ГЛАВА ПЪРВА

ХИМИЧНИ ИЗТОЧНИЦИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

1.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Химичните източници на електрическа енергия или, съкратено казано, химични токоизточници са тези устройства, които превръщат химичната енергия на окислително-редукционните процеси в електрическа. За тази цел е необходима т.нар. галванична двойка.

Галваничната двойка представлява електрохимична система, състояща се от два разнородни проводника, наречени електроди, които са потопени в електролит. Електродът, върху който протича окислителната реакция, се наелектризира отрицателно, а електродът, върху който се извършва редукцията, се наелектризира положително.

От гледна точка на електрохимията отрицателният електрод е анод, а положителният – катод. Тези названия се съгласуват с електрохимичните процеси при явлението електролиза. В ежедневната практика обаче се е наложило обратното наименование на електродите, отговарящо на електротехническите представи: положителният електрод да се нарича анод, а отрицателният – катод. Ето защо за избягване на грешки и двусмислие вместо наименованието на електрода – анод, катод – е желателно да се посочва неговата полярност – положителна, отрицателна.

Според вида на електрохимичната реакция всички химични токоизточници се делят на две групи – първични и вторични.

Първични химични токоизточници или галванични елементи са тези, при които електрохимичната реакция е еднопосочна и необратима в процеса на експлоатацията им. Това означава, че галваничният елемент се произвежда готов за действие и след неговото разреждане, т.е. след изразходване на активните му вещества, не може да бъде използван повторно.

Вторични химични токоизточници или акумулатори са тези, при които електрохимичната реакция е двупосочна и обратима в процеса на експлоатацията им. Това означава, че след изразходване на активните вещества и изтощаване на акумулатора е възможна обратната електрохимична реакция – възстановяване на активните вещества и зареждане на акумулатора вследствие на протичането на ток в обратна посока през

него от външен източник. Поради обратната посока на зареждащия ток и електрохимичните реакции са обратни – на положителния електрод се извършва окисляване, а на отрицателния – редукция.

Обратимостта на електрохимичните реакции в акумулатора дава възможност за неговото многократно използване. Все пак при всеки цикъл заряд – разряд в електродите се натрупват малки необратими химични и механични промени, които бавно водят до повреждането му. Същевременно сега се произвеждат и галванични елементи, чийто капацитет може да се възстановява частично и неколкократно чрез повторно зареждане от външен източник на електрическа енергия. Ето защо рязка граница между първичните и вторичните химични токоизточници не може да бъде поставена.

През време на работа на химичните токоизточници в тях възниква поляризация. Поляризацията е явление, при което е.д.н. на химичния токоизточник се намалява, а вътрешното му съпротивление се увеличава. Тя е два вида – неотстранима и отстранима.

Неотстранимата поляризация се дължи на факта, че при работа на химичния токоизточник в неговите електроди и електролит протичат необратими електрохимични процеси. В резултат на това активните вещества се изразходват, а стойността на електродвижещото напрежение се намалява със стойността на величината $E_п$, която е мярка за електрохимичната поляризация. Ето защо стойността на вътрешното съпротивление се увеличава със стойността на величината $R_п$, наречена поляризационно съпротивление. Неотстранимата поляризация се натрупва непрекъснато през време на експлоатация на химичния токоизточник и характеризира степента на неговото разреждане.

Отстранимата поляризация възниква само през време на протичане на ток през химичния токоизточник и изчезва с определена скорост след прекъсване на тока. Тя е два вида:

а. Концентрационна отстранима поляризация – дължи се на намаляването на концентрацията на електролита в близост до електродите вследствие на бърза електрохимична реакция. Проявява се при големи токове и електролити с малка подвижност. Отстранява се чрез увеличаване на повърхността на електродите и намаляване на междуелектродното разстояние.

б. Газова отстранима поляризация – дължи се на отделянето на газ (водород) и полепването му по положителния електрод във вид на мехурчета. Така активната повърхност на електрода се намалява.

Газовата поляризация може да се премахне чрез използването на химични активни вещества, наречени деполяризатори, които окисляват водорода до вода.

Химичните токоизточници имат следните характеристики:

Електродвижещо напрежение – представлява потенциалната разлика между електродите. Зависи от използваните активни материали и от температурата на електрохимичната система:

(1.1) $$E_0 = \frac{Q_t}{nF} + \frac{dE_0}{dT_0} \cdot T_0,$$

където E_0 е електродвижещото напрежение на химичния токоизточник;

Q_t – топлинният еквивалент на химичната реакция, протичаща в него;

T_0 – абсолютната температура на работа на токоизточника;

$\frac{dE_0}{dT_0}$ – температурният коефициент на изменение на е.д.н.;

n – броят на електроните в уравнението на токообразуващата реакция;

$F = 96\ 500$ Q – Фарадеева константа.

Това уравнение е известно като уравнение на Гибс-Хелмхолц. Вижда се, че в зависимост от температурния коефициент са възможни три вида химични токоизточници:

а. При $\frac{dE_0}{dT_0} < 0$, т.е. отрицателен температурен коефициент – е.д.н. на химичния токоизточник се намалява с повишаване на температурата. Като се има предвид, че работата, която извършва произведената електрическа енергия, е

(1.2) $$A = nFE_0,$$

от (1.1) и (1.2) се получава

(1.3) $$A = Q_t + nF\frac{dE_0}{dT_0}T_0.$$

От (1.3) се вижда, че работата, която може да извърши произведената от химичния токоизточник електроенергия, е по-малка от топлинния еквивалент на реакцията. Част от енергията ще се отдели по време на работа под формата на топлина, която ще загрее химичния токоизточник и ще се разсее в околната среда. Използването на активните материали за добив на електроенергия теоретично е под 100 %.

б. При $\frac{dE_0}{dT_0} = 0$ – е.д.н. на химичния токоизточник не зависи от температурата и максималната електрическа работа е равна на топлинния ефект на реакцията.

в. При $\frac{dE_0}{dT_0} > 0$, т.е. положителен температурен коефициент – е.д.н. на химичния токоизточник расте с повишаване на температурата. Работата,

която той може да извърши, ще бъде по-голяма от топлинния ефект на реакцията и през време на работа химичният токоизточник ще се охлажда или ще поглъща топлинна енергия от околната среда. В този случай теоретичното използване на активните материали е над 100 %.

Стойността на е.д.н. E_0, определена от (1.1), важи само при идеалния случай, когато електрохимичните процеси протичат напълно обратимо. В реалния случай при наличието на поляризация електродвижещото напрежение се изразява с формулата

(1.4) $$E = E_0 - E_п.$$

Вътрешното съпротивление на химичния токоизточник ограничава максималния ток и мощността, които той може да отдаде на товара. Вътрешното съпротивление зависи от много фактори, като вида на електродите и електролита, размерите, температурата, степента на зареждане и т.н. В общия случай то може да се представи във вида

(1.5) $$r_i = r_0 + r_п,$$

където r_0 е активното съпротивление на електродите и електролита;

$r_п$ – съпротивлението на поляризация.

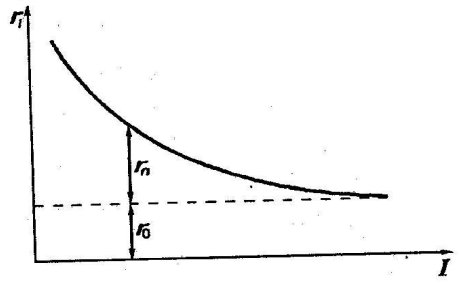
Съпротивлението на поляризация се дава с израза

$$r_п = \frac{E_п}{I}.$$

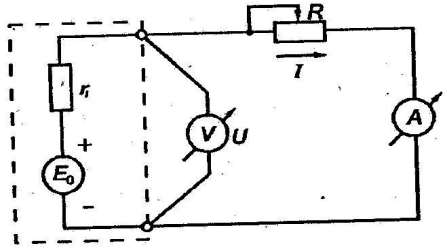
Това е нелинейна зависимост и ако $E_п$ = const, функцията $r_п = f(I)$ е хипербола.

На фиг. 1.1 е показана тази зависимост.

Понеже вътрешното съпротивление е важна характеристика, често се налага неговото измерване. Това може да се осъществи чрез постановката, дадена на фиг.1.2.



Фиг. 1.1. Зависимост на вътрешното съпротивление на химичния токоизточник от тока



Фиг. 1.2. Схема за измерване на вътрешното съпротивление на химичен токоизточник

Химичният токоизточник е показан със своята заместваща схема. С реостата R се задава определен ток I_1 във външната верига и се отчита напрежението U_1 на клемите на източника. След това се увеличава токът

до стойност I_2 и се отчита напрежението U_2. Съгласно със заместващата схема са валидни равенствата

$$E_0 = U_1 + r_i I_1;$$
$$E_0 = U_2 + r_i I_2.$$

Оттук следва, че

(1.6) $$r_i = \frac{U_1 - U_2}{I_2 - I_1}$$ или

$$r_i = \frac{|\Delta U|}{|\Delta I|}.$$

Капацитет на химичния токоизточник се нарича количеството електричество, което той може да отдаде при определен режим на разреждане. Режимът на разреждане се характеризира с консумирания ток или съпротивлението на товара, характера на натоварването (постоянно, с прекъсване, импулсно), температурата на електролита и минималното напрежение на разреждане. При акумулаторите се използва и понятието *капацитет на зареждане*, който представлява количеството електричество, подадено към акумулатора през време на зареждането му.

Капацитетът се измерва в амперчасове и е

(1.7) $$q_p = \int_0^{t_p} i_p dt,$$

Тук i_p е токът на разреждане;

t_p – времето на разреждане до минималното допустимо напрежение.

Ако разреждането се извършва с постоянен ток I_p, уравнение (1.7) добива вида

(1.7а) $$q_p = I_p t_p.$$

Капацитетът на химичните токоизточници зависи от количеството на съдържащите се в тях активни вещества. В най-общия случай при условие, че к.п.д. на източника е 100 %, капацитетът е

(1.8) $$q = \frac{m.n.F}{M},$$

където, m е масата на активното вещество;

M – молекулната маса на веществото;

n – броят на електродите, участващи в окислението или редукцията на една молекула;

F – Фарадеевата константа.

От (1.8) може да се определи необходимото количество активно вещество за получаване на определен капацитет:

(1.9) $$m = \frac{Mq}{nF}.$$

Капацитетът на химичния токоизточник зависи от температурата:

(1.10) $$q_t = q_{ном}[1 + \alpha(t° - t°_н)].$$

Тук q_t е капацитетът при температура $t°$;

$q_{ном}$ – номиналният капацитет при номинална температура;

α – температурният коефициент на капацитета.

Вижда се, че с понижаване на температурата капацитетът се намалява и обратно.

За по-точно технико-икономическо сравнение на различните химични токоизточници се използват т.нар. *специфични енергийни характеристики*. Те са: специфично-масови и специфично-обемни.

Специфичният капацитет представлява отношение между капацитета на химичния токоизточник и неговата маса или обем:

(1.11) $$q_m = \frac{q_{ном}}{m}, \quad \text{A.h/kg};$$

(1.12) $$q_v = \frac{q_{ном}}{V}, \quad \text{A.h/dm}^3.$$

Тук с $q_{ном}$ е означен номиналният капацитет, с m – масата, и с V – обемът на химичния токоизточник. Формулата (1.11) дава специфичния капацитет в амперчасове за килограм, а (1.12) – в амперчасове за литър (кубически дециметър).

Специфичният капацитет не е удобен за сравняване на химични токоизточници с различно напрежение. В такъв случай се предпочита използването на *специфичната енергия* като всеобхватна характеристика:

(1.13) $$W_m = \frac{\int_0^{t_p} uidt}{m}, \quad \text{W.h/kg};$$

(1.14) $$W_v = \frac{\int_0^{t_p} uidt.}{V}, \quad \text{W.h/dm}^3.$$

Вижда се, че се получава специфична енергия във ватчасове за килограм или ватчасове за литър (кубически дециметър).

Тъй като капацитетът на химичния токоизточник зависи от температурата, специфичните енергийни характеристики също зависят от нея и обикновено се дават за температура 20 или 25°C.

Саморазреждане на химичния токоизточник е загубата на част от капацитета му за определено време, без да е затворена електрическата му верига. Саморазреждането се дължи на химичното взаимодействие между електродите и електролита. То ограничава срока на съхранение, когато токоизточниците бездействат.

Денонощното саморазреждане е важна характеристика. То се измерва в проценти и се дава от израза

(1.15) $$c = \frac{q_{нач} - q_{кр}}{q_{ном} t} \times 100, \ \%,$$

където $q_{нач}$ е началният капацитет;

$q_{кр}$ – капацитетът след t денонощия съхранение в бездействие;

$q_{ном}$ – номиналният капацитет на химичния токоизточник.

Изброените дотук характеристики на химичните токоизточници се отнасят както за първичните токоизточници (галваничните елементи), така и за вторичните (акумулаторите). Поради някои специфични за акумулаторите процеси за тях съществуват следните допълнителни характеристики:

Коефициент на използване по количество електричество k_q – представлява отношението на количеството електричество $q_р$, отдадено за време $t_р$ до пълното разреждане, към количеството електричество $q_з$, необходимо за пълното зареждане на акумулатора за време $t_з$:

(1.16) $$k_q = \frac{q_р}{q_з} = \frac{\int_0^{t_р} i_р dt}{\int_0^{t_з} i_з dt}.$$

Коефициентът k_q винаги е по-малък от единица.

Коефициентът на използване по енергия (к.п.д.) на акумулатора η – отношението на енергията $W_р$, получена при пълното разреждане на акумулатора за определено време $t_р$, към енергията $W_з$, подадена към акумулатора до пълното му зареждане за определено време $t_з$:

(1.17) $$\eta = \frac{W_р}{W_з} = \frac{\int_0^{t_р} u_р i_р dt}{\int_0^{t_з} u_з i_з dt}.$$

Понеже напрежението на разреждане $u_р$ винаги е по-ниско от напрежението на зареждане $u_з$, от (1.16) е очевидно, че $\eta < k_q$.

Дълготрайност на акумулатора – определя срока на нормалната експлоатация. Измерва се в години или в брой цикли зареждане-разреждане. Когато за даден тип акумулатор дълготрайността е посочена по двата начина, определяща е тази, която се достигне по-рано.

1.2. ПЪРВИЧНИ ХИМИЧНИ ТОКОИЗТОЧНИЦИ (ГАЛВАНИЧНИ ЕЛЕМЕНТИ)

Исторически досега са конструирани голям брой галванични елементи, които се различават както по електродите и електролита, така и по конструкцията си.

В зависимост от конструкцията и агрегатното състояние на електролита галваничните елементи са течни, сухи и водоналивни.

Течните елементи имат за електролит воден разтвор на киселина, сол или основа. Ако електролитът е сгъстен като паста чрез прибавяне на гелообразуващи вещества и елементът е херметизиран,той се нарича *сух.* Когато галваничният елемент е изработен напълно, но водата не е поставена в електролита, той е *водоналивен*. Неговото действие започва веднага или известно време след прибавянето на определено количество вода.

Съществуват галванични елементи с твърд електролит и с разтопен електролит.

Сега в масово производство и употреба са няколко вида галванични елементи.

Елемент на Лекланше. Разработен е през 1867 г. от Лекланше и засега е на първо място по производство в световен мащаб. Положителният електрод е смес (агломерат) от манганов диоксид и графит, отрицателният електрод е химически чист цинк, а електролитът е амониев хлорид (нишадър). Електрохимичната реакция е следната:

$$2Zn + 4Mn_2O + 4NH_4Cl \rightarrow ZnCl_2 + Zn(NH_3)_4Cl_2 + 4MnOOH.$$

При окисляването на цинка до $ZnCl_2$ и $Zn(NH_3)_4Cl_2$ се отделят по два електрона за всяка молекула, които наелектризират отрицателно електрода до –0,7 ÷ –0,8 V спрямо неутрален водороден електрод. Ако се затвори външната верига, електроните преминават към положителния електрод, където мангановият диоксид се редуцира до манганит:

$$4MnO_2 + 4H^+ + 4e^- = 4MnOOH.$$

При тази реакция потенциалът на положителния електрод е в границите от +0,7 до +1,1 V.

Поради химическото свързване на водорода няма газова поляризация на положителния електрод.

Съществуват няколко кристални модификации на MnO_2, например криптомелан, пиролузит, рамсделит и др. Природната руда е пиролузит, докато изкуствено добиваният MnO_2 е рамсделит. Електродите от изкуствен манганов диоксид имат по-висок положителен потенциал и по-голям специфичен капацитет, но и по-голямо саморазреждане. Затова се предпочита смес от естествен пиролузит и изкуствен MnO_2.

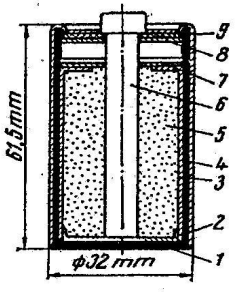
Електродвижещото напрежение на елемента на Лекланше е 1,5 V при положителен електрод от пиролузит и 1,8 V при положителен електрод от изкуствен манганов диоксид. Специфичната енергия и вътрешното съпротивление зависят в голяма степен от конструкцията и ще бъдат посочени допълнително. Работната температура е в обхвата от –40 до +60°C.

Елементите на Лекланше имат чашкова и галетна конструкция.Чашковите сега се изработват изключително като набивни.

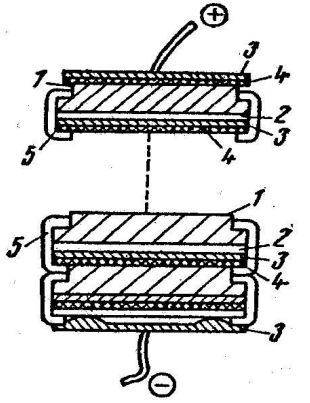
Набивният чашковиден елемент е показан на фиг. 1.3. Тук отрицателният електрод е цинкова чашка *1*. Вътре в нея е поставена картонена диафрагма *2*, напоена с електролит. Пространството между диафрагмата и графитната пръчка *6* е запълнено с положителна активна маса *5*. Тя се поставя чрез набиване и по този начин се постига добро използване на обема. Отгоре елементът е затворен с картонена шайба *8* и битумна заливка *9*.

