на колекторния ток на T_1 . Това обаче не е осигурено със съответното нарастване на базовия ток на транзистора

$$(7.5) \quad I_B = \frac{U_{wB1} - U_{BE1}}{R_{B1}} .$$

Затова транзисторът излиза от областта на насищане и навлиза в активната област, нараства неговото колекторно напрежение, което е причина за намаляване на колекторния му ток. Следва намаляване на възбудения от този ток магнитен поток, намалява напрежението в намотката w_{B1} и се получава по-нататъшно запушване на транзистора. Благодарение на положителната обратна връзка процесът на запушване на T_1 протича много бързо, едновременно с което T_2 се отпуща. Започва протичане на колекторен ток, водещ до обратен по посока линейно нарастващ магнитен поток през намотката w_{B1} , от който се установява е. д. н. с отрицателна полярност. Това продължава до насищането на магнитопровода, запушването на T_2 , отпущването на T_1 , от което отново се установява положително е. д. н. и т. н. Вижда се, че се установява непрекъснат процес на автогенерация, при което във вторичната намотка на трансформатора се създава променливо напрежение с правоъгълна форма и с честота

$$(7.6) \quad f = \frac{U_0 - U_{CEsat}}{4w_{B1}^2 B_{sat} s} ,$$

където s е сечението на магнитопровода.

Очевидно е, че честотата на изходното напрежение не зависи от изменението на товара.

Изходното напрежение $U_{\text{изх}}$ има стойност, приблизително равна на е. д. н. E_2 :

$$(7.7) \quad U_{\text{изх}} \approx E_2 = 4f\omega_2 B_{\text{sat}} s k_c.$$

Правоъгълен хистерезисен цикъл имат съветските магнитни материали 50 НП, 79 НМ, 34 НКМП и др. и зработват се на листове с дебелини от 0,02 до 0,1 mm и са предназначени за работа в честотния обхват от 1 до 20 kHz.

Колекторният ток на наситения транзистор се определя от следните формули:

— за схема със среден извод

$$(7.8) \quad I_{\text{Csat}} = \frac{U_{\text{изх}} I_{\text{изхmax}}}{\eta(U_{\text{0min}} - U_{\text{CEsat}})};$$

— за мостова схема

$$(7.9) \quad I_{\text{Csat}} = \frac{U_{\text{изх}} I_{\text{изхmax}}}{\eta(U_{\text{0min}} - 2U_{\text{CEsat}})};$$

— за полумостова схема

$$(7.10) \quad I_{\text{Csat}} = \frac{2U_{\text{изх}} I_{\text{изхmax}}}{\eta(U_{\text{0min}} - U_{\text{CEsat}})}.$$

Стойността на коефициента на полезно действие η се задава предварително, уточнява се след получаване на реални резултати, след което се внасят корекции. Например $\eta = 0,85 \div 0,95$ при активен товар и $\eta = 0,75 \div 0,85$ при работа с токоизправител в изхода.

Напрежението на насищане на напълно наситени силициеви транзистори е $U_{\text{CEsat}} = 0,5 \div 2$ V, като за типична стойност се смята 1 V.

Амплитудата на тока във вторичната намотка $I_{\text{изхmax}}$ е равна на ефективната стойност на тока през същата намотка $I_{\text{изх}}$, ако товарът е активен или е свързан през мостова токоизправителна схема. Когато товарът е изправител със среден извод, амплитудата на тока се определя от израза

$$(7.11) \quad I_{\text{изхmax}} = \sqrt{2} I_{\text{изх}}.$$

Максималната стойност на напрежението върху запушения транзистор е:

— за мостова и полумостова схема: $U_{\text{CEmax}} \geq 1,2U_0$, където коефициентът 1,2 отчита комутационните пренапрежения;

— за схема със среден извод: $U_{\text{CEmax}} \geq 2,4U_0$, където коефициентът 2,4 отчита комутационните пренапрежения.

По стойностите на I_{Csat} и U_{CEmax} се избира конкретен тип транзистор.

Необходимият ток за насищане на базата на вече избрания транзистор е

$$(7.12) \quad I_{Bsat} = (1,3 \div 1,5) \frac{I_{Csat}}{h_{21Emin}}.$$

Амплитудата на тока на колектора, дължаща се на навлизане на работната точка на транзистора в активната област в момента, когато магнитопроводът започне да се насища, е:

$$(7.13) \quad I_{Cmax} = \frac{(1,3 \div 1,5) I_{Csat} h_{21Emax}}{(1 - 0,03 \sqrt{U_{0max}})^2 h_{21Emin}}.$$

Анализът на (7.13) показва, че множителят

$$(7.14) \quad k_1 = \frac{h_{21Emax}}{(1 - 0,03 \sqrt{U_{0max}})^2 h_{21Emin}}$$

дори само заради отношението $\frac{h_{21Emax}}{h_{21Emin}}$ води до значително нарастване на амплитудата на колекторния ток, респ. до малка използваемост на транзисторите. Това е основната причина за ограничаване на изходната мощност на преобразувателите със само възбуждане до около няколко десетки волт-ампера.

Съпротивленията $R_{B1,2}$ в базовите вериги на транзисторите се определят от израза

$$(7.15) \quad R_{B1,2} = \frac{U_B - U_{BEsat}}{I_{Bsat}},$$

където напрежението U_B се избира от 3 до 5 V, а напрежението

$$(7.16) \quad U_{BEsat} \approx U_{CEsat}.$$

Съпротивлението R_1 се определя от израза

$$(7.17) \quad R_1 = R_B \frac{U_{0min}}{U_{RB}}$$

където $U_{RB} = (1 \div 2)V$.

За намаляване на комутационните загуби върху транзисторите паралелно на резистора R_B се включва кондензаторът C_B :

$$(7.18) \quad C_B \leq \frac{1}{2R_B f}.$$

Загубите на мощност в транзисторите на инвертора имат три

независими съставки — при наситено състояние, при запушено състояние (отсечка) и при превключване:

$$(7.19) \quad P_{\text{заг}} = P_{\text{sat}} + P_{\text{зап}} + P_{\text{превкл}};$$

$$(7.20) \quad P_{\text{sat}} = \frac{U_{CE \text{ sat}} I_{C \text{ max}}}{2};$$

$$(7.21) \quad P_{\text{зап}} = \frac{U_{CE \text{ max}} \cdot I_{CO \text{ max}}}{2},$$

където $I_{CO \text{ max}}$ е максималната стойност на обратния колекторен ток при дадената стойност на напрежение $U_{CE \text{ max}}$;

$$(7.22) \quad P_{\text{превкл}} = U_{0 \text{ max}} I_{C \text{ max}} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{изкл}}) \frac{1}{2T},$$

като $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{изкл}}$ са времената на включване и изключване на избрания тип транзистор.