Галетните батерии са построени на принципа на стълба на Волта. Батерията е съставена от отделни елементи, свързани последователно (фиг. 1.4). Елементът се състои от агломератна плочка *1*, дебела около 5 mm, картонена диафрагма *2*, напоена с електролит, цинкова пластинка *3* и електропроводящ, непропускащ електролита слой *4*. Той се изработва от бутилкаучук, сажди и графит или от колофон, графит и минерално масло. Служи за химическото разделяне на отделните елементи, без да пречи на електрическата им връзка. Всеки елемент отстрани е обвит с пръстен от поливинилхлорид *5*, който го херметизира.

Както се вижда от фиг. 1.4, за получаване на батерия елементите се наслагват един върху друг, обвиват се с хартия и се стягат с бандажи от



Фиг. 1.3. Напречен разрез на чашковиден елемент на Лекланше



Фиг. 1.4. Напречен разрез на галетна батерия

канап или ламарина. Накрая готовата батерия се потапя в парафинено-колофонна смес и се затваря в декоративна кутия.

Галетните батерии са с просто устройство, малък обем и по-добро използване на активните вещества. В чашковидната конструкция капацитетът се ограничава от електролита и манганoвият диоксид се използва 50 %, а цинкът – 20 %, за да не се пробие чашката през време на експлоатацията. Специфичната им енергия по обем е 54 W.h/dm^3, а по маса – 40 W.h/kg. При галетните батерии манганoвият диоксид се използва до 80 %, а цинкът – до 50 %, затова специфичната енергия по обем е до 120 W.h/dm^3, а по маса – 70 W.h/kg. Въпреки тези предимства галетната конструкция има ограничено приложение поради по-голямото вътрешно съпротивление.

Ако амониевият хлорид в елемента на Лекланше се замени с калиева основа, получава се т.нар. манганово-цинков елемент с алкален електролит. Напрежението му е 1,5 V. Използването на активните материали е по-добро и е възможно неколкократното му презареждане с капацитет до 10 % от първоначалния.

Подобни на елемента на Лекланше са галваничните елементи с газообразен активен материал на положителния електрод. Тъй като там протича окислителна реакция, най-подходящ е кислородът от въздуха.

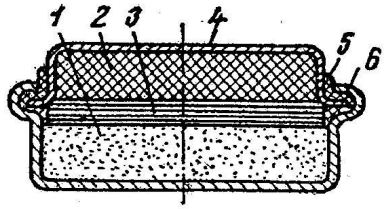
Кислородният електрод се изработва от активиран въглен и графит във вид на силно пореста маса. За да не се мокри от електролита, той се обработва по специален начин с хидрофобни вещества – каучук, парафин или пластмаси.

Отрицателният електрод е цинков, с чашковидна или пластинчата форма. Електролитът може да е солев или алкален. За свободен достъп на кислород до положителния електрод в горната част на елемента има „дихателни“ отвори. В тях в никакъв случай не бива да се налива вода, понеже активираният въглен ще прекрати действието си.

Е.д.н. на въздушно-цинковия елемент е 1,5 V. Вътрешното му съпротивление е по-голямо в сравнение с елемента на Лекланше. Поради малката скорост на окислителния процес от него може да се консумира сравнително малък ток. За да се намали чувствителността му към краткотрайни повишения на тока, положителният електрод се прави комбиниран – манганово-оксидно въздушен. Специфичният капацитет на тези елементи превишава двукратно този на елемента на Лекланше.

Живачно-цинков галваничен елемент. Създаден е през 1884 г. от Кларк, но практическо приложение намери през последните 40 години след разработването на херметичната конструкция на Рубен. На фиг. 1.5 е показан напречен разрез на живачно-цинков елемент с херметична дискова конструкция. Положителният електрод *1* е от живачен оксид

HgO, смесен с малко графит и запресован в корпуса *6* на елемента, който е изработен от никелирана стоманена ламарина. Отрицателният електрод *2* е от цинков прах и е запресован в капачето *4* на елемента, което е също стоманено и изолирано от корпуса с каучуков пръстен *5*. Между електродите има изолационна диафрагма *3* от хартия или целофан. Електролитът е 35–40-процентен разтвор на калиева основа, с който е напоена цялата активна маса.



Фиг. 1.5. Напречен разрез на живачно-цинков елемент

Електрохимичната реакция е следната:

$$Zn + HgO + 2KOH + H_2O = Hg + K_2Zn(OH)_4.$$

Понеже електролитът е в малко количество, след насищането му с калциев цинкат той се разлага на цинков оксид, калиева основа и вода:

$$K_2Zn(OH)_4 = 2KOH + ZnO + H_2O.$$

Цинковият оксид е неразтворим и се утаява. Калиевата основа и водата се възстановяват и съставът на електролита се запазва постоянен. Това осигурява стабилно е.д.н. на елемента през целия срок на работа – 1,35 V.

Коефициентът на използване на активната маса е около 90 %, срокът на съхранение – около 3 години. Специфичната им енергия е 200 – 500 W.h/dm^3 или 50 – 120 W.h/kg.

Живачно-цинковите елементи са механично здрави и устойчиви на въздействието на околната среда. Недостатъците им са голямата им цена и лошата работа при температури под нулата. Поради малките им размери и дългия срок на съхранение се използват в измерителна апаратура, слухови апарати, електронни часовници, миниатюрни радиоприемници и предаватели и др.

Живачно-индиеви галванични елементи. По конструкция и състав са подобни на живачно-цинковите, но отрицателният им електрод е от прахообразен индий.

Електрохимичната реакция е следната:

$$2In + 3HgO = In_2O_3 + 3Hg.$$

Предимствата на този елемент са работоспособност при ниски температури (–40°C), стабилност на е.д.н., голям срок на съхранение, практическа липса на саморазреждане. Използват се като източници за захранване на миниатюрни апаратури, за космически цели и за ръчни електронни часовници.

Литиеви елементи. Литият е метал с теоретично най-голям специфичен капацитет и галваничен елемент с негово участие има много добри

електрически характеристики. Той обаче е лесно окисляем и не може да работи във водна среда, т.е. с електролит, съдържащ вода. Затова се използват някои соли на лития, като литиев перхлорат или литиев бромид, разтворени в т.нар. *безводни електролити* – тионилхлорид, ацетонитрил, пропиленкарбонат и др. Като галванични двойки се използват литий – за отрицателен електроди, а за положителен електрод – едно от следните вещества: серен диоксид, тионилхлорид, полифлуоровъглерод, манганов диоксид, двуванадиев пентаоксид.

Характеристики на литиевите елементи. Електродвижещо напрежение – зависи от галваничната двойка и е в границите 2,15–4,5 V. Средното напрежение се приема 3 V и е типично за галваничния елемент литий – серен диоксид.

Капацитет. Елементът литий – тионилхлорид ($SOCl_2$) има най-голяма специфична енергия – 660 W.h/kg или 1100 W.h/dm^3, защото тионилхлоридът изпълнява едновременно ролята на положителен електрод и електролит. Останалите галванични двойки са с наполовина по-малка специфична енергия.

Саморазреждането на литиевите елементи е изключително малко – около 2 % годишно. Това дава възможност те да се съхраняват и използват 10 години и повече. Галваничната система Li|$LiAsF_6$|V_2O_5 с разтворител метилформалин има срок на съхранение повече от 20 години.

Активируеми елементи. Това са първични химични токоизточници, при които електродите през време на съхранението им не контактуват с електролита и се активират непосредствено преди въвеждането им в експлоатация. Те са *водоактивируеми, ампулни* и *топлинни.*

Във *водоактивируемите* елементи за електролит се използва природна вода – прясна или солена (морска). Типичен електролит е водният разтвор на натриев хлорид, а за отрицателен електрод най-често се използва магнезий. Положителният електрод може да е сребърен хлорид, меден хлорид, оловен двухлорид или оловен диоксид.

Напрежението на активиран елемент е 1,0–1,6 V, а специфичната енергия – 120 W.h/kg. Поради малкото вътрешно съпротивление от тях може да се получи голяма специфична мощност за кратко време – до 1200 W/kg.

Ампулните елементи са предназначени за дългогодишно съхранение в състояние на готовност и за форсирано разреждане след въвеждането им в действие. В тях се използват електрохимични системи с голяма специфична мощност и енергия, но и с голямо саморазреждане поради употребата на силно агресивни електролити – концентрирани киселини и основи. Преди активирането на елемента електролитът се съхранява в отделен съд (ампула), откъдето идва и названието му. Чрез взривяване

на капсул-детонатор електролитът под налягане се впръсква в работното пространство на елемента и той се активира за няколко секунди. Срокът на служба на вече активирания елемент е (в зависимост от конструкцията) от 20 min до 100 h. Един вариант на ампулен елемент е системата AgO|KOH|Zn.

Топлинните елементи са термично активируеми високоактивни електрохимични системи с разтопен електролит. При нормална температура електролитът е в твърдо състояние, не е йонизиран и системата е неактивна неограничено дълго време. След активирането, което се състои в бързо загряване на електролита до 400 – 600°C и неговото разтопяване, елементът влиза в действие. Поради голямата електропроводност на разтопения електролит и малката поляризация на електродите токът на разреждане може да достигне стойности 7000 A и повече на квадратен метър електрод при напрежение над 2 V. Времето за разреждане е от 0,5 s до 5 min. Обикновено елементът не може да работи по-продължително време от 15 min поради изстиването и втвърдяването на електролита.

Примерна електрохимична система от този вид е $CaCrO_4$|LiCl+ +KCl|Ca.

Подгряването се извършва с пиротехническа смес и електродетонатор.

Горивни елементи. При тях окисляването на обикновено гориво или негови деривати се използва за получаването на електрическа енергия. Сега това понятие е разширено и горивен елемент се нарича всеки химичен токоизточник, в който през време на работа активните материали се подават отвън към електродите равномерно и непрекъснато. Ако батерия от горивни елементи се комплектува с допълнителни обслужващи системи, като охладителна система, циркулационна система и др., получава се електрохимичен генератор на електрическа енергия.

При добив на електроенергия чрез изгаряне на горивото в съвременните ТЕЦ сумарният к.п.д. не превишава 40 % поради многократното преобразуване на енергията по веригата парен котел – турбина – генератор. При това горната граница на к.п.д. се ограничава от цикъла на Карно за превръщане на топлинната енергия в механична. Горивните елементи нямат това ограничение и поради директното преобразуване на енергията на окисляването в електрическа к.п.д. на реакцията може да бъде близък до 100 %. Нещо повече, съгласно с уравн. (1.3) максималният теоретичен к.п.д. може да се получи по-голям от единица ($\eta > 100$ %). В такъв случай горивният елемент използва и топлината на околната среда.

Като се има предвид, че горивният елемент също има определено вътрешно съпротивление, реалният електрически к.п.д. е

4852/2004

(1.18) $$\eta_e = \eta_{max} \frac{U_{разр}}{E_0}.$$

Тук E_0 е е.д.н. на елемента; $U_{разр}$ – напрежението на разреждане; η_{max} – теоретичният (електрохимичният) к.п.д.

Действителният коефициент на полезно действие е

(1.19) $$\eta_e = \eta_F \eta_{max} \frac{U_{разр}}{E_0},$$

където η_F е коефициентът на използване на внесените активни материали. Той отразява загубите от утечки на газовете, саморазреждане и др.

Коефициентът на полезно действие и електродвижещото напрежение се изменят с изменение на температурата съгласно с уравнението на Гибс-Хелмхолц – (1.1) и (1.3). В табл. 1 са дадени тези зависимости за най-перспективните горивни реакции.

Таблица 1

	Реакции	300 K		600 K		900 K		1200 K	
		E_0	η_{max}	E_0	η_{max}	E_0	η_{max}	E_0	η_{max}
1	$C + O_2 = CO_2$	1,02	1,00	1,02	1,00	1,02	1,01	1,02	1,01
2	$2C + O_2 = 2CO$	0,70	1,25	0,84	1,50	0,98	1,75	1,12	2,00
3	$2CO + O_2 = 2CO_2$	1,33	0,91	1,20	0,81	1,06	0,72	0,92	0,63
4	$2H_2 + O_2 = 2H_2O$	1,18	0,94	1,11	0,88	1,03	0,80	0,95	0,73

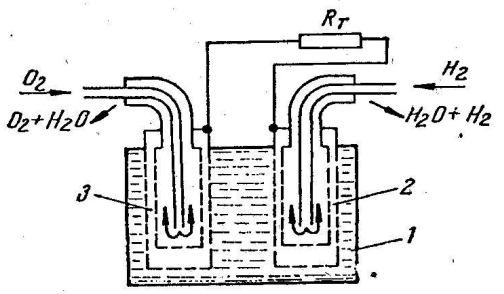
Вижда се, че реакция *1*, която се характеризира с пълното изгаряне на въглерода, има неизменно напрежение и постоянен максимален к.п.д., приблизително равен на 1,0. Реакция *2* дава възможност за получаване на к.п.д., по-голям от единица, докато при реакция *3* и *4* е обратното. Следователно от термодинамична гледна точка пълното окисление на въглерода до въглероден диоксид може да се провежда при всякаква температура, докато окислението на въглеродния оксид и водорода е желателно да става при ниски температури.

Добрите перспективи, които предлагат горивните елементи, са привлекли вниманието на учените още през XIX в. Първите опити за създаване на водородно-кислороден елемент са направени от Грове през 1839 г. Неговият елемент обаче се е поляризирал бързо и затова дълго време не е намерил приложение. През 1894 г. В. Освалд за първи път формулира научно проблема за горивните елементи и доказва високия к.п.д. на тази схема на горене. Реални успехи по практическото създаване на качествени електрохимични генератори се получават едва през последните десетилетия във връзка с космическите изследвания.

Горивните елементи могат да бъдат класифицирани по различни признаци. Според работната температура те са нискотемпературни (до 100°C), среднотемпературни (100–300°C) и високотемпературни (над

300°C). Според електролита те са с основен, с кисел електролит и с йонообменна мембрана и с течен, сгъстен и твърд електролит, а според работното налягане – с повишено и с ниско налягане.

Принципът на действие на горивния елемент може да се илюстрира, като се разгледа най-простият водородно-кислороден високотемпературен горивен елемент с течен електролит. Неговото схематично устройство е показано на фиг. 1.6. Реакцията е окисление на водорода до вода, при което се получава електрически ток. При стайна температура и нормално налягане тази реакция е много забавена, ето защо се налага употребата на катализатори. Използват се благородни метали, например платина, родий, сребро, а също никел и активиран въглен.



Фиг. 1.6. Схематично устройство на горивен елемент

Двата кухи, порести електрода (фиг. 1.6) са потопени в електролит *1*, който може да бъде алкален – KOH, или кисел – H_2SO_4. Газообразният водород постъпва на отрицателния електрод *2*, прониква през порите и молекулите му под действието на катализатора се разпадат на йони. Ако електролитът е алкален, хидроксилните му йони реагират с водородните и образуват вода, а върху електрода се натрупват електрони. На положителния електрод *3* кислородът взаимодейства с атомите на водата и образува хидроксилни йони, като наелектризира електрода положително. Реакциите са:

на отрицателния електрод – $2H_2 + 4OH^- = 4H_2O + 4e^-$;
на положителния електрод – $O_2 + 2H_2O + 4e^- = 4OH^-$;
сумарна реакция – $2H_2 + O_2 = 2\,H_2O$.

При кисел електролит процесите са аналогични и се изразяват със следните реакции:

на отрицателния електрод – $2H_2 = 4H^+ + 4e^-$;
на положителния електрод – $O_2 + 4H^+ + 4e^- = H_2O$;
сумарна реакция – $2H_2 + O_2 = 2H_2O$.

От цитираните две реакции се вижда, че при алкален електролит водата се образува върху водородния електрод, а при кисел електролит – върху кислородния електрод. Това трябва да се вземе под внимание при конструиране на системи за отвеждане на водата от елемента.

Въпреки наличието на катализатори скоростта на електрохимичната реакция е малка, което обуславя сравнително голямо вътрешно съпро-

тивление на горивния елемент. Ако съпротивлението на товара е много по-голямо, коефициентът на полезно действие е висок и топлинните загуби са малки. При намаляване на съпротивлението на товара реакцията се ускорява, е.д.н. намалява поради поляризационни процеси и к.п.д. спада. Ако елементът работи на късо съединение, електрохимичната реакция се превръща в обикновено горене, при което цялата енергия се изразходва във вид на топлина.

В заключение може да се каже, че засега поради големите си предимства горивните елементи са най-перспективните химични източници на електрическа енергия. Въпреки че постигнатият коефициент на полезно действие засега е далеч от теоретичния, специфично-масовата енергия достига 1500 W.h/kg, което е многократно повече от специфичната енергия на най-съвършените галванични елементи и акумулатори от друг тип. Освен това активните материали – водород, кислород, въглерод и др., са широко разпространени и практически неизчерпаеми.

1.3. ВТОРИЧНИ ХИМИЧНИ ТОКОИЗТОЧНИЦИ (АКУМУЛАТОРИ)

Както вече беше казано, акумулаторите са вторични химични токоизточници, т.е. протичащите в тях електрохимични процеси са обратими и могат да се извършват многократно в двете посоки. Това дава възможност за многократно използване на акумулатора за разлика от галваничните елементи.

Известни са голям брой различни акумулатори, но тяхното усъвършенстване и търсенето на нови видове продължава. Сега най-широко се използват две големи групи акумулатори, класифицирани според вида на електролита – киселинни и алкални.

1.3.1. Киселинни (оловни) акумулатори

Електрохимични процеси и устройство. Киселинните, или както още се наричат оловни, акумулатори са най-разпространените в момента химични токоизточници. Създадени са през 1860 г. от Плантѐ и непрекъснато се усъвършенстват. В електрохимично отношение активните съставни части на оловния акумулатор в заредено състояние са отрицателен електрод – гъбесто олово Pb, положителен електрод – оловен диоксид PbO_2, електролит – воден разтвор на сярна киселина H_2SO_4 с относителна плътност 1,2 – 1,3. Най-често се използва електролит с относителна плътност 1,28. Химичните процеси при затворена външна верига се основават на теорията на двойната сулфатизация. Съгласно с нея активните вещества на двата електрода се превръщат в оловен сулфат $PbSO_4$, а процесът протича по сумарната реакция

$$PbO_2 + Pb + 2H_2SO_4 = 2PbSO_4 + 2H_2O.$$

Тази реакция е обратима при пропускане на електрически ток през акумулатора от външен източник в обратна посока.

Електрохимичните процеси, протичащи на отделните електроди, са следните:

В електролита водният разтвор на сярната киселина се дисоциира:

$$H_2SO_4 \rightleftarrows 2H^+SO_4^{2-}.$$

На отрицателния електрод:

$$Pb + SO_4^{2-} = PbSO_4 + 2e^-.$$

Излишъкът от свободни електрони създава отрицателен потенциал на електрода.

На положителния електрод:

$$PbO_2 + 4H^+ + SO_4^{2-} + 2e^- = PbSO_4 + 2H_2O.$$

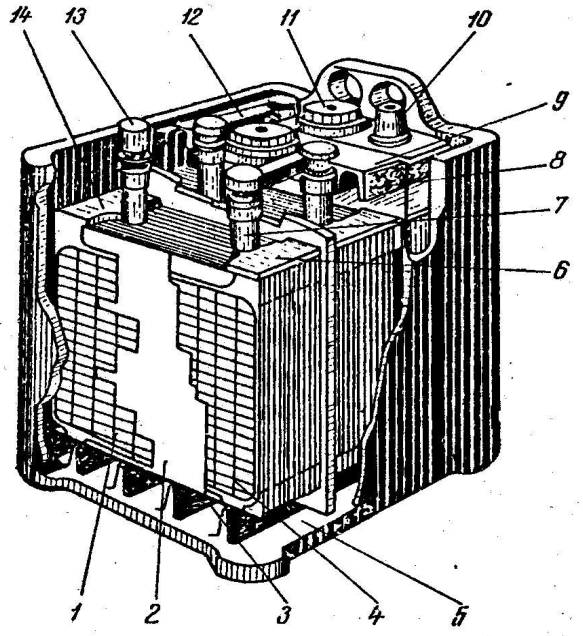
В последното равенство наличието на двата електрона показва, че те идват през външната верига от отрицателния към положителния електрод. При отворена външна верига положителният заряд на два от водородните йони не може да бъде компенсиран и електродът получава положителен потенциал.

От показаните електрохимични реакции се вижда, че при изтощаването на оловния акумулатор и двата електрода се превръщат в оловен сулфат, който е трудноразтворим във вода и се отлага върху електродите във вид на дребни кристали. Сярната киселина от електролита се изразходва и се отделя вода, в резултат на което неговата гъстота се намалява.

При зареждането на акумулатора реакциите на повърхността на електродите в частен и в сумарен вид протичат в обратна посока. При това активните вещества на електродите се възстановяват до PbO_2 и Pb, а електролитът се сгъстява поради образуването на сярна киселина от разлагането на оловния сулфат.

В зависимост от предназначението си оловните акумулатори са *стационарни* – за електростанции и съобщителни съоръжения, и *преносими* – за автомобили, тягови – за електрокари, електромобили, подводни лодки, самолети и др. Всички конструкции имат следните основни части (фиг. 1.7): електроди, съставени от положителни и отрицателни пластини; електролит; токопровеждащи детайли; сепаратори, разделящи разнополярните пластини, и съд от киселиноустойчив материал.

По-голямата част от оловните акумулатори се произвеждат в съдове от пластмаса, затворени с пластмасови капаци. На капака се намират



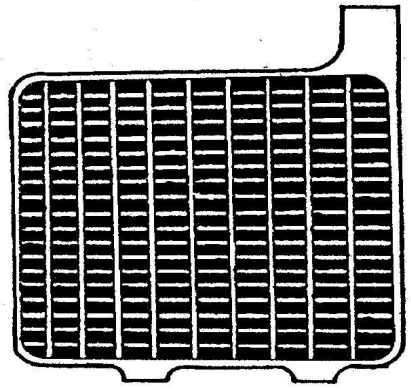
Фиг. 1.7. Устройство на оловния акумулатор
1 – отрицателна плоча; *2* – сепаратор; *3* – ребра на дъното на корпуса; *4* – положителна плоча; *5* – корпус; *6* – свързващ мост на положителните плочи; *7* – извод на положителния полюс; *8* – капак на клетката; *9* – пластмасов капак; *10* – положителен полюс на батерията; *11* – капачка за наливане на електролит и контрол на нивото му; *12* – свързващ мост между отделните клетки на батерията; *13* – отрицателен полюс на батерията; *14* – свързващ мост на отрицателните плочи

отвори за изводите на електродите и за наливане и контролиране на електролита. Отворът за наливане на електролита е затворен с капачка, на която има малки дупки за излизане на газовете. На дъното на съда са оформени специални издигнати ребра, на които се опират електродните пластини. По този начин се изключва възможността за късо съединение при падане на електродна маса на дъното.

Най-важната част на оловния акумулатор са пластините. Известни са четири вида пластини – повърхностни, броневи, кутиеобразни и решетъчни. Най-широко приложение намират решетъчните.

Решетъчната пластина (фиг. 1.8) се състои от решетка със специална форма, отлята от оловно-антимонова сплав, върху която е нанесена паста. При електрохимичното формиране пастата образува активната маса на електрода.

Решетката трябва да задържа добре активната маса, да придава

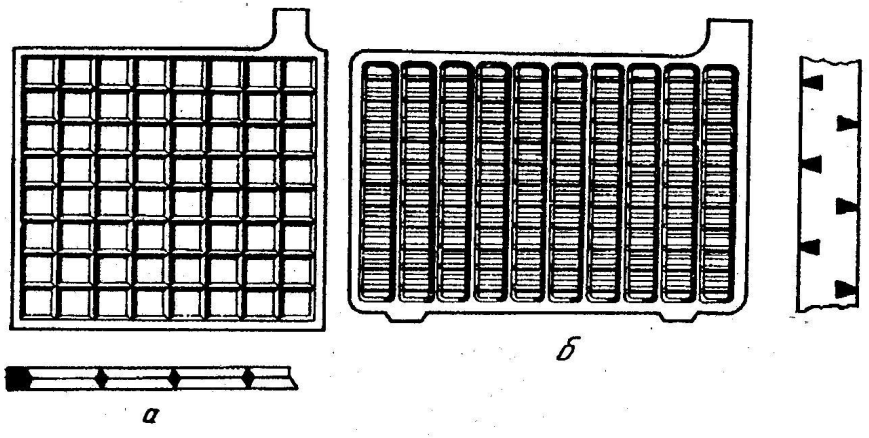


Фиг. 1.8. Решетъчна пластина на оловен акумулатор

механична здравина и да осигурява добра и равномерна токопроводимост на пластината. Тя се изработва като рамка с клетки, образувани от тънки напречни и надлъжни жилки. Решетките на отрицателните пластини са по-тънки от тези на положителните.

Задържането на активната маса върху решетката става благодарение на специалната форма на жилките или на тяхното взаимно разположение. На фиг. 1.9 са показани едноредна и двуредна решетка. Двуредните решетки имат по-широко приложение особено при дебелите пластини.

При изработването на пластините клетките на решетката се запълват с паста от оловни оксиди и се потопяват в разтвор от сярна киселина.



Фиг. 1.9. Решетка за пластини на оловни акумулатори
а – едноредна; *б* – двуредна

При това се образува оловен сулфат, който чрез електрохимична формовка се превръща в оловен диоксид или чисто гъбесто олово. С паралелно свързване на определен брой еднополярни пластини се получават положителният и отрицателният електрод на акумулатора.

За да не се получи късо съединение между разнополярните пластини, в акумулатора се поставят сепаратори. Те трябва да имат изолационни качества, да бъдат механично и химично устойчиви и да не увеличават вътрешното съпротивление на акумулатора. Най-често се използват микропорести плочи със специална форма от каучук, поливинилхлорид или стъклотъкан. Основно изискване е размерът на порите да не надвишава 30 μm.

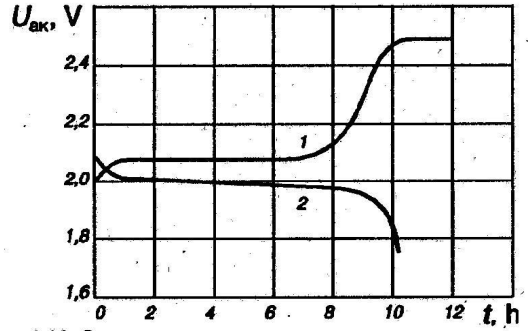
Параметри на оловните акумулатори. *Зарядно-разрядни криви.* Напрежението на акумулатора при зареждане и разреждане се определя от уравненията

(1.20)
$$U_з = E + E_{пз} + I_з r_{iз};$$
$$U_р = E - E_{пр} + I_р r_{iр},$$

където E е е.д.н. на акумулатора; $E_{пз}$ и $E_{пр}$ са напреженията на поляризация съответно при зареждане и разреждане; $I_з$ и $I_р$ – токовете на зареждане и разреждане, и $r_{iз}$ и $r_{iр}$ – вътрешните съпротивления при зареждане и разреждане.

Поляризацията се увеличава при зареждането или разреждането на акумулатора, затова напрежението се изменя.

Типичните криви на зареждане и разреждане за 10-часов режим на работа са показани на фиг. 1.10. В началото на зареждането се забелязва



Фиг. 1.10. Зарядно-разрядни криви на оловен акумулатор
1 – зарядна крива; *2* – разрядна крива

стръмно нарастване на напрежението, което се дължи на повишената концентрация на киселината около електродите. Причината за постепенното нарастване на напрежението след това е общото повишение на концентрацията на киселината. В края на зареждането при напрежение 2,2 – 2,3 V започва електролиза на водата и напрежението бързо се покачва до 2,6 – 2,7 V. Отделящите се газове изронват частички от активната маса на електродите, затова този режим е вреден.

Намаляването на напрежението в началото на разреждането също се дължи на концентрационната поляризация. По-нататък напрежението спада вследствие на образуването на оловен сулфат, който запушва порите на електродите, и на намалението на концентрацията на електролита. Практически разреждането трябва да се прекрати при напрежение 1,8 V.

В практиката често се използва следната емпирична формула, характеризираща зависимостта между е.д.н. и относителната плътност d на електролита:

(1.21)
$$E = 0{,}85 + d, \text{ V}.$$

Вътрешно съпротивление. За оловните акумулатори то е малко. Зависи от температурата и капацитета. При понижаване на температурата вътрешното съпротивление расте и при 0°C то е приблизително два пъти по-голямо от съпротивлението при 25°C. Приблизителната му стойност при 25°C е

(1.21)
$$r_i = \frac{0{,}25}{q_{ном}}, \Omega.$$

Капацитет на оловния акумулатор. Зависи главно от конструкцията на пластините. С най-малък капацитет са повърхностните, а с най-голям – решетъчните пластини. От значение е и дебелината им. По-тънките пластини имат по-голям капацитет, но са механично по-слаби. Средно капацитетът е 15 – 20 A.h/kg.

Увеличаването на тока на разреждане намалява капацитета. За нормален ток се счита токът на 10-часовото разреждане.

При повишаване на температурата капацитетът се увеличава, но расте и саморазреждането. Допустимата горна граница на температурата е 50°C. При отрицателни температури капацитетът силно намалява и при – 30°C е едва 30 % от номиналния.

Саморазреждане на оловния акумулатор. Капацитетът на заредения акумулатор, когато не е включен във верига на консуматор, самопроизволно се намалява с 0,3 – 1 % в денонощие. Това се дължи на реакцията, при която оловото на отрицателните пластини взаимодейства с електролита и се превръща в оловен сулфат. Реакцията се ускорява при повишаване на температурата, при повишена концентрация на електролита и наличие на вредни примеси в електролита, като желязо, никел, кобалт, хлор, манган и др. Ето защо за първоначално зареждане на акумулатора трябва да се използва т.нар. акумулаторна сярна киселина, която е химически чиста, а за доливане – само дестилирана вода.

Саморазреждане, по-голямо от 1 % дневно, се счита за ненормално високо. Освен на замърсен електролит то може да се дължи и на замърсяване на капака на акумулатора с провеждащ прах, който образува мост между електродните изводи.

Дълготрайност на оловния акумулатор. Зависи от конструкцията и начина на експлоатация. Стационарните батерии с повърхностни пластини издържат 10 години. Преносимите акумулатори с решетъчни плочи имат средна дълготрайност 1000 – 1500 цикъла на зареждане – разреждане или 3 – 4 години. Причините за износване на акумулаторите са следните:

1. Спичането на отрицателния електрод, което води до силно намаляване на активната му повърхност и бързо пасивиране от оловен сулфат при разреждане. За борба с това явление в активната маса се въвеждат допълнителни вещества, наречени разширители, например бариев сулфат, дървени стърготини, дъбилни вещества и др. Тези прибавки намаляват пасивирането на електрода, като способстват за равномерното разпределение на оловния сулфат върху цялата активна площ при разреждане, а при зареждане поддържат голяма порестост на електрода. Някои от разширителите притежават и инхибиращо действие – намаляват разтворимостта на оловото в киселината и по този начин намаляват саморазреждането.

2. Изронването на активната маса на положителния електрод е следващата възможна причина за разрушаването на акумулатора. Колкото е по-голяма плътността на електролита и по-ниска температурата на разреждане на акумулатора, толкова изронването е по-активно. То се ускорява при наличието на бариев сулфат. Затова при производството на положителните пластини се внимава материалът им да не се смеси с материала на отрицателните. За борба с изронването се използват сепаратори от стъклотъкан, които механично укрепват повърхността на пластините. Освен това положителните пластини са с една по-малко и от всички страни са притиснати от пакета на отрицателните пластини.

3. Корозията на решетката на положителните пластини. През време на цикличната работа на оловния акумулатор решетките на положителните плочи постепенно слабо се активират и бавно се превръщат в оловен диоксид. По този начин се намалява механичната здравина и се увеличава електрическото съпротивление на пластините. Накрая може да се стигне до пълно разрушаване на решетката най-често в областта на контактния извод. Този процес е особено засилен при системното презареждане на акумулатора, което се среща при неправилно избран буферен режим на работа.

Прибавянето към решетката на антимон, сребро и арсен намалява корозията.

4. Късото съединение между електродите. Въпреки качествените сепаратори частично или пълно късо съединение между разнополярните пластини е възможно да възникне по следните причини:

а) изронване на голямо количество положителна активна маса на дъното на съда; за борба с това явление на дъното се оставя достатъчно място, което да поеме голямо количество утайка;

б) образуване на оловни дендрити по ръбовете на отрицателните пластини, които образуват токопровеждащи мостчета около сепараторите; за предпазване от това е необходимо сепараторите да се подават достатъчно извън пластините;

в) задържане на частички от изронена положителна активна маса между пластината и сепаратора; при набъбването на отрицателнитя електрод през време на експлоатацията налягането върху сепаратора се увеличава, дребните частички от оловен диоксид проникват през порите и при контакт с отрицателния електрод се редуцират до олово; така се създават токопровеждащи мостчета; за да не се получи подобно нещо, особено при тънки сепаратори, необходимо е материалът им да бъде с дребни и лъкатушещи пори.

Сулфатизация на пластините. При системно недозареждане или при продължително съхранение на разреден акумулатор кристалите на оловния сулфат наедряват и образуват слой, труднопроницаем за електролита. Този процес се нарича сулфатизация на акумулатора. Оловният сулфат се увеличава и от саморазреждането, и от топлината. Сулфатизираният акумулатор се зарежда трудно, има повишено вътрешно съпротивление и повишено газоотделяне. За отстраняване на едрокристалната сулфатизация в акумулатора се налива дестилирана вода или силно разреден електролит и се зарежда продължително с малък ток.

Правила за поддържане на оловните акумулатори. Новите оловни акумулатори се доставят от завода-производител сглобени без електролит. Ако акумулаторът е със заредени пластини, се продухва със сух инертен газ и се херметизира, получава се т.нар. сухозареден акумулатор, при който гъбестото олово на отрицателния електрод е предпазено от окисление. Сухозаредените акумулатори могат да се съхраняват на склад до 5 години след произвеждането им.

Всички акумулатори сега се произвеждат сухозаредени. За въвеждането им в действие е необходимо да се напълнят с електролит – сярна киселина с относителна плътност 1,23 –1,25, т.е. с 0,02 по-малка от работната гъстота, до предписаното от завода ниво – 10 – 15 mm над горния ръб на сепараторите. Понеже сярната киселина се доставя концентрирана с относителна плътност 1,83, тя се разрежда с дестилирана вода. **При това киселината трябва да се налива внимателно и на малки порции във**

водата и разтворът да се охлажда периодично! Ако се налее вода в концентрираната киселина, от разтварянето така бурно се отделя топлина, че част от водата се изпарява и се разпръсква киселина наоколо, което е много опасно.

Приготвянето на електролита трябва да става в ебонитови, огнеупорни стъклени или дървени съдове, обвити с оловни листове. За приготвяне на електролита трябва да се използва само дестилирана вода, защото на една обемна част киселина се прибавят пет обемни части вода и най-малките примеси във водата оказват съществено влияние върху чистотата на електролита. По същата причина в акумулатора се долива само дестилирана вода.