По стойността на тези загуби се оценява необходимостта от охладителен радиатор за транзисторите.

7.4.4. Изчисляване на изходния трансформатор

Изходният трансформатор се изчислява в следната последователност.

Определя се произведението от площта на напречното сечение на ядрото на магнитопровода $S_{\text{ст}}$ и площта на прозореца на магнитопровода на трансформатора $S_{\text{пр}}$:

$$(7.23) \quad S_{\text{ст}} S_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{н}} \cdot 10^8}{2f B_{\text{max}} k_{\text{в}} k_{\text{ст}} \eta_{\text{тр}}}$$

където $P_{\text{н}}$ е изчислителната мощност на трансформатора.

За преобразувател със средна точка и активен товар или мостов токоизправител

$$(7.24) \quad P_{\text{н}} = 1,3 U_{\text{изх}} I_{\text{изх}}.$$

За мостов преобразувател с активен товар

$$(7.25) \quad P_{\text{н}} = 1,1 U_{\text{изх}} I_{\text{изх}}.$$

За мостов преобразувател с товар мостов токоизправител

(7.26)

$$P_H = 1,3 U_{\text{наз}} I_{\text{наз}}$$

В (7.23) B_{max} е амплитудната стойност на магнитната индукция. Избира се $B_{\text{max}} = B_{\text{лат}}$.

Коефициентът на полезно действие на трансформатора се избира в границите $\eta = 0,8 \div 0,95$.

В (7.23) с $k_3 = \frac{s_M}{s_{\text{пр}}}$ е означен коефициентът на запълване на прозореца на трансформатора. В табл. 7.1 са показани стойностите на k_3 в зависимост от диаметъра на намотъчния проводник за най-разпространените марки емайлова изолация. В табл. 7.2 са показани стойностите на k_3 в зависимост от изчислителната мощност на трансформатора. С s_M е означено чистото сечение на медта на намотките.

Таблица 7.1

Стойности на k_3 в зависимост от диаметъра на проводника

Диаметър на неизолирания проводник, mm	k_3
0,05 ÷ 0,1	0,15 ÷ 0,20
0,1 ÷ 0,2	0,18 ÷ 0,25
0,2 ÷ 0,5	0,22 ÷ 0,30
0,5 ÷ 1,5	0,27 ÷ 0,35

Таблица 7.2

Стойности на k_M в зависимост от изчислителната мощност

P_H, VA	10	20	40	70	100	200	400	700
k_3	0,22	0,26	0,28	0,30	0,31	0,32	0,33	0,34

В (7.23) с $k_{\text{ст}} = \frac{s_c}{s_{\text{ст}}}$ е означен коефициентът на запълване на сечението на ядрото на магнитопровода със стомана. Тук s_c е напречното сечение на ламелите на магнитопровода. Стойностите на $k_{\text{ст}}$ в зависимост от дебелината на стоманените листове и конструкцията на магнитопровода са дадени в табл. 7.3.

В табл. 7.4 са дадени стойностите на плътността на тока в намотките за различни мощности и честоти.

Напрежението, индуцирано в една навивка от намотката, е

$$(7.27) \quad e = \frac{U}{w} = 4f B_{\text{max}} s_{\text{ст}} k_{\text{ст}}, \text{ V/нав.}$$

Таблица 7.3

Стойностите на $k_{ст}$ в зависимост от дебелината на стоманените листове на магнитопровода

Дебелина на стоманения лист, мм	$k_{ст}$	
	за ламелни магнитопроводи	за лентови магнитопроводи
0,35÷0,50	0,89÷0,93	0,95÷0,97
0,21÷0,35	0,82÷0,89	0,93÷0,95
0,05÷0,10	—	0,75÷0,88

Таблица 7.4

Стойности на плътността на тока през намотките в зависимост от мощността и честотата

Параметри	Плътност на тока, А/мм ²							
P_n, VA	10	20	40	70	100	200	400	700
$f=50 Hz$	4,8	3,9	3,2	2,8	2,5	2,0	1,6	1,3
$f=400 Hz$	7,2	6,0	5,0	4,2	3,8	3,1	2,5	2,1

Броят на навивките е съответно:

— за първична намотка със среден извод

$$(7.28) \quad w_1 = \frac{U_0 - U_{CE sat}}{e} ;$$

— за мостова схема

$$(7.29) \quad w_1 = \frac{U_0 - 2U_{CE sat}}{e} ;$$

— за останалите намотки

$$(7.30) \quad w_2 = \frac{U_2}{e} ;$$

$$(7.31) \quad w_n = \frac{U_n}{e} .$$

Диаметърът на намотъчния неизолиран проводник се определя от формула (6.8)

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I_{сф}}{i}} ,$$

където $I_{1\text{ef}} = I_{C \text{ sat}}$ е токът на първична намотка в мостова схема;

$I_{1\text{ef}} = \frac{I_{C \text{ sat}}}{\sqrt{2}}$ — токът на първична намотка със среден извод;

$I_{B \text{ ef}} = \frac{I_{B \text{ sat}}}{\sqrt{2}}$ — токът на базовата намотка.

Ако при изчисляване на вместването на намотките се окаже, че намотъчното пространство не достига (прозорецът на магнитопровода е малък), се избира по-голям магнитопровод и се преизчисляват w_1 , w_2 и w_B . Когато намотъчното пространство се окаже незапълнено, се подхожда по обратен начин.

7.5. ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВЪНШНО (НЕЗАВИСИМО) ВЪЗБУЖДАНЕ

Отличително качество на преобразувателя с независимо (външно) възбуждане е неустойчивостта му срещу късо съединение в изхода. От това транзисторите се претоварват и могат да се повредят, поради което е необходимо да се предприемат съответни предпазни мерки.

За управление на крайното стъпало на преобразувателя се използват следните видове задаващи генератори:

- а) маломощни преобразуватели със самовъзбуждане;
- б) импулсни схеми с транзистори или интегрални схеми.