Електролитът се налива в акумулатора само охладен под 25°C. След около 5 h се проверява нивото му. При нужда се долива и започва зареждането с електроенергия по тренировъчен цикъл, предписан от завода-производител.

По време на експлоатацията трябва да се контролира поне веднъж месечно нивото на електролита и при необходимост да се долива с вода. Доливането на киселина се разрешава само ако част от електролита се е разляла. Степента на разреждане трябва да се контролира чрез измерване на гъстотата на електролита. Освен това не бива да се оставя акумулаторът дълго време разреден, за да не се сулфатизира. Капакът му трябва да се поддържа чист и сух, полюсните изводи да се почистват от оксиди и да се смазват с технически вазелин.

Зареждането на оловните акумулатори се прави с ток, чиято стойност е 0,1 от номиналния капацитет в A.h, в продължение на 10 – 12h. В специални случаи може да се използва по-голям ток, но се следи температурата на електролита да не надхвърли 40°C.

Оловен акумулатор без обслужване. Този акумулатор не изисква периодично доливане на електролит. При него не се отделят пари и капки електролит в околното пространство и може да работи в произволно положение. Снабден е с клапан, който изпуска и най-малкото количество газове, образуващи се при зареждане и саморазреждане на акумулатора.

Конструктивни особености. Електролитът е сгъстен до пастообразно състояние с помощта на силициева киселина или силициев диоксид и не може да се излива. За намаляване на газоотделянето при зареждане вместо оловно-антимонова сплав за изработване на решетките на пластините се използва оловно-калциева сплав (0,1 – 0,2 % Ca). Освен това отрицателните пластини са с по-голям капацитет от положителните и при пълно зареждане на акумулатора те се намират в недозаредено състояние. Затова не е възможно отделянето на водород върху тях. Кислородът, който евентуално може да се отдели върху положителния

електрод, окислява оловото и допълнително пречи на отделянето на водород.

Експлоатация на необслужваемите акумулатори. От изключителна важност е режимът на зареждане. Напрежението върху една клетка не трябва да надвишава 2,25 – 2,30 V при буферен режим и 2,40 V при циклично зареждане – разреждане. Предпочита се зареждане с фиксирано напрежение, отговарящо на посочените стойности. По-високото зарядно напрежение бързо разрушава оловно-калциевите решетки на пластините и акумулаторът излиза от строя.

1.3.2. Алкални акумулатори

Електролитът на акумулаторите от тази група представлява воден разтвор на силни основи – най-често калиева или натриева. Съществуват няколко разновидности според химичния състав на електродите.

Никелово-кадмиеви и никелово-железни акумулатори. Това са най-разпространените в момента алкални акумулатори. Никелово-кадмиевият акумулатор е създаден през 1900 г. от Юнгнер и има за положителен електрод никелов хидрооксид с прибавка от графит, а за отрицателен електрод – гъбест кадмий с прибавка от желязо. Никелово-железният акумулатор е създаден през 1901 г. от Едисон. Положителният му електрод се състои от никелов хидроксид и никелови стърготини, а отрицателният – от железен прах и добавки от живачен оксид.

Електролитът е воден разтвор на калиева основа (KOH) с относителна плътност 1,19 – 1,21 с прибавка от 10 – 15 g/l литиева основа (LiOH). Литиевата основа увеличава вътрешното съпротивление на акумулатора, но предпазва положителния електрод от пасивиране и удължава дълготрайността му. Електролитът с такъв състав е работоспособен в температурен обхват от –15 до +40°C. За работа при по-ниски температури (от –40 до –15°C) се използва само калиева основа с относителна плътност 1,26 – 1,30. При високи температури (от +40 до + 60°C) се препоръчва за електролит натриева основа (NaOH) с относителна плътност 1,17 – 1,19 с прибавка от 15 g/l литиева основа.

Електрохимични процеси на положителния електрод. При зареждане на оксидно-никеловия електрод протича следната реакция (по Фьорстер):

$$NiO + 2OH^- = NiO_2 + H_2O + 2e^-.$$

По-нататък никеловият диоксид също встъпва в реакция и се получава

$$NiO_2 + NiO = Ni_2O_3.$$

В заредения никелов електрод активната маса е смес от NiO_2 и Ni_2O_3.

При разреждане най-напред влиза в реакция никеловият диоксид:

$$2NiO_2 + H_2O + 2e^- = Ni_2O_3 + 2OH^-.$$

След това при по-нисък потенциал протича основната реакция

$$Ni_2O_3 + H_2O + 2e^- = 2NiO + 2OH^-.$$

Поради двустепенността на описаната реакция непосредствено след зареждането потенциалът на положителния електрод е по-висок, тъй като електрохимичната активност на NiO_2 е по-голяма. След известно време даже и при отворена верига на консуматора никеловият диоксид се превръща в Ni_2O_3 и потенциалът на електрода спада.

Електрохимични процеси на отрицателния електрод. Ако електродът е кадмиев, при зареждане се получава

$$Cd(OH)_2 + 2e^- = Cd + 2OH^-.$$

При железен електрод реакцията е аналогична:

$$Fe(OH)_2 + 2e^- = Fe + 2OH^-.$$

При разреждане на акумулатора реакциите са съответно

$$Cd + 2OH^- = Cd(OH)_2 + 2e^-$$

или

$$Fe + 2OH^- = Fe(OH)_2 + 2e^-.$$

Процесите, протичащи в електролита, още не са намерили точно определение. Установено е само, че при зареждане на акумулатора концентрацията на електролита слабо се понижва, докато при разреждане тя слабо се повишава.

Устройство на никелово-кадмиевите и никелово-железните акумулатори. Съществуват главно три вида конструкции на акумулатори – ламелни, безламелни и херметични, които се различават само по начина на изработка на електродните пластмаси.

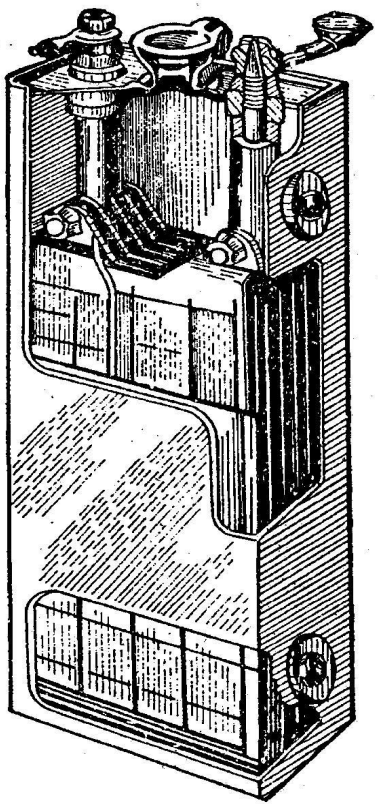
Ламелните акумулатори (фиг. 1.11) имат пластини, сглобени от ламели (кутийки) от желязна перфорирана ламарина, пълни с активна маса. Ламелите за положителния електрод са никелирани. Група еднородни пластини се свързват в електроден блок или чрез болт (фиг. 1.11), или чрез заварка. За сепаратори между разнополярните пластини се използват ебонитови пръчки, закрепени в специални вертикални канали на пластините.

Акумулаторите се монтират в железни никелирани съдове, като изводите се правят с железни шпилки, изолирани от корпуса с гумена втулка и ебонитови шайби. В средата на капака има отвор за наливане на електролит, който се затваря с желязна вентилна капачка. Тя трябва да осигурява свободен изход на газовете, отделящи се при зареждане на акумулатора, но да не позволява достъп на въздух вътре.

При никелово-кадмиевите акумулатори положителните пластини са с една повече и крайните се допират до корпуса, който е свързан с плюсовия

извод. Капацитетът тук се ограничава от кадмиевия електрод. Докато в никелово-железните акумулатори отрицателните пластини са с една повече и те се допират до корпуса.

Ламелните алкални акумулатори са много здрави и с голяма дълготрайност, но имат сравнително голямо вътрешно съпротивление и висока цена. За премахване на тези недостатъци се произвеждат *безламелните конструкции.* Най-често се използват методите на праховата металургия. От стоманена лента с дебелина 0,2 – 0,4 mm се щампова решетка с размера на пластината и се никелира. След това около решетката се пресова никелов прах под налягане около 100.10^6 Pa. При температура около 900°C във водородна атмосфера за 12 h никеловият прах се спича в здрава пореста маса. Така изработените пластини се напояват с никелов нитрат за положителните и с кадмиев нитрат – за отрицателните електроди. Чрез обработка в KOH порите на положителните пластини се изпълват с никелов хидроксид $Ni(OH)_2$, а порите на отрицателните пластини – с кадмиев хидрооксид $Cd(OH)_2$.



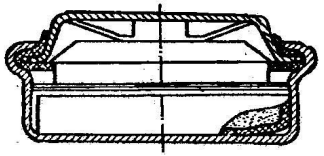
Фиг. 1.11. Разрез на алкален акумулатор с ламелни пластини

Безламелните акумулатори, изработени от пластини по описаната технология, са с малко вътрешно съпротивление, допускат големи токове на разреждане, работят добре при ниски температури и имат два пъти по-висок специфичен капацитет от ламелните, но разходът на никел е голям и оттам цената им е висока.

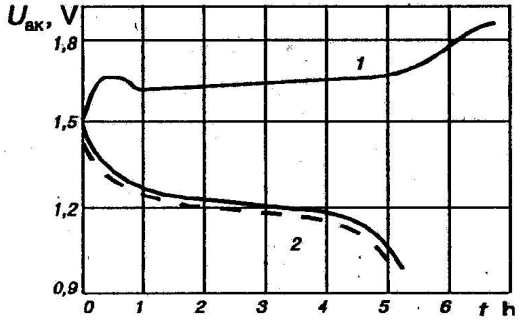
Съществува и намазна технология за изработване на безламелни алкални акумулатори. Отрицателните пластини в този случай се изработват, като върху желязна решетка се намазва и пресова желязна или кадмиева активна маса. При положителните пластини върху никелова решетка се пресова активна маса. Поради малката механична якост на тези пластини и набъбването им през време на експлоатацията те се обвиват плътно в капронова тъкан, която служи и за сепаратори.

Дълготрайността на акумулаторите с намазани електроди е 2 – 3 пъти по-малка от дълготрайността на акумулаторите с ламелни електроди.

Херметичните никелово-кадмиеви акумулатори имат известни предимства при експлоатация: могат да работят във всяко положение, не се нуждаят от смяна на електролита и доливане, не отделят газове и пръски от основа в околната среда. Принципът на действие е следният. През време на зареждането върху положителния електрод се отделя малко количество кислород, което нараства силно до пълното зареждане на електрода. На отрицателния (кадмиев) електрод водород ще се отдели само в случай, че се е заредил напълно. Ако се създадат подходящи условия, кадмиевият електрод се окислява лесно и не се допуска отделянето на водород. По този начин независимо от продължителността на зареждането кадмиевият електрод винаги остава недозареден, водород



Фиг. 1.12. Напречен разрез на дисков херметичен никелово-кадмиев акумулатор



Фиг. 1.13. Зарядно-разрядни криви на никелово-кадмиев акумулатор
1 – зарядна крива; *2* – разрядна крива

не се отделя, а кислородът се поддържа в минимално количество. Наляганото в корпуса не се увеличава.

Херметичните алкални акумулатори се изработват с капацитет от 0,06 до 30 A.h с дискова, цилиндрична или правоъгълна форма. Могат да бъдат ламелни и безламелни. На фиг. 1.12 е показано схематично устройството на дисков безламелен херметичен никелово-кадмиев акумулатор.

Електрически характеристики на алкалните акумулатори. Електродвижещо напрежение. Никелово-железните акумулатори непосредствено след зареждането имат е.д.н. 1,48 V, а никелово-кадмиевите – 1,45 V.

При разреждането на току-що заредения акумулатор напрежението му отначало бързо спада до 1,35 V, след което спадането е по-бавно (фиг. 1.13.). Началното високо напрежение и стръмният участък на кривата *2*

се дължат на наличието на малки количества NiO_2 в положителния електрод, който е силно активен, но бързо се разпада.

На същата фигура е показана и зарядната крива *1* на алкален акумулатор. Вътрешното съпротивление на ламелните алкални акумулатори е по-голямо от съпротивлението на оловните и е

$$R_i \approx \frac{0{,}45}{q}, \ \Omega. \tag{1.23}$$

По тази причина те не се използват за стартерни и тягови акумулатори. От друг страна, този техен недостатък ги прави издръжливи на краткотрайни къси съединения.

Капацитетът зависи от масата на активното вещество в електрода. При никелово-железните и херметичните никелово-кадмиеви акумулатори ограничител на капацитета е положителният електрод. Капацитетът се ограничава също и от степента на използване на активните вещества, зависеща от порестостта на масата, контакта с токопровеждащата основа и т.н. С течение на времето степента на използване се намалява и капацитетът също се намалява при неизменна активна маса.

Температурата също влияе на капацитета. Никелово-железният акумулатор може да работи до –20°C, а никелово-кадмиевият – до –40°C. Горната граница на работната температура е 45°C.

Примесите на желязо, магнезий, алуминий и силиций действат вредно на положителния електрод и го пасивират. Обратното, кобалт, барий и литий го активират. Затова в електролита се прибавя литиева основа, която забавя процеса на спичане на положителния електрод.

Саморазреждане. То е по-голямо при никелово-железните акумулатори. Дължи се главно на реакцията, протичаща на отрицателния електрод:

$$Fe + 2H_2O = Fe(OH)_2 + H_2.$$

Скоростта на тази реакция зависи от температурата. При 25°C акумулаторът губи 50 % от капацитета си за 30 денонощия, а при –40°C – 70 % за 7 денонощия.

Никелово-кадмиевите акумулатори се саморазреждат по-бавно. Реакцията е аналогична, но може да настъпи само при наличието на свободен кислород:

$$Cd + H_2O + O = Cd(OH)_2.$$

Дълготрайност на никелово-кадмиевите и никелово-железните акумулатори. Поради здравата си конструкция и нечувствителност към различни режими на зареждане и разреждане те имат сравнително голяма дълготрайност. Акумулаторите с ламелни пластини издържат около 3000 цикъла зареждане – разреждане или около 15 години. Акумулаторите с намазани пластини имат по-малка дълготрайност – 1000 цикъла или 4 години. Херметичните акумулатори издържат 150 – 200 цикъла.

4852/2007

Режими на зареждане на никелово-кадмиевите и никелово-железните акумулатори. Препоръчват се следните три режима:

1. Нормален – акумулаторът се зарежда 6 h с ток, равен на 1/4 от стойността на капацитета му, при което той получава 150 % от необходимото количество електричество. Първите 150 зареждания е желателно да продължат 7 h поради наличието на фабричен запас от капацитет, който може да се използва.

2. Ускорен – акумулаторът се зарежда 2,5 h с ток, равен на половината от стойността на капацитета му. След това токът се намалява наполовина и се зарежда още 2 h. Изразходваното количество електричество е 170 % от номиналния капацитет. При този режим трябва да се контролира температурата на електролита да не надхвърля 40 °C.

3. Усилен – акумулаторът се зарежда 6 h с ток, съответстващ на тока при номинален заряден режим, и след това още 6 h с ток, равен на половината от нормалния. Изразходва се количество електричество, равно на 225 % от капацитета. Желателно е този режим да се практикува на 10 цикъла веднъж за активиране на положителните пластини.

Поддържане на никелово-кадмиевите и никелово-железните акумулатори. Поддържането им е сравнително просто. Трябва да се следи за чистотата на корпусите и да се поддържа нивото на електролита чрез доливане с дестилирана вода. Веднъж в годината електролитът трябва да се подменя, понеже той реагира с въглеродния диоксид от въздуха и карбонатизира:

$$2KOH + CO_2 = K_2CO_3 + H_2O$$

или

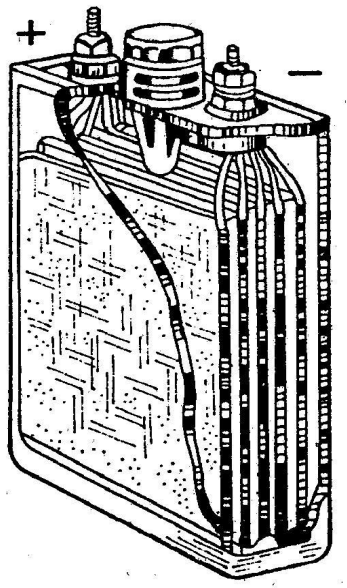
$$2NaOH + CO_2 = Na_2CO_3 + H_2O.$$

Получените карбонати – поташ или сода, не изпълняват функциите на електролит.

След 50 – 60 цикъла зареждане – разреждане, но не по-рядко от един път годишно, трябва да се проверява капацитетът и при необходимост да се извършва прекомплектуване на батериите. Не се допуска съвместна работа в батерия на акумулатори с различен капацитет, защото ще се получи преполюсиране на акумулатора с най-малък капацитет. Той се разрежда пръв и токът на останалите последователно свързани акумулатори се стреми да го зареди в обратна полярност. Това съкращава още повече неговата дълготрайност.

Сребърно-цинкови акумулатори. Пригодността на галваничната двойка сребро – цинк като химичен токоизточник е била установена още от Волта. Като акумулатор тя е била патентована през 1898 г., но практически пригодна конструкция е била разработена едва през 1943 г. от Андрè. Главните трудности са били в създаването на обратим цинков електрод, който да запази формата и размерите си при многократни зареждания и разреждания.

Съвременният сребърно-цинков акумулатор (фиг. 1.14) се изработва с прозрачен пластмасов корпус, през който се наблюдава нивото на електролита.



Фиг. 1.14. Разрез на сребърно-цинков акумулатор

През време на работа на акумулатора нивото на електролита се изменя – при зареждане се повишава, а при разреждане се понижава. Затова на някои акумулатори на съда са нанесени две черти, които показват съответно горната и долната граница на нивото. По тях може да се съди и за степента на разреждане на акумулатора.

В заредено състояние активната маса на положителните пластини е сребърен оксид (AgO), а на отрицателните – цинк (Zn). Електролитът е калиева основа, наситена с калиев цинкат с относителна плътност 1,4. Той е в малко количество. Доставя се от завода производител в запечатан бидон.

Химичните процеси, протичащи в акумулатора, могат да бъдат обобщени със следните равенства:

$$2AgO + Zn + H_2O \underset{\text{разреден}}{\overset{\text{зареден}}{\rightleftarrows}} Ag_2O + Zn(OH)_2;$$

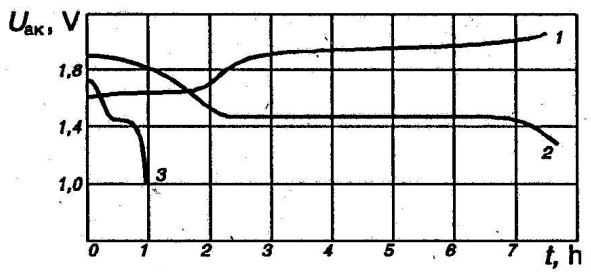
$$2Ag_2O + 2Zn + H_2O \underset{\text{разреден}}{\overset{\text{зареден}}{\rightleftarrows}} 4Ag + ZnO + Zn(OH)_2.$$

Важен елемент от конструкцията на сребърно-цинковите акумулатори са сепараторите. Сепараторът трябва да има добра проницаемост за йонния обмен и голяма механична здравина, за да пречи на проникването на нарастващи дендрити от сребро върху положителния електрод, и не трябва да се разтваря в електролита. Такъв сепаратор, който най-добре удовлетворява всички условия, е лента от целофан, с която се обвиват отрицателните пластини. Положителните пластини се обвиват с капронова или найлонова тъкан.

Характеристики на сребърно-цинковите акумулатори. Криви на зареждане и разреждане (фиг. 1.15). Непосредствено след зареждането е.д.н. на акумулатора е 1,84 V. Това се дължи на наличието на AgO в положителния електрод. След частично разреждане или продължително съхранение е.д.н. се намалява до 1,56 V, понеже активната маса на положителния електрод вече е Ag_2O.

Първата площадка с повишено напрежение на кривата *2* изчезва, ако разреждането е интензивно.

Кривата на зареждане има два участъка по същата причина. Акуму-



Фиг. 1.15. Зарядно-разрядни криви на сребърно-цинков акумулатор
1 – зарядна крива; *2* – разрядна крива при 7-часово разреждане; *3* – разрядна крива при едночасово разреждане

латорът допуска интензивно зареждане, при което за 15 min може да получи до 80 % от капацитета си. Презареждането е вредно. Отделеният кислород разрушава сепараторите. На отрицателния електрод в този случай се образуват дендрити от цинк, които също разрушават сепараторите.

Капацитет. Сребърно-цинковите акумулатори имат голяма специфична енергия – 140 W.h/kg при продължително разреждане. Специфичният капацитет в този случай е 90 A.h/kg. Вижда се, че тези стойности са многократно по-големи от същите при оловните и никелово-кадмиевите акумулатори.

Обхватът на работните температури е от –20 до 70°C. Акумулаторът съхранява работоспособността си и при –40°C, но капацитетът му силно се намалява. Това се вижда от следните данни:

Температура, °C	20	0	–10	–15	–20	–25
Капацитет, %	100	95	82	63	50	40

Повишаването на температурата над 40°C малко подобрява електрическите характеристики, но силно съкращава дълготрайността на акумулатора.

Саморазреждане и дълготрайност на сребърно-цинковия акумулатор. В сухо заредено състояние този акумулатор може да се съхранява на склад до 8 години. На всеки 3 години обаче капацитетът му се намалява с 10 %. След заливане с електролит саморазреждането е бързо – 5 – 10 % всеки месец. Дължи се на бавното разтваряне на сребърните оксиди и превръщането на AgO в Ag_2O. Едновременно с това се окислява цинковият електрод.

Дълготрайността на сребърно-цинковите акумулатори зависи от режима на експлоатация. При продължително разреждане акумулаторите издържат 100 – 150 цикъла зареждане – разреждане. При интензивно

разреждане (под 30 min) акумулаторите издържат десетина цикъла. Средната им дълготрайност е около 1 година, което е най-големият им недостатък.

Сребърно-кадмиеви акумулатори. Те представляват електрохимична система, в която е избягнат основният недостатък на сребърно-цинковите акумулатори – краткият срок на работа. За положителен електрод също се използва AgO, за електролит – чиста калиева основа KOH, и за отрицателен електрод – кадмий (Cd). Електрохимичната реакция протича съгласно с равенството

$$AgO + Ag_2O + 2Cd + H_2O \underset{\text{разреден}}{\overset{\text{зареден}}{\rightleftarrows}} 3Ag + 2\,Cd(OH)_2$$

Поради по-високия електрохимичен потенциал на кадмиевия електрод е.д.н. на акумулатора е 1,4 – 1,3 V, но при ток, съответстващ на 10-часово разреждане, напрежението му е 1,1 V. Работната му температура е в обхвата от –20 до +70°C. Саморазреждането му е много малко – около 15 % годишно, и се обуславя от разтварянето на сребърния електрод. Кадмиевият електрод е много по-устойчив при съхранение и циклично зареждане – разреждане. Затова дълготрайността на сребърно-кадмиевия акумулатор е от 5 до 10 пъти по-голяма от тази на сребърно-цинковия. Определящо за дълготрайността е разрушаването на целофановите сепаратори. В зависимост от дълбочината на разреждането тя е от 300 до 600 цикъла или две и повече години. Поради незначителното отделяне на газове в процеса на зареждане тези акумулатори най-често се правят херметични.

Сребърно-кадмиевите акумулатори са едни от най-скъпите химични токоизточници и затова трябва да се използват само в тези случаи, когато не може да се употребят други, по-евтини токоизточници.

Никелово-цинкови акумулатори. Никелово-цинковият акумулатор представлява галванична двойка, състояща се от: положителен електрод – никелов хидроксид (NiOOH), отрицателен електрод – цинк (Zn), и електролит – калиева основа (KOH). Сумарната електрохимична реакция е

$$Zn + 2NiOOH + H_2O = 2\,Ni(OH)_2 + ZnO.$$

Калиевата основа не се изразходва при разреждане и затова количеството на електролита е намалено до минимум. Изразходва се само водата, затова при разреждане на акумулатора нивото на електролита се понижава, а при зареждането му – се повишава.

Е.д.н на никелово-цинковия акумулатор е 1,6 – 1,8 V, а специфичната енергия – 50 – 75 W.h/kg. Вътрешното му съпротивление е много малко, което позволява разрядният ток да достигне стойност, равна на 25-минутно разреждане ($I_р = 4C_{ном}$). Саморазреждането е под 0,5 % от

капацитета в денонощие, срокът на експлоатация – 150 – 400 цикъла зареждане – разреждане според дълбочината на разреждането.

Правят се опити за промишлено производство на херметични никелово-цинкови акумулатори, които да заменят никелово-кадмиевите и сребърно-цинковите акумулатори.

Метало-газови акумулатори. При тази галванична двойка единият електрод е газов, а другият – твърдо тяло. Има предложени няколко варианта, но най-удачен засега е никелово-водородният акумулатор.

Отрицателният електрод е водороден, изработен като тънка пореста металокерамична пластина с платинов катализатор. Положителният електрод е също металокерамичен и активната му маса се състои от никелов хидроксид (NiOOH). Електролитът е воден разтвор на калиева основа (KOH) и е в много малко количество, достатъчно само да напои напълно електродите и сепараторите. Електродният блок е поместен в херметичен метален корпус с цилиндрична или сферична форма.

Токогенериращата електрохимична реакция е

$$2NiOOH + H_2 = 2Ni(OH)_2.$$

Вижда се, че при разреждане на акумулатора водородът се изразходва. При зареждането реакцията протича в обратна посока и на отрицателния електрод се отделя водород, който се натрупва в херметичния корпус до достигане на налягане от 3,5 до 10 MPa.

Акумулаторите от този вид са нечувствителни към презареждане или преразреждане. Характеристиките им са: е.д.н. – 1,25 V, специфична енергия 55 – 70 Wh/kg, максимален разряден ток $I_{max} = 2C_{ном}$, дълготрайност от 600 до 10 000 цикъла. Най-голям недостатък е голямото им саморазреждане – 6 – 12 % за денонощие.

1.3.3. Акумулатори с твърд електролит. Натриево-серни акумулатори

За повишаване на специфичния капацитет на акумулаторите, т.е. за намаляване на техния обем и маса при запазване на енергията им, се използват галванични двойки, в които *отрицателните електроди* са лесно окисляващи се метали, например литий, натрий, калций. В този случай електродвижещото напрежение на галваничната двойка се увеличава. Използването на алкалните метали е удобно и поради тяхната широка и равномерна разпространеност в природата и лесното им добиване в чист вид. Употребата на силно окисляващи се метали обаче не позволява да се използват електролити, съдържащи вода, защото кислородът от водата директно реагира с метала на отрицателния електрод и елементът бързо се саморазрежда.

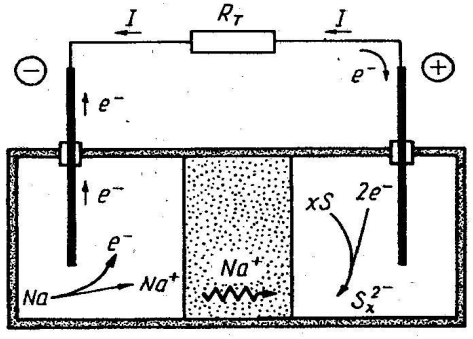
Има две възможности за преодоляване на тази пречка:

– да се използва по-слабо окисляващ се електролит – например органичен, и

– да се използва твърд електролит.

Твърдият електролит е съставен от кристали с йонна решетка, в която са имплантирани донори. Йоните на донора се движат в кристалната решетка и създават условие за провеждане на електрически ток. Съществуват оксидни соли, чиято проводимост е с един порядък по-голяма от тази на водните електролити.

За *положителен електрод* на акумулатора се използват вещества, чиито атоми силно поглъщат електрони, като сяра, йод и др. Тези вещества обикновено са лоши електропроводници и затова към тях се прибавят допълнително химически неактивни проводници, например графит.



Фиг. 1.16. Схема на натриево-серен акумулатор

В най-напреднал стадий на развитие (готовност за фабрично производство) се намира *натриево-серният акумулатор*. Неговата схема е показана на фиг. 1.16.

Този акумулатор работи при температура на галваничната двойка 350°C. Серният и натриевият електрод са в течно състояние и добре контактуват с твърдия електролит. Той е направен от алуминиев оксид с примес на натриев диоксид. Натриевите йони осигуряват необходимата електропроводимост. Електрохимичната реакция е следната:

– на отрицателния електрод $Na \rightarrow 1e^- + Na^+$;

– на положителния електрод $xS + 2e^- \rightarrow S_x^{2-}$

Пълната реакция на разреждане е $2Na + xS \rightarrow Na_2S_x$.

В резултат на реакциите свободните електрони протичат през външната верига и товара, а натриевите йони се придвижват през електролита и се свързват с полисерните йони S_x^{2-} и се получава натриев полисулфид Na_2S_x. Понеже полисулфидите на натрия са разтворими в течната сяра при високата температура на работа на акумулатора, x достига стойност най-много 3.

При зареждане на акумулатора химичните реакции протичат в обратна посока.

1.4. РЕЖИМИ НА РАБОТА, МОНТАЖ И ЕКСПЛОАТАЦИЯ НА АКУМУЛАТОРНИТЕ БАТЕРИИ

Батериите трябва да се монтират така, че отделяната при зареждане, разреждане или в покой водородно-кислородна смес да се разрежда дотолкова, че да е загубила способността си за експлозия. Най-голямо газоотделяне има при презареждане на вече заредена батерия. То продължава затихващо още един час след изключване на зарядния ток. Необходимо е помещението или шкафовете за батерии да се правят така, че да съществува естествена вентилация. Естествената вентилация на корабни батерии и батерии в шкафове е допустима само до зарядна мощност на батерията под 2 kW. *Зарядна мощност* е произведението от максималния заряден ток и номиналното напрежение на батерията. Ако вентилацията през прозорците и вратите на помещението не е достатъчна, трябва да се предвидят специални канали за подвеждане и отвеждане на въздуха. Те трябва да бъдат достатъчно високи и да не се свързват с комини за отопление.

При откритите оловни акумулаторни батерии на входа на изсмукващия канал е необходимо да се постави уловител за сярна киселина, когато съществува опасност сернокиселата мъгла да доведе до неприятни въздействия върху околната среда. Смукателните канали трябва да са устойчиви на въздействието на електролита.

Ако е необходима изкуствена вентилация, включването на вентилатора трябва да се осигурява преди започване на зареждането чрез специална блокировка. На корабите вентилацията се изключва един час след завършване на зареждането. Ежедневно помещенията трябва да се вентилират най-малко 1 час.

Вентилиращият въздух трябва да влиза колкото е възможно по-близо до пода, а да излиза от срещуположната страна на помещението или шкафа колкото е възможно по-високо. Вентилаторите, които се намират в газо-въздушната смес, трябва да са взривобезопасни и перките им да не отделят искри при допир с чуждо тяло; да са устойчиви на електролита.

Помещенията или шкафовете с батерии при зареждане на батерията се вентилират достатъчно, когато обемът на сменявания въздух отговаря на следното равенство:

(1.24) $$V = k_p \nu k_c N I, \quad 1/\text{h},$$

където k_p е коефициентът на разреждане на водородно-кислородната смес; критичният коефициент на разреждане е $k_p = \frac{100\ \%}{3{,}8\ \%} = 26$, тъй като 3,8 %-на смес от водород във въздуха е на границата на взривоопасност; сместа от водород и въздух експлодира, ако съдържанието на водорода е равно или по-голямо от 3,8 %;

ν – обемът на водорода в литри за 0°C и атмосферно налягане 1,1013 бара;

k_c – коефициентът на сигурност; за стационарни устройства и сухопътни превозни средства $k_c = 5$; за кораби – $k_c = 10$;

N – броят на клетките;

I – токът, който предизвиква отделяне на водород, в А.

Чрез обединяване на коефициентите k_p, ν и k_c уравнението добива вида:

– за стационарни батерии и сухопътни превозни средства

(1.25) $$V = 55\ NI, \quad 1/\text{h};$$

– за кораби

(1.26) $$V = 110\ NI, \quad 1/\text{h}.$$

Акумулаторни батерии могат да се монтират в работни помещения заедно с други машини и апарати, ако е спазено най-малко едно от следните изисквания:

а) ако батериите не се зареждат в това помещение;

б) ако батериите или шкафът имат специална вентилация извън помещението;

в) ако батериите не се зареждат до напрежението на газоотделянето;

г) ако помещението е добре проветрявано и неговият свободен обем е най-малко 2,5 пъти по-голям от определения по формула (1.25).

Видове зареждания на батериите. *Пълно зареждане* – зареждане, при което химическите преобразувания върху плочите са завършени. При оловните акумулатори в края на зареждането гъстотата на киселината и напрежението не се увеличават повече. Алкалните акумулатори са напълно разредени, когато са получили количеството електричество, предписано от производителя.

Презареждане – по-нататъшното зареждане след постигане на пълното зареждане или зареждане с по-голям ток, след достигане на напрежението на газоотделяне.

Продължително зареждане – непрекъснато зареждане, за да се компенсира саморазреждането или разреждането от импулсно краткотрайно натоварване.

Поддържащо зареждане – непрекъснато зареждане за компенсиране на саморазреждането и за поддържане на акумулаторите в пълно заредено състояние, докато не се консумира ток от тях.

Изравняващо зареждане – зареждане, при което всички клетки със сигурност достигат състоянието на пълно зареждане. Провежда се през определени срокове според заводските предписания.

Работни режими. При *паралелна работа* (постояннотоковият източник, батерията и консуматорът са включени паралелно) се различават:

Буферен режим – режим, при който батерията служи за покриване на върхова консумация или за поддържане на напрежението. На този режим отговаря продължителното зареждане. Напрежението върху акумулаторите е:

за Pb-акумулатори – 2,25 – 2,3 V/клетка;

за Ni-Cd-акумулатори – 1,7 – 1,5 V/клетка (не се отнася за херметичните Ni-Cd-акумулатори).

Режим на готовност – при този режим батерията дава ток само когато постояннотоковият източник отпадне. Ако батерията от време на време дава къси токови импулси поради преходни процеси в постояннотоковия източник, токови удари в товара или захранващата мрежа, това все още се разглежда като режим на готовност. На този режим отговаря поддържащото зареждане.

Напреженията тук са:

при Pb-батерии – 2,20 – 2,25 V/клетка;

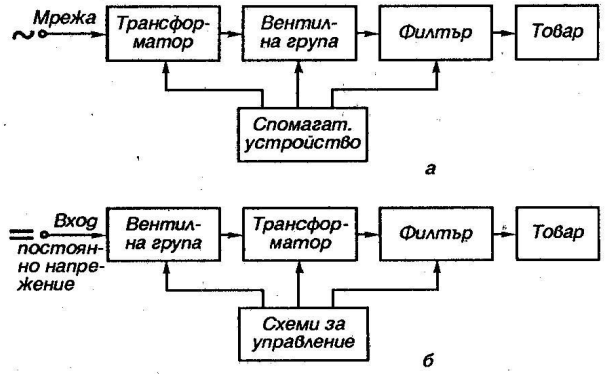
при Ni-Cd-батерии – 1,38 – 1,40 V/клетка (с изключение на херметичните Ni-Cd-акумулатори). Зарядният ток за Pb-батерии за този режим е 100 mA/100A.h (при Ni-Cd-батерии е 60 mA/100A.h).