Обикновено управляващите импулси имат еднаква продължителност, за да се избегне постоянното подмагнитване на магнитопровода на трансформатора. Появява се и необходимост от междинно съгласуващо звено, което да позволи на задаващия генератор да предаде маломощните си управляващи импулси към входовете (базовите вериги) на транзисторите от силовата верига.

Схемите на силовата верига на разглежданите преобразуватели са същите както при инверторите със самовъзбуждане (фиг. 7.1 и 7.2).

Последователността на изчисляване на инверторите с независимо възбуждане е същата, както при тези със самовъзбуждане, със следните изменения:

1. Амплитудната стойност на колекторния ток се определят от израза

$$(7.32) \quad I_{C \text{ max}} = k_2 I_{C \text{ sat}},$$

където $k_2 = 1,1 \div 1,3$ е коефициент, отчитащ взаимното влияние на транзисторите.

2. Напрежението на базовата намотка U_B (или напрежението на импулсите на външния генератор) е

$$(7.33) \quad U_B = U_{B \text{ sat}} + I_{B \text{ sat}} R_B = (3 \div 4) U_{B \text{ sat}} = (3 \div 4) U_{CE \text{ sat}},$$

където $R_B = (2 \div 3) \frac{U_{BE \text{ sat}}}{I_{B \text{ sat}}}$ и $U_{BE \text{ sat}} \approx U_{CE \text{ sat}}$.

3. За магнитопровода на транзистора се избира материал с висока магнитна проницаемост и малка площ на хистерезисния цикъл. Такива са съветските стомани Э 306 — Э 380.

4. Работната индукция в магнитопровода е

$$(7.34) \quad B_{\text{max}} = (0,7 \div 0,8) B_{\text{sat}}.$$

5. Определят се изходните данни за изчисляване на задаващия генератор.

а. При силова верига на инвертора по схема със среден извод максималната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора на задаващия генератор, респ. през изходната верига на полупроводниковия генератор, е

$$(7.35) \quad I_{2\text{max}} = I_{B \text{ sat}}.$$

Ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора е

$$(7.35) \quad I_2 = \frac{I_{B \text{ sat}}}{\sqrt{2}}.$$

Напрежението на вторичната намотка е $U_2 = U_B$.

Изчислителната мощност $P_{\text{и}}$ на изходния трансформатор е:

— за схема със среден извод $P_{\text{и}} = 2,1 U_2 I_2$;

— за мостава схема $P_{\text{и}} = 1,3 U_2 I_2$.

6. При силова верига на инвертора, изградена по мостова схема, която изисква четири отделни управляващи сигнала, $I_{2\text{max}}$, I_2 и U_2 се определят по аналогичен начин. Изчислителната мощност $P_{\text{и}}$ зависи от схемата на задаващия генератор. При схема със среден извод $P_{\text{и}} = 4,2 U_2 I_2$, а при мостова схема — $P_{\text{и}} = 2,6 U_2 I_2$.

7.6. ИНВЕРТОРИ ЗА СИНУСОИДНО ИЗХОДНО НАПРЕЖЕНИЕ

Съвременен подход за създаване на високоефективни инвертори за синусоидно променливо напрежение (т. е. икономични, с малки размери, леки и с добра форма на изходното напрежение) е прилагането на ключови схеми, работещи на модулационен принцип.

Ефективността се изразява в следното:

1. Ключовият режим на работа е свързан с възможно най-малките загуби в транзисторите. За намаляване на комутационните загуби се избират подходящи бързопревключващи транзистори т. е. с малки стойности на времената $t_{вкл}$ и $t_{изкл}$. В крайна сметка се повишава коефициентът на полезно действие η , отпада необходимостта от големи охлаждателни радиатори и се намаляват масата и размерите на устройствата.

2. Случайно избраният закон за превключване на транзисторите, т. е. избраната модулационна функция, предлага намаляване или пълно изключване от спектъра на изходното напрежение на определен брой нежелани висши хармоници. Поради това че съществува възможност за пълно изключване на висшите хармоници с четни поредни номера, обикновено на изключване подлежат нечетните хармоници с най-ниски поредни номера — 3, 5, 7 и т. н. Като резултат от това в спектъра остават да съществуват хармоници с високи поредни номера, т. е. с висока честота, изключването на които може да стане със сравнително малки LC-филтри.

7.6.1. Видове импулсни модулационни функции

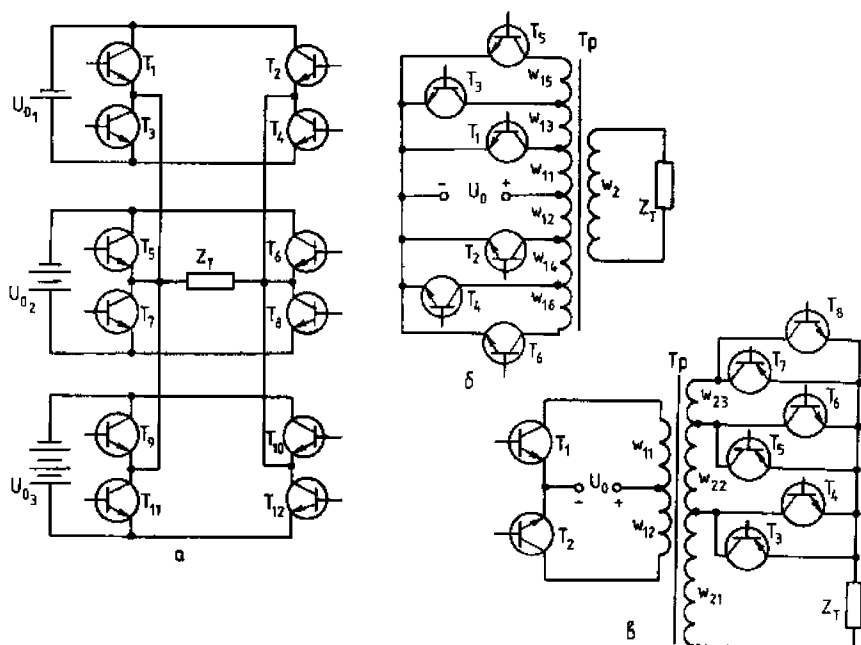
Амплитудно-импулсна модулация (АИМ). Функцията, получена чрез АИМ (фиг. 7.4), представлява променлива стъпаловидна криза, която апроксимира синусоида. За тази функция е характерно, че за амплитудата на всяко отделно стъпало е необходим самостоятелен източник на напрежение, както и система от полупроводникови ключове, които съгласно закона на модулация да включват източниците към товара.

На фиг. 7.6 са показани няколко варианта на силовите вериги на инвертори, работещи на принципа на АИМ.

В зависимост от стойностите на параметрите на функцията — фазите α_i и амплитудите A_i на стъпалата, съществуват различни възможности за получаване на напрежителна функция с благоприятен хармоничен състав. Например за тристъпалната функция (фиг. 7.4) в табл. 7.5 са показани данни за два варианта на функцията. От математическа гледна точка при спазване на условията за симетрична спрегнатост на функцията

$$(7.37) \quad u_{(2)} = u_{(n-a)} = -u_{(n+r)} = -u_{(r)}$$

и като се знае, че броят на фазите на отделните стъпала е i или $i-1$, а броят на амплитудите е i , възможно е синтезирането на оптимална функция, напълно изключваща нечетни



Фиг. 7.6. Инвертори с АИМ

а — безтрансформаторна схема с независими източници за получаване на амплитудите на отделните стъпала; б — схема чрез комутация на броя на навивките в първичната страна на трансформатора за получаване на амплитудите на отделните стъпала; в — схема чрез комутация на броя на навивките във вторичната страна на трансформатора за получаване на амплитудите на отделните стъпала

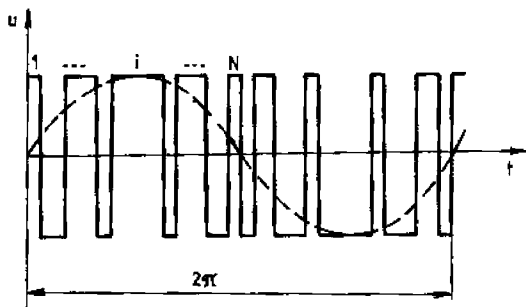
висши хармоници с поредни номера до $k=2N$ включително, където $N=2i$ — за функция с нулева пауза; $N=2i-1$ — за функция без нулева пауза.

Таблица 7.5

Параметри и спектрален състав на стъпаловидна функция

α_1	α_2	α_3	A_1	A_2	A_3	Съдържание на хармоници, %							
						$\frac{U_1}{U_0}$	$\frac{U_3}{U_0}$	$\frac{U_5}{U_0}$	$\frac{U_7}{U_0}$	$\frac{U_9}{U_0}$	$\frac{U_{11}}{U_0}$	$\frac{U_{13}}{U_0}$	КНИ, %
0	30	60	0,265	0,735	1	72,5	0	0	0	0	9,1	7,7	15,2
15	30	60	0,415	0,705	1	72	0	0	3,8	0	0	0	13,6

По същество разглежданата функция не допуска регулиране на стойността на основния хармоник чрез изменение на вътрешните параметри на преобразувателя. Регулирането е възможно само чрез пропорционално изменение на амплитудите на отделните стъпала.



Фиг. 7.7. ШИМ по синусоиден закон — двуполярна (двупозиционна) функция

Широчинно-импулсна модулация (ШИМ). Тя бива:

— еднополярна (трипозиционна) (Фиг. 7.3), при която за всеки полупериод на изходното напрежение функцията има само една полярност, а за целия период съществува в общо три състояния — положителна, нулева и отрицателна;

— двуполярна (двупозиционна) (Фиг. 7.7), при която за всеки полупериод функцията има две полярности и съществува само в две състояния за целия период — положителна и отрицателна.

По същество функцията представлява поредица от разнополярни пакети от импулси с еднаква амплитуда и с широчина, която в рамките на полупериода се променя по синусоиден закон.

Параметрите на функцията са:

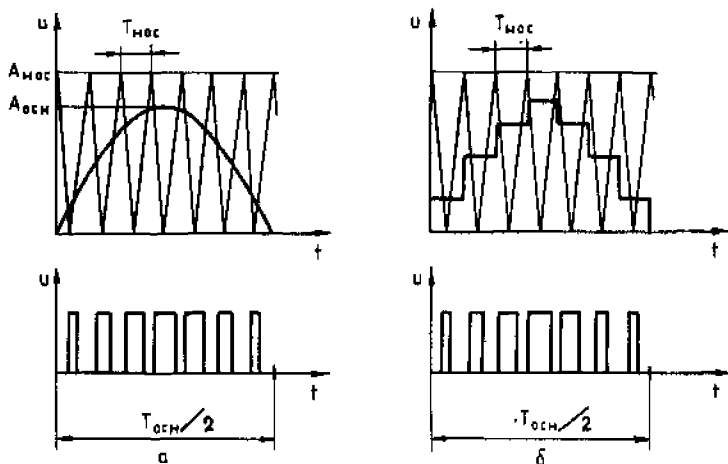
- амплитуда на импулсите U_0 ;
- брой N на импулсите в един полупериод, където N е цяло число;
- фази на импулсите: начална $\alpha_{iн}$ и крайна $\alpha_{iкр}$, където

$$(7.38) \quad 1 < i \leq N.$$

Формирането на закона за управление на инверторите с ШИМ е свързано с определяне на фазите на импулсите, влизащи в състава на функцията.

Съществуват два основни подхода за създаване и поддръжане на закона за управление на тези преобразуватели — схемотехнически и програмен (числен) път.

При схемотехническият подход фазите на импулсите се определят чрез сравняването на два електрически сигнала, единият от които (сигнал на основната честота) има синусоидна форма, а другият (сигнал на носещата честота) има формата на равнобедрен триъгълник (Фиг. 7.8 а). В точките на пресичане на двата сигнала се формират началото $\alpha_{и}$ и краят $\alpha_{кр}$ на импулсите, кои-



Фиг. 7.8. Принцип на схемотехническият подход за създаване на за-
кона за управление на инвертори с ШИМ

a — чрез сравняване на синусоиден сигнал (основна честота) с триъгообразен сигнал (носеща честота); *б* — чрез сравняване на стъпаловиден синусоиден сигнал с триъгообразен сигнал

то се подават за управление на силовите транзистори. Съотношението на честотите на носещия и основния сигнал $N = \frac{f_{нос}}{f_{осн}}$