ГЛАВА ВТОРА

НЕУПРАВЛЯЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С АКТИВЕН ТОВАР

2.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ И КЛАСИФИКАЦИЯ НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛНИТЕ СХЕМИ

Най-достъпният и удобен вид енергия в съвременното индустриално общество е енергията на променливия ток. Едновременно с това обаче почти всички вериги в електронните устройства се нуждаят от захранване



Фиг. 2.1. Блокови схеми на електронни преобразуватели
а – токоизправител; *б* – инвертор

с постоянно напрежение или постоянен ток, което налага преобразуване на променливия ток в постоянен. В някои случаи се налага обратното – преобразуване на постоянния ток в променлив. Тези задачи се изпълняват от електронните преобразуватели. Те биват два вида:

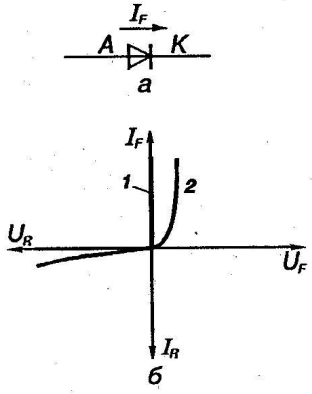
а) преобразуватели на променливо напрежение в постоянно – токоизправители;

б) преобразуватели на постоянно напрежение в променливо – инвертори.

На фиг. 2.1 са показани блоковите схеми на токоизправител и инвертор. Двата вида преобразуватели имат много общи елементи.

Трансформаторът служи за съгласуване на напреженията на променливотоковата и постояннотоковата верига, а при необходимост и за преобразуване на броя на фазите на захранващата мрежа. Освен това той разделя електрически двете вериги, което често е задължително изискване за безопасност.

Вентилните групи преобразуват променливия ток в постоянен или постоянния в променлив. Съставени са от електрически вентили.



Фиг. 2.2. Електрически вентил *а* – схематично означение; *б* – волт-амперни характеристики

Електрическите вентили са елементи, които се отличават с ясно изразена еднопосочна проводимост. Посоката, в която вентилът пропуска ток, се нарича права, а посоката, в която не пропуска ток – обратна. На фиг. 2.2 е показано графичното означение на електрически вентил и неговата волт-амперна характеристика. Крива *1* е характеристиката на идеален вентил – със съпротивление в права посока нула и безкрайно голямо съпротивление в обратна посока. Крива *2* е характеристиката на реален вентил. Реалните вентили имат съпротивление (и пад на напрежението) в права посока и ток в обратна посока.

Вентилите могат да бъдат неуправляеми и управляеми. При управляемите може да се променя съпротивлението им в права посока или моментът на включване в права посока.

Всички вентили имат следните основни параметри при включване в права посока:

1. Допустима средна стойност на тока в права посока $I_{0\,max}$ – ограничава се от допустимата мощност на загубите, която вентилът може да издържи, без да се прегрее и повреди.

2. Допустима амплитуда на тока в права посока $I_{F\,max}$ – ограничава се от вида и конструкцията на вентила.

3. Вътрешно съпротивление r_i (или пад на напрежение във вентила U_F) в права посока. От това съпротивление зависи к.п.д. на преобразувателя.

В обратна посока вентилът има следните основни параметри:

1. Максимално допустима амплитуда на периодично повтарящото се обратно напрежение $U_{RR\,max}$ – напрежението в обратна посока, което вентилът може да издържа непрекъснато през целия срок на работа.

2. Максимално допустима амплитуда на неповтарящо се обратно напрежение $U_{R\,max}$ – при превишаване на това напрежение във вентила настъпва електрически пробив и най-често той се повреждa поради окончателна загуба на вентилните си свойства.

3. Обратен ток на вентила I_R.

При управляемите вентили се посочват и параметрите на управляващата верига.

Третият съставен елемент на електронния преобразувател – филтърът – служи за отделяне и подаване към товара на напрежение с определена форма. Обикновено след вентилната група напрежението има твърде богат хармоничен спектър и не е подходящо за директно захранване на повечето от товарите. Филтърът пропуска необходимите съставки и задържа ненужните. В токоизправителите филтърът задържа всички хармоници и пропуска само постоянната съставка, затова се нарича изглаждащ филтър.

Освен тази функция на филтъра като свързващо звено между токоизправителя и товара той отстранява смущаващото влияние на товара върху токоизправителя. За тази цел се конструира така, че да има малко вътрешно съпротивление откъм изхода за широк обхват от честоти.

Видът на товара също влияе върху преобразувателя. Когато между товара и вентилната група има филтър, най-съществено е неговото влияние. Поради това има следните режими на работа на преобразувателите:

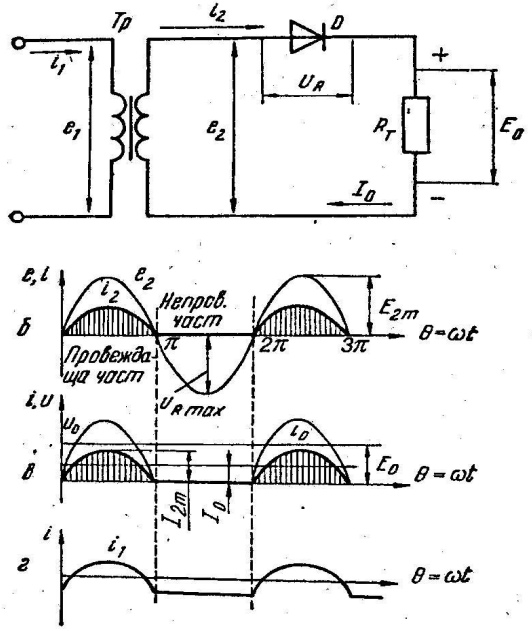
1. Работа при активен товар.
2. Работа при индуктивен товар.
3. Работа при капацитивен товар.
4. Работа при товар с противоелектродвижещо напрежение.

Електронните преобразуватели биват еднополупериодни и двуполупериодни, еднофазни и многофазни. Броят на фазите им се определя от броя на фазите на променливотоковата система, свързана с вентилната група. Ако през коя да е фазна намотка на трансформатора, свързана към вентилната група, протича ток само през единия полупериод на променливото напрежение, схемата е еднополупериодна. Ако през коя да е фазна намотка на трансформатора, свързана към вентилната група, протича ток през двата полупериода на променливото напрежение, схемата е двуполупериодна. При еднополупериодните схеми през намотките на трансформатора, свързани към вентилите, протича ток с постоянна съставка. При двуполупериодните схеми постоянна съставка на тока през трансформатора няма.

За да се проектира една токоизправителна схема, необходимо е да се изчислят токовете и напреженията в отделните клонове на електрическата верига и съответно с тях да се оразмерят всички елементи на схемата. Затова трябва да се познават основните съотношения и взаимната зависимост между токовете и напреженията, които се получават при анализа на схемите. Поради наличието на електрически вентили анализът се извършва по методите на нелинейната електротехника, като за опростяване в много случаи трансформаторът и вентилите се идеализират, т.е. тяхното вътрешно съпротивление се приема равно на нула.

2.2. ЕДНОФАЗЕН ЕДНОПОЛУПЕРИОДЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ С АКТИВЕН ТОВАР

Принципната схема на еднофазен еднополупериоден токоизправител с активен товар и без загуби е показана на фиг. 2.3 *а*. Последователно на вторичната намотка на трансформатора са включени вентилът и



Фиг. 2.3. Еднофазен еднополупериоден токоизправител
а – принципна схема; *б* – *г* – диаграми на токовете и напреженията

товарният резистор $R_т$. Вследствие на еднопосочната проводимост на вентила токът през товара протича само през положителния период на напрежението e_2, когато анодът на вентила е положителен спрямо катода. През отрицателния полупериод на напрежението протичането на ток през товара се прекратява.

По отношение на времето, през което вентилът пропуска или не пропуска ток, периодът се разделя на две части – провеждаща и непровеждаща. При чисто активен товар провеждащата и непровеждащата част на периода съвпадат съответно с положителния и отрицателния полупериод на променливото напрежение.

Тъй като токоизправителят е приет за идеален, падът на напрежението в трансформатора и вентила е равен на нула и електродвижещото напрежение на вторичната намотка през провеждащата част на периода изцяло действа върху товарното съпротивление.

През непровеждащата част на периода вентилът е запушен и цялото електродвижещо напрежение на източника e_2 действа върху него. Това напрежение се нарича обратно напрежение на вентила. В случай на идеален токоизправител обратното напрежение е равно на отрицателната полувълна на променливото напрежение.

Пулсиращият ток i_2, който преминава през товара $R_т$, се нарича изправен ток и се означава с i_0, а падът на напрежението, което се създава между краищата на товара – изправено напрежение E_0. Както се вижда от фиг. 2.3 *в*, изправеният ток i_0 и напрежение u_0 имат формата на еднопосочни синусоидни импулси. Постоянните съставки на изправения ток I_0 и изправеното напрежение E_0 са основни величини, които характеризират токоизправителя. Обикновено те се задават.

Съгласно с фиг. 2.3 *а* изправеният ток тече от трансформатора към вентила и положителният край на товара е съединен с катода, а отрицателният край – с края на трансформаторната намотка. Може да се използват и схеми, в които катодът на вентила се включва към трансформатора, а анодът – към товара. При такова включване изправеният ток протича в обратна посока и полярността на напрежението върху товара се получава обратна.

Съотношението между изправеното напрежение и променливото напрежение на вторичната намотка се намира по следния начин. Тъй като вентилът е идеален, кривата на изправеното напрежение съвпада с положителната полувълна на променливото електродвижещо напрежение. Поради това постоянната съставка на изправеното напрежение E_0 може да се определи от израза

$$E_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} e_2\, d\theta = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi}. \tag{2.1}$$

Понеже напрежението на вторичната намотка на трансформатора е синусоидно, неговата ефективна стойност е

$$E_{2\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi E_0}{\sqrt{2}} = 2{,}22\,E_0. \tag{2.2}$$

Обратното напрежение върху вентила през непровеждащата част от периода се определя от кривата на u_R, показана на фиг. 2.3 *б*. Максималната стойност на обратното напрежение, с което работи вентилът, е

$$U_{R\max} = E_{2m} = \pi E_0 = 3{,}14E_0. \tag{2.3}$$

Вижда се, че максималното обратно напрежение е 3,14 пъти по-голямо от изправеното.

Съотношението между постоянната съставка на изправения ток и амплитудата на вторичния ток е същото както между аналогичните напрежения поради активния характер на товара, т.е.

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{2m} \sin\theta \, d\theta = \frac{I_{2m}}{\pi}. \tag{2.4}$$

Следователно максималният ток, който протича през вентила, е

$$I_{2m} = \pi I_0 = 3{,}14\, I_0 \tag{2.5}$$

и е 3,14 пъти по-голям от постоянната съставка I_0.

Формата на вторичния ток не е синусоидна и ефективната му стойност се определя по общата формула

$$I_{2\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{2m}^2 \sin^2\theta \, d\theta} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{2} I_0 = 1{,}57\, I_0. \tag{2.6}$$

Този ток обуславя нагряването на проводника, с който е навита вторичната намотка.

Първичният ток на трансформатора е променлив, защото първичното напрежение е променливо (без постоянна съставка) и постоянната съставка от вторичната намотка не може да бъде трансформирана в първичната.

Ефективната стойност на първичния ток може да се определи, като се има предвид, че той се различава от вторичния ток по липсата на постоянна съставка и като се отчете коефициентът на трансформация $k_{\text{тр}} = \frac{E_{1\text{ ef}}}{E_{2\text{ ef}}}$. Понеже

$$I_{2\text{ef}} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} = \frac{I_{2m}}{2}, \tag{2.7}$$

където k е номерът на хармоника,

$$I_{1\text{ ef}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} \sqrt{I_{2\text{ ef}}^2 + I_0^2}. \tag{2.8}$$

Като се заместят в (2.8) стойностите на $I_{2\text{ef}}$ и I_0, получава се

$$I_{1\text{ ef}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} I_{2m} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} 0{,}386\, I_{2m} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} 1{,}21\, I_0. \tag{2.9}$$

Изчислителната мощност на вторичната намотка на трансформатора е

$$P_{2\text{и}} = E_{2\text{ef}}\, I_{2\text{ef}} = 2{,}22 E_0 . 1{,}57 I_0 = 3{,}49 P_0. \tag{2.10}$$

Тук $P_0 = E_0 I_0$ е мощността на постоянната съставка на изправения ток. Тази мощност е по-малка от активната мощност, понеже през товара освен постоянната съставка протичат и висшите хармоници на изправения ток. При използването на изглаждащ филтър мощността, която се отделя върху товара, е почти равна на P_0.

Изчислителната мощност на първичната намотка на трансформатора е

$$P_{1\text{и}} = E_{1\text{ef}}\, I_{1\text{ef}} = k_{\text{тр}} E_2 \frac{1}{k_{\text{тр}}} 0{,}386 I_{2m} = 2{,}22 E_0 . 1{,}21 I_0 = 2{,}66 P_0. \tag{2.11}$$

Като се сравнят изразите (2.10) и (2.11), вижда се, че $P_{1\text{и}} < P_{2\text{и}}$, т.е. изчислителната мощност на първичната намотка е по-малка от изчислителната мощност на вторичната.

Това се дължи на разликата между формите на първичния и вторичния ток.

За *изчислителна* или *типова мощност* на трансформатора се приема средноаритметичната стойност от двете мощности $P_{1\text{и}}$ и $P_{2\text{и}}$:

$$P_{\text{и}} = \frac{P_{1\text{и}} + P_{2\text{и}}}{2} = \frac{2{,}66 P_0 + 3{,}49 P_0}{2} = 3{,}09 P_0. \tag{2.12}$$

По тази мощност се избира или изчислява трансформаторът.

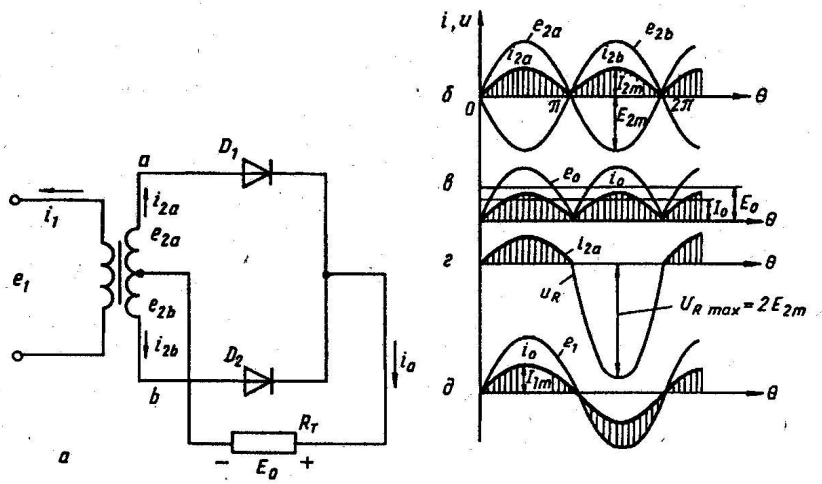
От направения анализ се вижда, че еднофазният еднополупериоден токоизправител има следните качества:

1. Схемата е проста и лесноизпълнима.
2. Използването на трансформатора е лошо.
3. Постоянната съставка на вторичния ток създава постоянно подмагнитване на желязното ядро на трансформатора и по този начин се увеличава неговият подмагнитващ ток.
4. Вентилът се използва лошо по напрежение, тъй като обратното напрежение върху него е над 3 пъти по-голямо от средната стойност на изправеното.
5. Променливата съставка на изправения ток е голяма и има честотата на мрежата, което налага използването на големи и скъпи филтри.

Поради наличието на толкова много недостатъци еднофазната еднополупериодна схема се прилага рядко, предимно за малки мощности.

2.3. ДВУФАЗЕН ЕДНОПОЛУПЕРИОДЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ С АКТИВЕН ТОВАР

Принципната схема на двуфазен еднополупериоден токоизправител е показана на фиг. 2.4 *а*. Трансформаторът е тринамотъчен и преобразува еднофазното напрежение e_1 в двуфазно e_{2a} и e_{2b}. Анодите на вентилите са



Фиг. 2.4. Двуфазен еднополупериоден токоизправител
а – принципна схема; *б* – *д* – диаграми на токовете и напреженията

свързани към двете фази, а катодите им са съединени в обща точка. Товарът $R_т$ е включен между общата точка на катодите и нулевата точка на трансформатора.

Действието на схемата е илюстрирано с диаграмите на напреженията и токовете, показани на фиг. 2.4 *б* – *д*. За положителни полупериоди на вторичните напрежения са приети полупериодите, при които анодите на вентилите са положителни спрямо катодите. През интервала от 0 до π напрежението e_{2a} е положително (фиг. 2.4. *б*) и вентилът D_1 пропуска ток. В същото време фазата *b* е отрицателна (вентилът D_2 е запушен). В следващия полупериод (от π до 2π) фазата *а* става отрицателна, а фазата *b* – положителна. В този случай пропуска вентилът D_2, а вентилът D_1 е запушен.

Токовете i_{2a} и i_{2b} протичат през товара в една и съща посока и образуват изправения ток i_0. На фиг. 2.4 *в* са показани формите на изправения ток i_0 и на изправеното напрежение e_0. Положителният полюс се образува в общата точка на катодите на вентилите.