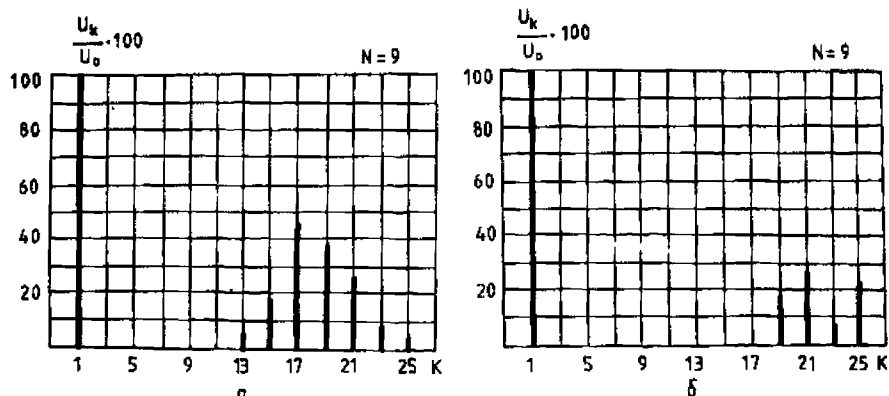
което трябва да бъде цяло число, дава броя на импулсите в един полупериод на изходното напрежение. Съвпадението на началните фази на двата сигнала, както е показано на фиг. 7.8. *a* и *б*, гарантира спазване на изискването за симетрична спрегнатост. Ефективна ШИМ функция се получава при съотношение на амплитудите на двата сигнала

$$(7.39) \quad M = \frac{A_{осн}}{A_{нос}} \leq 1.$$

С възможността за плавно регулиране на това съотношение (наричано още модул или дълбочина на модулацията) може да се изменя плавно стойността на основния хармоник на изходното напрежение.

Съществува вариант на разглеждания метод, при който вместо синусоида в качеството на сигнал на основната честота се използва стъпаловидна крива, която апроксимира синусоида (фиг. 7.8 *б*). Качествата на получената функция зависят от степента на приближение на стъпаловидната крива към синусоидата.

В основата на числения подход лежи възможността за предварително записване върху определен носител на програма за



Фиг. 7.9. Хармоничен спектър на изходното напрежение на инвертори с ШИМ получено чрез:

а — прилагане на числения подход по формулата на средните стойности; б — прилагане на оптимизирания числен подход

работата на преобразувателя. Записът в програмата се изразява в точно определяне във вид на числа на фазите на импулсите, които управляващото устройство чете, изпълнява и изпраща към транзисторите от силовата верига като сигнали за управление.

Определянето на фазите на импулсите може да стане по приблизителни или оптимизирани методи.

Приблизителен метод е аналитичното решаване на задачата за пресичане на синусоидата с трионообразната крива или използването на изразите за изчисляване на фазите, напр. по т. нар. формула за средните стойности:

$$(7.40) \quad \alpha_{iH} = \frac{\pi}{N} \left\{ \frac{2i-1}{2} - \frac{M}{2N} - \pi \left[\cos \left(\frac{i-1}{N} \right) \pi - \cos \frac{i}{N} \pi \right] \right\};$$

$$(7.41) \quad \alpha_{iKp} = \frac{\pi}{N} \left\{ \frac{2i-1}{2} + \frac{M}{2N} - \pi \left[\cos \left(\frac{i-1}{N} \right) \pi - \cos \frac{i}{N} \pi \right] \right\},$$

където $M=(0 \div 1)$ е дълбочината на модулацията. Чрез нея се определя относителната стойност на първия хармоник спрямо амплитудата на импулсите;

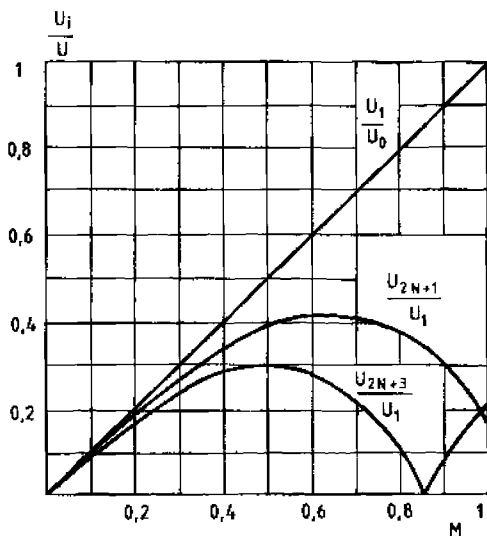
N — броят на импулсите в полупериода;

α_{iH} и α_{iKp} — началната и крайната фаза на импулсите;

$i=(1 \div N)$ — поредният номер на произволен импулс от поредицата импулси в един полупериод.

Спектърът на ШИМ функцията, получена чрез приблизителен числен метод, е показана на фиг. 7.9 а.

Съществуват решения на тази задача, при които от спектъра на напрежението напълно се изключват висши хармоници с пореден номер до $k=2N$, включително (фиг. 7.9 б), т. е. функция



Фиг. 7.10. Зависимост на спектъра на ОШИМ от дълбочината на модулация

та е оптимизирана по този показател, поради което е наречена ОШИМ (оптимизирана ШИМ).

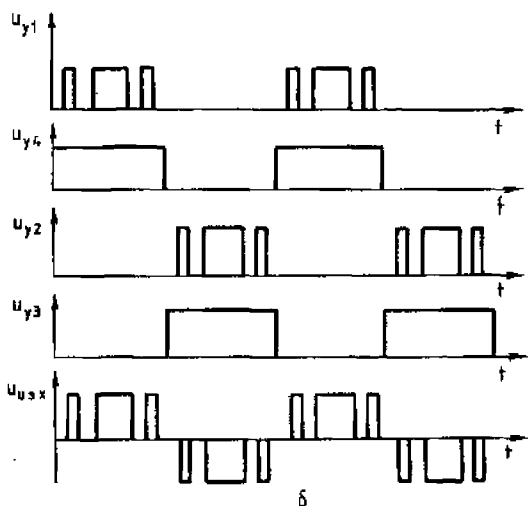
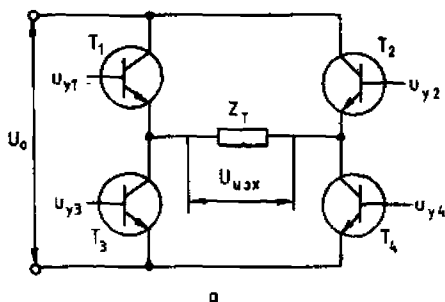
ОШИМ позволява при регулиране на основния хармоник да се запази възможно най-благоприятният спектрален състав. На фиг. 7.10 е показано изменението на основния и на първите забележими висши хармоници от спектъра на ОШИМ в зависимост от дълбочината на модулацията.

7.6.2. Силови вериги за инвертори с ШИМ

Най-подходяща схема на силова верига на инвертори за получаване на изходно синусоидно напрежение чрез прилагане на ШИМ е мостовата схема. Чрез нея могат да се реализират и еднополярната, и двуполярната функция, както чрез пряко свързан товар, така и чрез изходен трансформатор. Законът за управление на транзисторите от мостовата схема съгласно фиг. 7.11 а е показан на фиг. 7.11 б.

Чрез схема със среден извод на първичната намотка на трансформатора може да се реализира само двуполярна ШИМ функция.

Пример 7.1. Да се изчисли силовата верига на инвертор за преобразуване на постоянно напрежение в няколко изходни променливи напрежения с правоъгълна форма. Инверторът ще се използва като междинно звено по променлив ток в конвертори,



Фиг. 7.11. Илюстрация на закона за управление на синусоиден инвертор с ШИМ

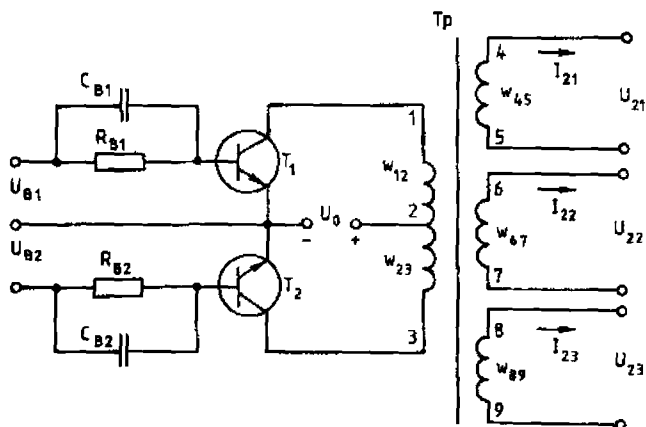
a — силова верига по еднофазна мостова схема;
б — времедиаграми на управляващите импулси на транзисторите от силовата верига

като изходните му напрежения ще захванват еднофазни мостови токоизправители.

Изходни данни за инвертора: захванващо напрежение — постоянно, $U_0 = 48 \pm 2$ V; изходни напрежения — променливи с правоъгълна форма със следните ефективни стойности: $U_{21} = 11$ V; $U_{22} = 18,5$ V; $U_{23} = 18,5$ V; ефективни стойности на изходните токове $I_{21} = 2,5$ A, $I_{22} = 1$ A, $I_{23} = 1$ A.

Изчисление

1. Избиране на схема на инвертора. Като се има предвид сумарната изходна мощност



Фиг. 7.12. Схема на инвертора от пример 7.1

$$P_{\text{нах}} = \sum U_{2i} I_{2i} = 11 \cdot 2,5 + 2 \cdot 18,5 \cdot 1 = 64,5 \text{ W},$$

се избира схема на транзисторен инвертор с трансформатор със среден извод на първичната намотка (фиг. 7.12) и с външно възбуждане.

2. Определяне на работната честота. Прави се на основание на наличните материали за магнитопровод на трансформатора. Избира се електротехническа стомана Э310 с дебелина 0,35 mm, магнитопроводът е вит (лентов тип). Определя се честота $f = 400 \text{ Hz}$.

3. Избиране на транзисторите. Колекторният ток на наситените транзистори е (7.8)

$$I_{C \text{ sat}} = \frac{P_{\text{нах}} k_{\text{сиг}}}{\eta_{\text{тр}} (U_{0 \text{ min}} - U_{CE \text{ sat}})} = \frac{64,5 \cdot 1,2}{0,9(46 - 1)} = 1,91 \text{ A}.$$

Максималната стойност на напрежението върху запушения транзистор е

$$U_{CE \text{ max}} \approx 2,4 U_{0 \text{ max}} = 2,4 \cdot 52 = 129,6 \text{ V}.$$

По получените стойности за $I_{C \text{ sat}}$ и $U_{CE \text{ max}}$ се избират транзистори тип КУ618 със следните данни: $U_{CE \text{ max}} = 210 \text{ V}$; $I_{C \text{ max}} = 10 \text{ A}$; $h_{21E \text{ min}} = 12$;

$$P_{C \text{ max}} \approx 70 \text{ W}; U_{CE \text{ sat}} = 1 \text{ V}; I_{C0 \text{ max}} = 1 \text{ mA}; t_{\text{вкл}} = 1 \mu\text{s};$$

$$t_{\text{изкл}} = 1 \mu\text{s}.$$

4. Определяне на тока на базата за насищане на транзисторите

$$I_{B \text{ sat}} = (1,3 \div 1,5) \frac{I_{C \text{ sat}}}{h_{FE \text{ min}}} = 1,3 \frac{1,91}{12} = 0,207 \text{ A.}$$

5. Изчисляване на съпротивлението на резисторите R_B

$$R_B = (U_B - U_{CE \text{ sat}}) \frac{1}{I_{B \text{ sat}}} = (3,5 - 1) \frac{1}{0,207} = 12 \Omega,$$

където $U_B = (3 \div 4) U_{CE \text{ sat}} = 3,5 \cdot 1 = 3,5 \text{ V.}$

Мощността на резисторите е

$$P_{R_B} = \frac{I_{B \text{ sat}}^2 R_B}{\sqrt{2}} = \frac{0,207^2 \cdot 12}{\sqrt{2}} = 0,36 \text{ W.}$$

Избира се резистор $R_B = 12 \Omega \pm 5\%, 0,5 \text{ W.}$

6. Определяне на капацитета на кондензаторите C_B

$$C_B \leq \frac{1}{2R_B f} = \frac{1}{2 \cdot 12 \cdot 400} = 0,0001 \text{ F} = 100 \mu\text{F.}$$

7. Определяне на изходните сигнали. От стойността на напрежението U_B и тока $I_{B \text{ sat}}$ се определят изходните сигнали на системата за управление на инвертора.