Диаграмите на фиг. 2.4 са построени при условие, че токоизправителят е без загуби, т.е. е идеален. За токовете и напреженията се получават следните изрази:

– *постоянната съставка на изправеното напрежение*

$$E_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} e_2 d\theta = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{2}{\pi}E_{2m}; \tag{2.13}$$

– *ефективните стойности на двете фазови напрежения във вторичните намотки* са равни

$$E_{2\,\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}E_0 = 1{,}11\,E_0; \tag{2.14}$$

– *ефективната стойност на първичното напрежение*

$$E_{1\,\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_2 = k_{\text{тр}}1{,}11\,E_0; \tag{2.15}$$

– *постоянната съставка на изправения ток*

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} I_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{2}{\pi}I_{2m}; \tag{2.16}$$

– *средната стойност на тока, който протича през един вентил,*

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_0}{2}; \tag{2.17}$$

– *максималната стойност на тока през един вентил*

$$I_{D\max} = I_{2m} = \frac{\pi}{2}I_0 = 1{,}57\,I_0; \tag{2.18}$$

– *формата на вторичния ток във всяка фаза* не е синусоидна и неговата ефективна стойност се определя по общата формула

$$I_{2\,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{2m}^2\sin^2\theta\, d\theta} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{4}I_0 = 0{,}785\,I_0. \tag{2.19}$$

Понеже токовете в двете вторични намотки създават магнитни потоци в противоположни посоки, постоянните съставки на магнитните им полета се компенсират взаимно и първичният ток е синусоиден (фиг. 2.4 *д*). Неговата амплитуда е

$$I_{1m} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}I_{2m}, \tag{2.20}$$

а ефективната му стойност –

$$I_{1\,\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\frac{\pi}{2\sqrt{2}}I_0 = \frac{1}{k_{\text{тр}}}1{,}11\,I_0. \tag{2.21}$$

Изчислителната мощност на вторичната намотка на трансформатора се намира от (2.14) и (2.19):

$$P_{2и} = E_{2\text{eff}}\,I_{2\text{eff}} = 2.1{,}11E_0.0{,}785\,I_0 = 1{,}75P_0. \tag{2.22}$$

Изчислителната мощност на първичната намотка се намира от (2.15) и (2.21):

$$P_{1и} = E_{1\,\text{eff}}\,I_{1\,\text{eff}} = k_{\text{тр}}.1{,}11E_0\cdot\frac{1}{k_{\text{тр}}}\cdot 1{,}11\,I_0 = 1{,}23P_0. \tag{2.23}$$

Тогава изчислителната мощност на трансформатора е средноаритметичната стойност от изчислителните мощности на първичната и на двете вторични намотки:

(2.24) $$P_{и} = \frac{P_{1и}+P_{2и}}{2} = \frac{1{,}23P_0+1{,}75P_0}{2} = 1{,}49\,P_0.$$

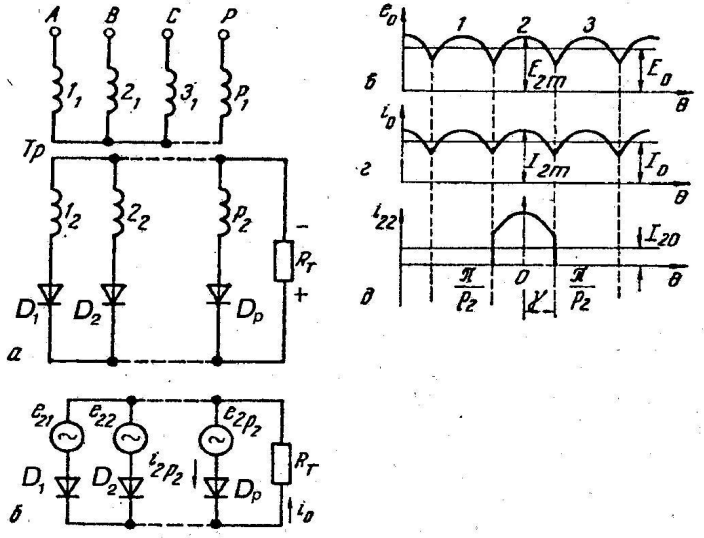
Когато един от вентилите провежда ток, другият вентил през него е свързан в обратна посока към междуфазовото напрежение. Тогава максималната стойност на обратното напрежение върху вентилите е равно на удвоената амплитуда на фазовото напрежение:

(2.25) $$U_{R\,\max} = 2E_{2m} = 2.1{,}57E_0 = 3{,}14E_0.$$

2.4. *p*-ФАЗЕН ЕДНОПОЛУПЕРИОДЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ С АКТИВЕН ТОВАР ($p_2 \geq 2$)

Процесите в един многофазен еднополупериоден токоизправител ($p_2 \geq 2$) при активен характер на товара се развиват качествено еднакво независимо от броя на фазите. Броят на фазите оказва влияние само на количествените съотношения между величините и се изразява в различната стойност на дадени коефициенти. Ето защо изводите, направени за *p*-фазен токоизправител, важат за всяко *p* (*p* е цяло число, по-голямо от единица).

Схемата на *p*-фазен еднополупериоден токоизправител при активен характер на товара е показана на фиг. 2.5 *а*, а нейната еквивалентна схема откъм вторичната намотка на трансформатора – на фиг. 2.5 *б*. Възможни



Фиг. 2.5. *p*-Фазен еднополупериоден токоизправител
а – принципна схема; *б* – заместваща схема; *в* – *д* – диаграми на токовете и напреженията

са два случая: когато броят на фазите в първичната и вторичната намотка на трансформатора съвпада: $p_1 = p_2$, и когато броят на фазите във вторичната намотка е два пъти по-голям от броя на фазите в първичната намотка на трансформатора: $2p_1 = p_2$. Разликата между двата варианта проличава при определяне стойността на тока в първичната намотка. Вторичните намотки на трансформатора винаги са свързани в схема „звезда“ с изведена нулева точка.

Поради чисто активния характер на товара токът i_0 повтаря обвивната крива на положителните полувълни е.д.н. e_2 на всички фази от вторичната намотка (фиг. 2.5 *в*, *г*). Поради пълната симетричност на системата токът през всички фази е еднакъв. Той има формата на импулс с косинусоидна форма с амплитуда I_{2m} (фиг. 2.5 *д*).

Моментните стойности на i_2 и i_0 са равни, равни са и техните амплитуди. Понеже всички фази пропускат през равни интервали от време, ъгълът на отсечка на токовия импулс за коя да е фаза е

(2.26) $$2\gamma = \frac{2\pi}{p_2}.$$

Средната стойност на тока през една фаза е

(2.27) $$I_{20} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{p_2}}^{\frac{\pi}{p_2}} I_{2m}\cos\theta\, d\theta = I_{2m}\frac{1}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}.$$

Изправеният ток i_0 е съставен от поредицата импулси на всички фази на вторичната намотка. Затова средната му стойност е

(2.28) $$I_0 = p_2 I_{20} = I_{2m}\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}.$$

Ефективната стойност на тока през една фаза на вторичната намотка на трансформатора е

$$I_{2\,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{p_2}}^{\frac{\pi}{p_2}} I_{2m}^2\cos^2\theta\, d\theta} = I_{2m}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{p_2}}^{\frac{\pi}{p_2}} \frac{1+\cos 2\theta}{2}\, d\theta} =$$

$$= I_{2m}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{2}\theta\Big|_{-\frac{\pi}{p_2}}^{\frac{\pi}{p_2}} + \frac{1}{4}\sin 2\theta\Big|_{-\frac{\pi}{p_2}}^{\frac{\pi}{p_2}}\right)} =$$

$$= I_{2m}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\frac{\pi}{p_2}+\frac{1}{2}\sin\frac{2\pi}{p_2}\right)}.$$

Като се замести I_{2m} с неговото равно от (2.28) и в подкоренната величина се извади π/p_2 пред скобата, получава се

$$I_{2\text{eff}} = \frac{I_0}{\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}}\sqrt{\frac{1}{2p_2}\left(1+\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)}. \tag{2.29}$$

При брой на фазите $p_2 \geq 3$ може да се използва опростена формула за ефективната стойност на тока през вторичната намотка

$$I_{2\text{eff}} \approx \frac{I_0}{\sqrt{p_2}}. \tag{2.30}$$

Тази формула става по-точна при по-големи стойности на p_2.

Отношението на средната стойност на тока през фазовата намотка на трансформатора към амплитудата на същия ток се нарича *коефициент на постоянната съставка на токовия импулс* и се бележи с M:

$$M = \frac{I_{20}}{I_{2m}}. \tag{2.31}$$

Като се замести I_{20} от (2.27), получава се

$$M = \frac{I_{2m}}{I_{2m}}\cdot\frac{1}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2} = \frac{\sin\frac{\pi}{p_2}}{\pi}. \tag{2.32}$$

Отношението на ефективната стойност на тока през фазовата намотка към неговата средна стойност се нарича *коефициент на формата на фазовия ток:*

$$D = \frac{I_{2\text{eff}}}{I_{20}} = \frac{p_2 I_2}{I_0}. \tag{2.33}$$

Като се замести $I_{2\text{eff}}$ от (2.29), получава се

$$D = \frac{\pi}{\sin\frac{\pi}{p_2}}\sqrt{\frac{1}{2p_2}\left(1+\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)}. \tag{2.34}$$

Ток в първичната намотка. За схемите с първична намотка, свързана в звезда, при които $p_1 = p_2$, т.е. трансформаторът не променя броя на фазите, ефективната стойност на първичния ток се получава, като от ефективната стойност на вторичния ток се извади ефективната стойност на постоянната съставка, която не се трансформира. При това се взема предвид и коефициентът на трансформация $k_{\text{тр}}$:

$$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{I_{2\text{eff}}^2 - I_{20}^2}. \tag{2.35}$$

Като се заместят в (2.35) стойностите на $I_{2\text{eff}}$ от (2.29) и на I_{20} от (2.28), получава се

$$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{\frac{I_0^2}{\frac{p_2^2}{\pi^2}\sin^2\frac{\pi}{p_2}}\cdot\frac{1}{2p_2}\left(1-\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)-\frac{I_0^2}{p_2^2}} = \tag{2.36}$$

$$= \frac{1}{k_{\text{тр}}}\cdot\frac{I_0}{p_2}\sqrt{\frac{\pi^2}{\sin^2\frac{\pi}{p_2}}\cdot\frac{1}{2p_2}\left(1+\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)-1}.$$

Ако трансформаторът удвоява броя на фазите, т.е. $2p_1 = p_2$, тогава на всяка първична фазова намотка се падат две противофазно работещи вторични намотки. В този случай магнитните потоци на постоянните съставки на двете вторични намотки взаимно се компенсират и първичният ток има стойност

$$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{I_{2\text{eff}}^2 + I_{2\text{eff}}^2} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{2}I_{2\text{eff}}^2 \tag{2.37}$$

Средната стойност на изправеното напрежение е

$$E_0 = \frac{p_2}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{p_2}}^{\frac{\pi}{p_2}} E_{2m}\cos\theta\, d\theta = E_{2m}\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}. \tag{2.38}$$

От (2.38) се получава амплитудната стойност на фазовото напрежение на вторичната намотка, изразена чрез изправеното напрежение:

$$E_{2m} = \frac{E_0}{\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}}. \tag{2.39}$$

Ефективната стойност на вторичното фазово напрежение се получава от амплитудата, разделена с $\sqrt{2}$, понеже формата на напрежението е синусоидна:

$$E_{2\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{E_0}{\sqrt{2}\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}}. \tag{2.40}$$

Отношението на ефективната стойност на фазовото е.д.н. към средната

стойност на изправеното напрежение се нарича *коефициент на фазовото е.д.н.* и се бележи с B:

(2.41) $$B = \frac{E_{2\text{eff}}}{E_0} = \frac{1}{\sqrt{2}\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}}.$$

Поради синусоидния характер на напреженията в първичната и във вторичната намотка ефективните им стойности се трансформират направо с коефициента на трансформация:

(2.42) $$E_{1\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_{2\text{eff}} \frac{k_{\text{тр}}E_0}{\sqrt{2}\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}}.$$

Максималното обратно напрежение U_{Rm}, приложено върху вентилите, е равно на амплитудата на междуфазовото (линейното) напрежение на вторичната намотка на трансформатора. И наистина от фиг. 2.5 *б* се вижда, че когато един вентил, например вентил D_1, провежда ток, краят на неговата фазова намотка е свързан към катодите на останалите запушени вентили. Понеже техните аноди са свързани към краищата на собствените им фазови намотки, върху анод – катод на всеки запушен вентил е приложено обратно напрежение, равно на напрежението между собствената му намотка и намотката на отпушения вентил, т.е. на междуфазовото напрежение.

Отношението на максималното обратно напрежение на вентилите към постоянната съставка на изправеното напрежение се нарича *коефициент на обратното напрежение:*

(2.43) $$G = \frac{U_{R\max}}{E_0} = \frac{E_{2лm}}{E_0}.$$

Ако в (2.43) се замести E_0 от (2.41), получава се

(2.44) $$G = B\frac{E_{2лm}}{E_{2\text{ eff}}}.$$

Мощността, за която трябва да се оразмери трансформаторът, се получава по следния начин:

а) за вторичната намотка

(2.45) $$P_{2и} = p_2E_{2\text{eff}}I_{2\text{eff}} = \frac{\pi^2P_0}{\sqrt{2}\sin^2\frac{\pi}{p_2}}\sqrt{\frac{1}{2p_2}\left(1+\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)},$$

където $P_0 = E_0I_0$ е мощността на постоянната съставка на изправеното напрежение;

б) за първичната намотка

при $p_1 = p_2$

(2.46) $P_{1и} = p_1E_{1\text{eff}}I_{1\text{eff}} =$

$$= \frac{P_0}{\sqrt{2}\frac{p_2}{\pi}\sin\frac{\pi}{p_2}}\sqrt{\frac{\pi^2}{\sin^2\frac{\pi}{p_2}}\cdot\frac{1}{2p_2}\left(1+\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)-1};$$

при $2p_1 = p_2$

(2.47) $P_{1и} = p_1E_{1\text{eff}}I_{1\text{eff}} =$

$$= \frac{\pi^2P_0}{\sqrt{2}\,p_2\sin^2\frac{\pi}{p_2}}\sqrt{\frac{1}{2p_2}\left(1+\frac{\sin\frac{2\pi}{p_2}}{\frac{2\pi}{p_2}}\right)}.$$

Средната изчислителна мощност на трансформатора е равна на средноаритметичната мощност на първичните и вторичните намотки:

$$P_и = \frac{P_{1и}+P_{2и}}{2}.$$

Пулсации на изправеното напрежение. Както се вижда от диаграмата на фиг. 2.5 *в*, изправеното напрежение освен постоянна съставка съдържа още и известен брой променливотокови хармонични съставки – т.нар. *пулсации на изправеното напрежение.* Тяхната стойност се получава чрез хармоничен анализ на изправеното напрежение чрез реда на Фурие. Амплитудата на k-тия хармоник е

(2.48) $$U_{(k)m} = \frac{2}{\gamma}\int_{-\gamma}^{\gamma}E_{2m}\cos\theta\,\cos kp_2\theta\,d\theta.$$

След решаване на интеграла се получава

(2.49) $$U_{(k)m} = \frac{2E_0}{(kp_2)^2-1}.$$

Обикновено най-важен е първият хармоник, понеже е с най-ниска честота и най-голяма амплитуда. За неговата стойност се получава:

а) при $p_2 \geq 2$

(2.50) $$U_{(1)m} = \frac{2E_0}{p_2^2-1};$$

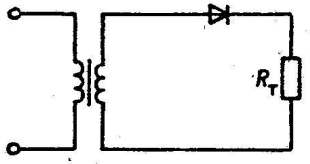
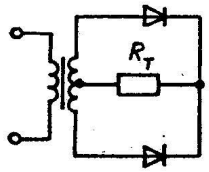
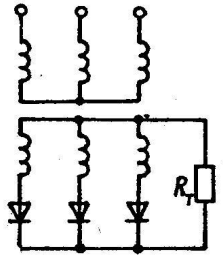
б) при $p_2 = 1$

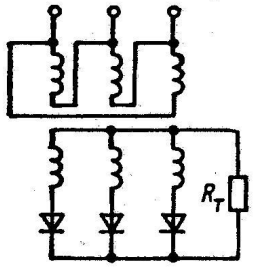
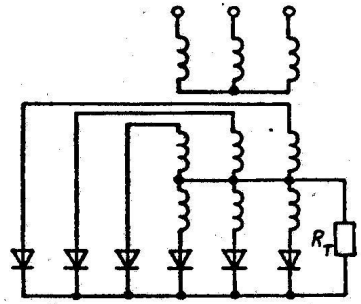
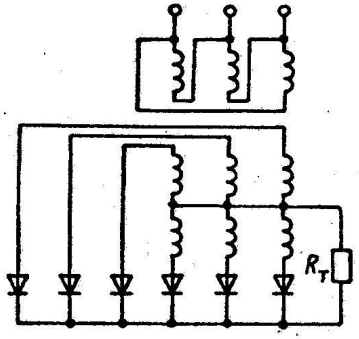
(2.51) $$U_{(1)m} = \frac{\pi}{2}E_0 = 1{,}57E_0.$$

В табл. 2 са дадени основните параметри и зависимости между електрическите величини на най-често употребяваните еднополупериодни

Таблица 2

Основни параметри на еднополупериодни токоизправителни схеми, работещи при активен характер на товара