8. Определяне на загубите в транзисторите.

$$P_{\text{заг}} = P_{\text{sat}} + P_{\text{sat}} + P_{\text{пр}} = 0,95 + 0,065 + 0,104 = 1,12 \text{ W,}$$

където

$$P_{\text{sat}} = \frac{I_{C \text{ max}} U_{CE \text{ sat}}}{2} = \frac{1,91 \cdot 1}{2} = 0,95 \text{ W;}$$

$$P_{\text{sat}} = \frac{U_{CE \text{ max}} I_{C \text{ max}}}{2} = \frac{129,6 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{2} = 0,065 \text{ W;}$$

$$P_{\text{пр}} = U_{CE \text{ max}} I_{C \text{ max}} \left(\frac{t_{\text{вкл}} + t_{\text{изкл}}}{2T} \right) =$$

$$= 129,6 \cdot 1,9 \frac{2 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-8}} = 0,104 \text{ W.}$$

$$\text{Тук } T = \frac{1}{f} = \frac{1}{400} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ s.}$$

От стойността на $P_{\text{виз}}$ се определят параметрите на охлаждащия радиатор за всеки от транзисторите.

9. Изчисляване на инверторния трансформатор. Изчислява се спомагателната величина

$$s_{\text{ст}} s_{\text{пр}} = \frac{1,3 P_{\text{виз}} 10^3}{2f B_{\text{max}} k_M k_{\text{ст}} \eta_{\text{тр}}} =$$

$$= \frac{1,3 \cdot 64,5 \cdot 10^3}{2 \cdot 400 \cdot 0,7 \cdot 3,8 \cdot 0,31 \cdot 0,95 \cdot 0,9} = 15,68 \text{ cm}^2,$$

където $f=400 \text{ Hz}$, $B_{\text{max}}=0,7 \text{ T}$; $i=3,8 \text{ A/mm}^2$ съгласно табл. 7.4; $k_M=0,31$ съгласно табл. 7.2; $k_{\text{ст}}=0,95$ съгласно табл. 7.3; $\eta_{\text{тр}}=0,9$.

От произведението $s_{\text{ст}} s_{\text{пр}}$ се избира лентов (вит) магнитопровод тип ШЛР 20×25 , за който $s_{\text{ст}}=5,0 \text{ cm}^2$; $s_{\text{пр}}=4,1 \text{ cm}^2$; $s_{\text{ст}} s_{\text{пр}}=20,5 \text{ cm}^4$.

Изчислява се напрежението за една навивка

$$e = 4 f B_{\text{max}} s_{\text{ст}} k_{\text{ст}} 10^{-4} = 4 \cdot 400 \cdot 0,7 \cdot 5 \cdot 0,95 \cdot 10^{-4} = 0,532 \text{ V/нав.}$$

Изчислява се броят на навивките на намотките

$$w_{12} = w_{21} = \frac{U_{0 \text{ min}} - U_{\text{CE sat}}}{e} = \frac{45 - 1}{0,532} = 84,5 \text{ нав.}$$

Понеже намотката трябва да има цяло число навивки, приема се $w_{12} = w_{21} = 85$ нав. Това изисква корекция на стойностите на e и B_{max} , които придобиват нови стойности

$$e' = 0,5294 \text{ V/нав, и } B'_{\text{max}} = 0,696 \text{ T.}$$

Тогава броят на навивките на вторичните намотки е

$$w_{45} = \frac{U_{45}}{e'} = \frac{11}{0,5294} = 20,67 \text{ нав.}$$

Избира се $w_{45} = 21$ нав, на което отговаря напрежение $U'_{21} = 11,17 \text{ V}$;

$$w_{67} = w_{89} = \frac{U_{67}}{e'} = \frac{18,5}{0,5294} = 34,9 \text{ нав.}$$

Избира се $w_{67} = w_{89} = 35$ нав., на което отговаря напрежение $U'_{22} = 18,53 \text{ V}$.

Изчисляват се диаметрите на намотъчните проводници без

изолацията

$$d_{12}=d_{23}=1,13 \sqrt{\frac{I_{C \text{ sat}}}{j \sqrt{2}}} = 1,13 \sqrt{\frac{1,91}{3,8 \cdot 1,41}} = 0,67 \text{ mm.}$$

Избира се най-близкият по-голям стандартен диаметър

$$d_{12}=d_{23}=0,71 \text{ mm}; N_{12}=144 \text{ нав/см}^2;$$

$$d_{45}=1,13 \sqrt{\frac{I_{91}}{j}} = 1,13 \sqrt{\frac{2,5}{3,8}} = 0,91 \text{ mm.}$$

Най-близкият стандартен диаметър е $d_{45}=0,95 \text{ mm}$; $N_{45} = 82 \text{ нав/см}^2$.

$$d_{67}=d_{89} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{92}}{j}} = 1,13 \sqrt{\frac{1}{3,8}} = 0,579 \text{ mm.}$$

Най-близкият стандартен диаметър е $d_{67}=d_{89}=0,60 \text{ mm}$; $N_{67} = 199 \text{ нав/см}^2$.

Вместването на намотките в отвора на макарата се проверява по следния начин.

Чистият отвор на произвежданата за този тип магнитопровод стандартна макарата е

$$s_6 = h_6 b_6 = 3,7 \cdot 0,85 = 3,14 \text{ cm}^2.$$

Сечението, заемано от намотките, е

$$\Sigma s_{\text{мл}} = 2s_{12} + s_{45} + 2s_{67} = 2 \cdot 0,59 + 0,256 + 2 \cdot 0,176 = 1,79 \text{ cm}^2,$$

където

$$s_{12} = \frac{w_{12}}{N_{12}} = \frac{85}{144} = 0,59 \text{ cm}^2;$$

$$s_{45} = \frac{w_{45}}{N_{45}} = \frac{21}{82} = 0,256 \text{ cm}^2;$$

$$s_{67} = \frac{w_{67}}{N_{67}} = \frac{35}{199} = 0,176 \text{ cm}^2.$$

Тук с $N_{\text{мл}}$ нав/см² е означен броят на навивките в 1 см² от намотъчното сечение при плътно навивана бобина.

Незаетата част от отвора на макарата има ширина

$$\Delta b_6 = \frac{k_6 - \Sigma k_{mn}}{h_6} = \frac{3,14 - 1,79}{3,7} = 0,36 \text{ см.}$$

Широчината Δb_6 от отвора на макарата се предоставя за заемане от изолацията на бобината (междуслойна и междунамотъчна) и от обвивката, върху която се отпечатват намотъчните данни. В случай на голяма незаета част може да се премине към увеличаване на диаметъра на намотъчните проводници (респ. към намаляване на плътността на тока j), от което ще се намалят активните загуби в намотките. Друг подход е да се увеличи броят на навивките на намотките, при което се намалява магнитната индукция B_{max} , от което се намаляват и загубите в магнитопровода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Александров, Ф. И., А. Р. Сиваков. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы. Л., Энергия, 1970.
2. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы. Под ред. С. В. Якубовского. М., Радио и связь, 1984.
3. Белополюцкий, И. И., В. И. Тихонов. Транзисторные стабилизаторы на повышенные и высокие напряжения. М., Энергия, 1971.
4. Белчев, Д. М. Электронни токозащитни устройства. С., Техника, 1980.
5. Бираниекс, Л. В. Импульсные преобразователи постоянного тока. М., Энергия, 1974.
6. Векслер, Г. С. Электропитание спецаппаратуры. Киев, Вища школа, 1975.
7. Горюнов, Н. Н. и др. Справочник по полупроводниковым диодам транзисторам и интегральным схемам. М., Энергия, 1976.
8. Златаров, В. К., Т. Б. Таков, Г. М. Кондарев. Български транзистори. С., Техника, 1983.
9. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М., Советское радио, 1969.
10. Китаев, В. Е., А. А. Бокуняев. Проектирование источников электропитания устройств связи. М., Связь, 1975.
11. Китаев, В. Е., А. А. Бокуняев. Расчет источников электропитания устройств связи. М., Связь, 1975.
12. Китаев, В. Е., А. А. Бокуняев, М. Ф. Колканов. Электропитание устройств связи. М., Связь, 1979.
13. Кунев, Н. К. и др. Справочник по полупроводниковым приборам и интегральным схемам. Т. 2. С., Техника, 1979.
14. Маноилов, А. Г., В. Сотиров, М. Бирмирска. Синтез на оптимизирана ШИМ функция. — *Електропромишленост и приборостроене*, 1985, кн. 2, стр. 9÷11.
15. Мокш, В. С., Н. Н. Лаптев. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М., Энергия, 1972.
16. Москов, Т. П., Г. М. Кондарев, Т. Б. Таков. Справочник по полупроводниковым приборам и интегральным схемам. Т. 2. С., Техника, 1979.
17. Начев, Н. А., Н. Й. Стефанов. Токозащитни устройства. С., Техника, 1979.
18. Рогинский, В. Ю. Расчет устройств электропитания аппаратуры электросвязи. М., Связь, 1972.
19. Савов, Г. Г. Малоомощни дросели и трансформатори. С., Техника, 1978.
20. Савов, Г. Г., С. А. Вълков, П. С. Стоянов. Ръководство по конструирание и технология на радиоелектронните апаратури. С., Техника, 1973.
21. Стефанов, Н. Й. Наръчник по електронни схеми. Част II — Токозащитни и стабилизатори. С., Техника, 1981.
22. Стефанов, Н. Й. Токозащитни устройства. С., Техника, 1985.
23. Стефанов, Н. Й. Ръководство за проектиране на токозащитни устройства. С., Техника, 1985.
24. Штильман, В. И. Микроелектронни стабилизатори напрежения. Киев, Техника, 1976.
25. Components and know-how for switshed-mode power supply. Third edition. MBLE, Brussel, Belgie, 1980.
26. Jacob, Jürgen, Schaltnetzteile, Berlin. Militärverlag, 1987.

СЪДЪРЖАНИЕ

Предговор	3
Въведение	4
<i>Глава първа</i>	
Параметрични стабилизатори на напрежение	7
1.1. Общи сведения за стабилизаторите	7
1.2. Параметрични стабилизатори на постоянно напрежение	9
<i>Глава втора</i>	
Стабилизатори на напрежение и ток с непрекъснато действие и последователно свързан регулиращ елемент	
2.1. Стабилизатори на напрежение	37
2.2. Максималнотокова защита	42
2.3. Стабилизатори на ток с непрекъснато действие	45
2.4. Комбинирани стабилизатори на напрежение и ток	47
2.5. Стабилизатори с изтеглена изходна характеристика	51
2.6. Реверсивни захранващи устройства	55
2.7. Прозрачиреими и интерфейсно осигурени захранващи устройства	56
2.8. Проектиране на източници на напрежение и ток с операционни усилватели	56
2.9. Интегрални стабилизатори с непрекъснато действие	57
2.10. Стабилизатори с тризъобен корпус за фиксирани напрежения	80
2.11. Стабилизатори в тризъобен корпус за плавно регулируеми напрежения	85
2.12. Двуполярни стабилизатори	90
2.13. Специални схеми на стабилизатори	93
2.14. Защити на стабилизаторите	94
2.15. Проектиране на компенсационни стабилизатори на напрежение с непрекъснато действие	94
<i>Глава трета</i>	
Ключови захранващи източници на постоянно изходно напрежение	98
3.1. Общи сведения	98
3.2. Начини за регулиране на изходното напрежение при ключовите стабилизатори	100
3.3. Типове преобразуватели	100
3.4. Специални елементи за ключови захранващи източници	111
3.5. Повишаване на работната честота на преобразувателите чрез използване на мощни полени транзистори	140
3.6. Практически схеми на ключови захранващи източници	145
3.7. Проектиране на ключови захранващи източници	147
3.8. Ключови стабилизатори на напрежение, работещи в режим на автогенерация	154

Глава четвърта

Неуправяеми токочправители	169
4.1. Класификация и основни дефиниции	169
4.2. Работа на токочправителите при активен товар	170
4.3. Работа на токочправителите при индуктивен товар	186
4.4. Работа на токочправителите при кондензитивен товар	192
4.5. Работа на токочправител при смесен товар	199
4.6. Токочправители с умножаване на напрежението	200

Глава пета

Изглаждащи филтри	205
5.1. Общи положения	205
5.2. Пасивни изглаждащи филтри	207
5.3. Конструктивно изчисляване на изглаждащи дросели за виски честоти	215
5.4. Транзисторни филтри	220

Глава шеста

Мрежови трансформатори	222
6.1. Общи положения	222
6.2. Аналитичен метод за изчисляване на мрежови трансформатори за токозахранващи устройства	223
6.3. Приблизително (съкратено) изчисляване на маломощен трансформатор	230

Глава седма

Преобразуватели на постоянно в променливо напрежение	234
7.1. Принципи на работа	235
7.2. Самогасятели параметри на инверторите	236
7.3. Класификация на инверторите	236
7.4. Проектиране на транзисторни инвертори	239
7.5. Изчисляване на преобразуватели с външно (независимо) възбуждане	247
7.6. Инвертори за синусоидно изходно напрежение	248
Литература	261