Наименование на схемата	Принципна схема	Данни за трансформатора		Данни за вентилите				Пулсации на изправеното напрежение	
		ефективно напрежение на вторичната намотка	ефективен ток във вторичната намотка	ефективен ток в първичната намотка	типова мощност	брой на вентилите	максимална стойност на обратното напрежение	максимална стойност на тока	средна стойност на тока	коефициент на пулсации	честота на основния хармоник
		E_{2eff}	I_{2eff}	I_{1eff}	$P_и$	N	U_R	I_{2max}	$I_{ср}$	$k_п$	ω
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Еднофазна еднополупериодна схема		$2{,}22\ E_0$	$1{,}57\ I_0$	$\frac{1{,}21}{k_{тр}} I_0$	$3{,}09\ P_0$	1	$3{,}14\ E_0$	$3{,}14\ I_0$	I_0	1,57	$\omega_{мр}$
Двуфазна еднополупериодна схема		$1{,}11\ E_0$	$0{,}785\ I_0$	$\frac{1{,}11}{k_{тр}} I_0$	$1{,}48\ P_0$	2	$3{,}14\ E_0$	$1{,}57\ I_0$	$0{,}5\ I_0$	0,67	$2\omega_{мр}$
Трифазна еднополупериодна схема звезда – звезда		$0{,}855\ E_0$	$0{,}587\ I_0$	$\frac{0{,}48}{k_{тр}} I_0$	$1{,}37\ P_0$	3	$2{,}1\ E_0$	$1{,}21\ I_0$	$0{,}33\ I_0$	0,25	$3\omega_{мр}$

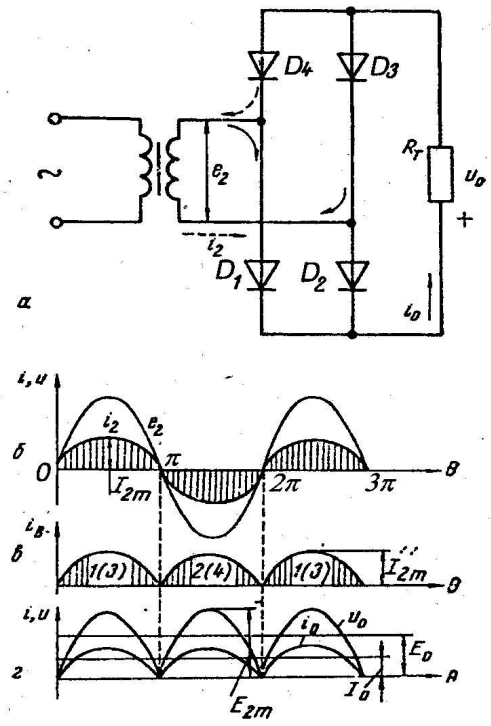
1	2	3	4
Трифазна еднополупериодна схема триъгълник - звезда		0,855 E_0	0,527 I_0
Шестфазна еднополупериодна схема звезда – звезда		0,742 E_0	0,41 I_0
Шестфазна еднополупериодна схема триъгълник - звезда		0,742 E_0	0,41 I_0

5	6	7	8	9	10	11	12
$\frac{0,47}{k_{тр}} I_0$	1,37 P_0	3	2,1 E_0	1,21 I_0	0,33 I_0	0,25	$3\omega_{мр}$
$\frac{0,47}{k_{тр}} I_0$	1,49 P_0	6	2,1 E_0	1,05 I_0	0,167 I_0	0,057	$6\omega_{мр}$
$\frac{0,58}{k_{тр}} I_0$	1,55 P_0	6	2,1 E_0	1,05 I_0	0,167 I_0	0,057	$6\omega_{мр}$

токоизправителни схеми при активен характер на товара. Тези зависимости са получени чрез решаване на горепосочените формули за конкретен брой фази на токоизправители и служат за бързо изчисляване параметрите на дадена схема.

2.5. ЕДНОФАЗЕН МОСТОВ ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

Еднофазната мостова схема (фиг. 2.6 *а*), наричана още схема на Грец, представлява мост, в рамената на който са включени четири вентила. В единия диагонал на моста е свързана вторичната намотка на трансформатора, а в другия – товарът на токоизправителя $R_т$. Вентилите са включени така, че през всеки полупериод работят едновременно два от тях – вентилът с най-положителен анод (D_1 или D_2) и вентилът с най-отрицателен катод (съответно D_3 или D_4). Посоките на токовете през нечетните вентили D_1 и D_3 и четните D_2 и D_4 са показани съответно с плътни и прекъснати стрелки. Действието на схемата е илюстрирано с диаграмите на фиг. 2.6 *б*, *в* и *г*, на които са изобразени вторичното напрежение на трансформатора, токът през вентилите и изправените напрежения и токове.



Фиг. 2.6. Еднофазен мостов токоизправител
а – принципна схема; *б* – *г* – диаграми на токовете и напреженията

От схемата и диаграмите се вижда, че токовите импулси през товара протичат в една и съща посока. Във вторичната намотка на трансформатора протича променлив ток I_2 и затова схемата е двуполупериодна. Положителният полюс на токоизправителя се получава в общата точка на катодите на вентилите D_1 и D_2, а отрицателният полюс – в общата точка на анодите на вентилите D_3 и D_4.

Постоянните съставки на изправеното напрежение, изправения ток и средната стойност на тока през един вентил са:

$$E_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{2}{\pi}E_{2m}; \tag{2.52}$$

$$E_{2\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}E_0 = 1{,}11E_0; \tag{2.53}$$

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} I_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{2}{\pi}I_{2m}; \tag{2.54}$$

$$I_{2m} = 1{,}57\ I_0; \tag{2.55}$$

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{2}I_0. \tag{2.56}$$

Обратното напрежение на вентилите в тази схема се определя от амплитудата на фазовото напрежение, понеже вентилът, който през дадения полупериод е запушен, чрез работещия вентил от същата група е свързан паралелно на вторичната намотка на трансформатора. Поради това

$$U_{R\max} = E_{2m} = \frac{\pi}{2}E_0 = 1{,}57\ E_0. \tag{2.57}$$

Вторичният ток е синусоиден (фиг. 2.6 *б*) и неговата ефективна стойност е

$$I_{2\text{eff}} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = 1{,}11\ I_0. \tag{2.58}$$

Формата на първичния ток в дадения случай съвпада с формата на вторичния ток, затова ефективната стойност на първичния ток е

$$I_{1\,\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}I_{2\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}1{,}11\ I_0. \tag{2.59}$$

Изчислителната мощност на вторичната намотка на трансформатора е

$$P_{2\text{и}} = E_{2\text{eff}}\,I_{2\text{eff}} = 1{,}11\ E_0\ .\ 1{,}11\ I_0 = 1{,}23\ P_0, \tag{2.60}$$

а изчислителната мощност на първичната намотка –

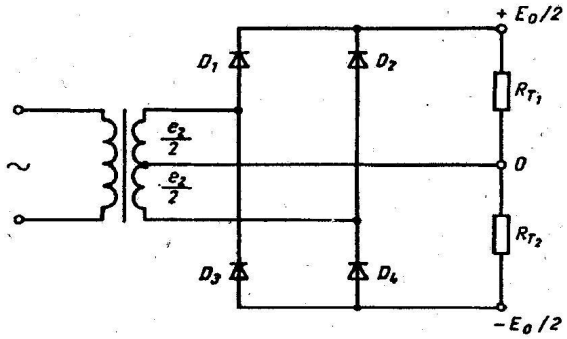
$$P_{1\text{и}} = E_{1\,\text{eff}}\,I_{1\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_{2\,\text{eff}}\frac{1}{k_{\text{тр}}}I_{2\text{eff}} = 1{,}23\ P_0. \tag{2.61}$$

Следователно

$$P_{\text{и}} = P_{1\text{и}} = P_{2\text{и}} = 1{,}23\ P_0. \tag{2.62}$$

Вижда се, че при еднофазната мостова схема се получава добро използване на трансформатора.

Поради добрите й показатели еднофазната мостова схема е най-често използваната еднофазна токоизправителна схема и се предпочита във всички случаи, когато няма някаква пречка за нейното приложение.



Фиг. 2.7. Еднофазен мостов токоизправител за две симетрични напрежения с противоположен знак

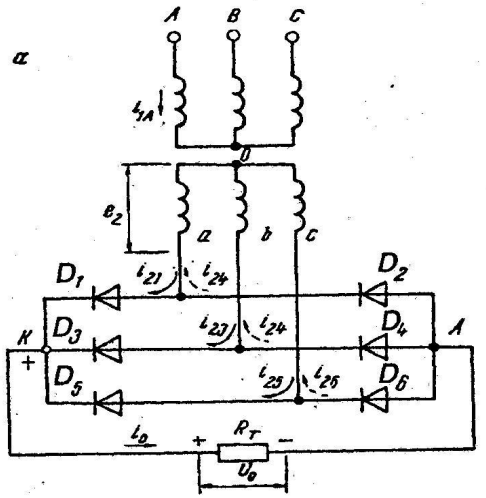
Ако вторичната намотка на трансформатора се изработи като двуфазна и се изведе нулевата точка, еднофазният мостов токоизправител се превръща в два двуфазни еднополупериодни токоизправителя с последователно свързани изходи (фиг. 2.7). По този начин може да се получи токоизправител с две еднакви напрежения с различна полярност спрямо нулевия извод.

При симетрично натоварване на двата изхода токоизправителят работи като еднофазен мостов и проектирането му се извършва като на такъв.

2.6. ТРИФАЗЕН МОСТОВ ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

Трифазната мостова схема на токоизправител, наричана още схема на Ларинов, е показана на фиг. 2.8 *а*. Тя представлява доразвита еднофазна мостова схема на Грец. При нея вторичните намотки на трансформатора могат да бъдат свързани по коя да е от схемите звезда, триъгълник и зигзаг, тъй като не е необходим извод от нулевата точка. В схемата се използват шест вентила, разделени на две групи. В едната група (вентилите D_1, D_3 и D_5) в обща точка са съединени катодите, а в другата (вентилите D_2, D_4 и D_6) – анодите. Първата група се нарича *катодна група* и общата ѝ точка служи за положителен полюс на токоизправителя, а втората група – *анодна група* и общата ѝ точка служи за отрицателен полюс. Анодите на вентилите D_1, D_3 и D_5 от катодната група и катодите на вентилите D_2, D_4 и D_6 от анодната група са свързани съответно с фазите *a*, *b* и *c*.

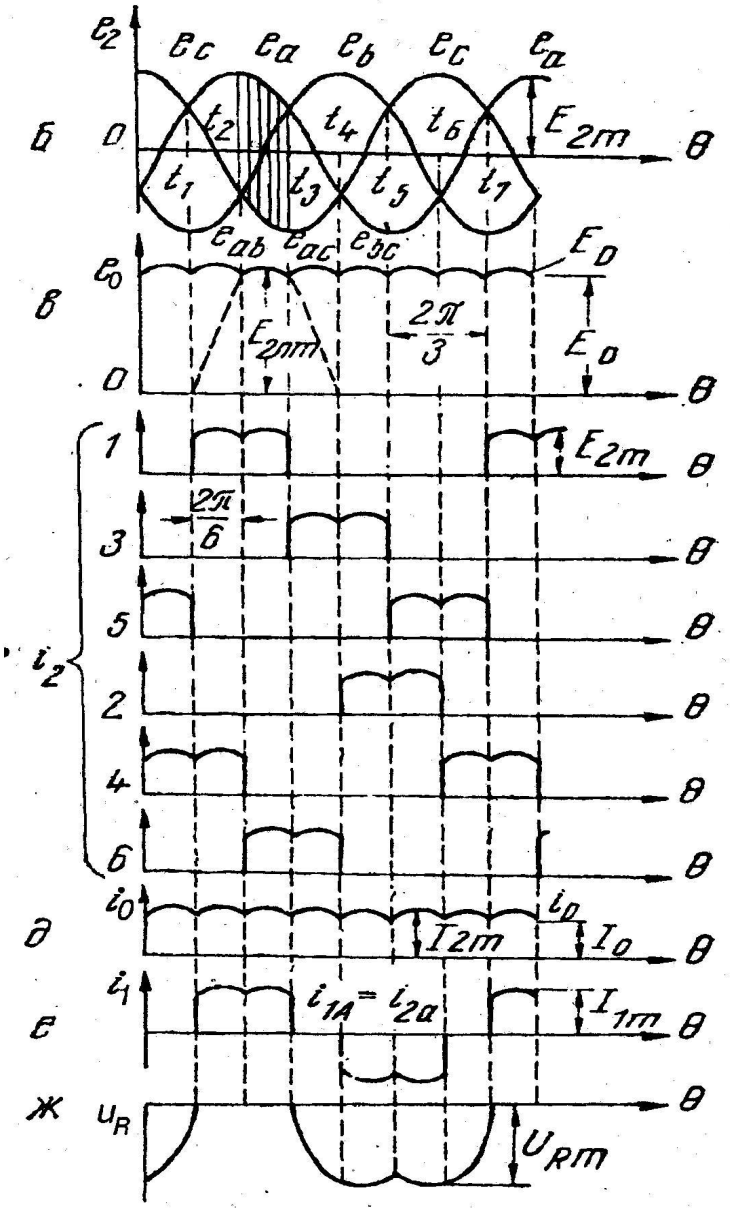
Трифазната мостова схема може да се разглежда като два трифазни еднополупериодни токоизправителя, включени последователно спрямо товара. Токоизправителят с катодната група вентили пропуска положител-



Фиг. 2.8. Трифазен мостов токоизправител
а – принципна схема

ните полувълни, т.е. всеки от вентилите работи, когато неговият анод има най-висок положителен потенциал спрямо потенциалите на анодите на останалите вентили от същата група. Обратно, вторият трифазен еднополупериоден токоизправител, образуван от анодната група вентили, пропуска ток през отрицателните полувълни, като в даден момент работи този вентил, чийто катод има най-отрицателен потенциал в сравнение с потенциалите на катодите на останалите вентили от същата група. Изправените напрежения от двете групи се сумират в товара. По такъв начин в трифазната мостова схема става изправяне на линейните напрежения на трифазната схема.

Действието на този токоизправител може да се види от диаграмите на напреженията и токовете, показани на фиг. 2.8. През времето от 0 до t_1 (фиг. 2.8 *б*) най-положителното напрежение спрямо нулевата точка има фазата *c*, а най-отрицателното – фазата *b*. Поради това от катодната група пропуска вентилът D_5, а от анодната – вентилът D_4. През тази част от периода токът i_2 протича от нулевата точка през фазата *c*, вентила D_5, товара $R_т$, вентила D_4 и фазата *b*. След момента t_1 напрежението на фазата *c* става по-малко от напрежението на фазата *a* и токът се комутира от вентила D_5 към вентила D_1, тъй като анодът на вентила D_1 сега е по-положителен от анодите на останалите вентили от неговата група. Вентилът D_4 продължава да пропуска ток, защото неговият катод остава все още на-отрицателен от катодите на тази група. В момента t_2 най-отрицателна става фазата *c*, вентилът D_4 се запушва, а започва да пропуска



Фиг. 2.8. Трифазен мостов токоизправител
б–ж – диаграми на токовете и напреженията

вентилът D_6. През интервала $t_2 - t_3$ токът протича последователно през вентилите D_1 и D_6. В момента t_3 вместо вентила D_1 започва да работи вентилът D_3, който работи с вентила D_6 до момента t_4. От t_4 до t_5 вентилът D_3 продължава да работи с вентила D_2 и т.н. По такъв начин в трифазната мостова схема във всеки момент работят два вентила – един от катодната и един от анодната група, и всеки вентил пропуска в продължение на 2 π/3 от периода. Редът, по който работят отделните вентили, се вижда от диаграмите на фазовите токове, показани на фиг. 2.8 *г*. Два вентила (например D_1 и D_6) могат да работят заедно само в продължение на 2 π/6 от периода. През тази част от периода на товара се подава линейното напрежение, чиято моментна стойност е показана на фиг. 2.8. *б* с ординатите на защрихованата площ.

Постоянната съставка на изправеното напрежение се получава от израза

$$E_0 = \frac{6}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} E_{2лm}\cos\theta\, d\theta = E_{2лm}\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6}, \tag{2.63}$$

където $E_{2лm} = \sqrt{3}E_{2m}$ е амплитудата на линейното (междуфазовото) напрежение.

От (2.63) се получава

$$E_{2лm} = -\frac{E_0}{\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6}} = 1{,}05\,E_0 \tag{2.64}$$

или

$$E_{2m} = \frac{E_{2лm}}{\sqrt{3}} = 0{,}606E_0. \tag{2.65}$$

Ефективните стойности на фазовото и линейното напрежение са

$$E_{2лeff} = \frac{1{,}05}{\sqrt{2}}E_0 = 0{,}742E_0; \tag{2.66}$$

$$E_{2eff} = \frac{0{,}606}{\sqrt{2}}E_0 = 0{,}428E_0. \tag{2.67}$$

Обратното напрежение на вентилите при трифазната мостова схема е равно на линейното напрежение. Това лесно може да се установи от диаграмите на работа на схемата. Например в интервала $t_1 - t_2$, когато работи вентилът D_1, обратното напрежение на вентила D_3 е равно на междуфазовото напрежение e_{2a-b}. Затова максималното обратно напрежение е равно на амплитудата на линейното напрежение:

$$U_{R\max} = E_{2лm} = 1{,}05E_0. \tag{2.68}$$

Изправеният ток i_0 (фиг. 2.8 *д*) се образува от токовете, които протичат през вентилите D_1, D_3 и D_5 или D_2, D_4 и D_6.

Средната стойност на изправения ток е

(2.69) $$I_0 = \frac{6}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} I_{2m}\cos\theta\, d\theta = I_{2m}\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6} = 0{,}952\, I_{2m}.$$

Максималната стойност на вторичния ток е

(2.70) $$I_{2m} = \frac{I_0}{0{,}952} = 1{,}05 I_0,$$

а средната стойност на тока през вентила –

(2.71) $$I_{ср} = \frac{I_0}{3}.$$

Токът през вторичните намотки на трансформатора е променлив без постоянна съставка. На фиг. 2.8 *е* е показана формата на вторичния ток на фазата *а*. Неговата ефективна стойност е

(2.72) $$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} I_{2m}^2\cos^2\theta\, d\theta} = 0{,}781\, I_{2m}.$$

От (2.70) и (2.72) се получава

(2.73) $$I_{2\text{eff}} = 0{,}781.1{,}05 I_0 = 0{,}817 I_0.$$

Формата на първичния ток е като на вторичния, поради което отношението между тези два тока се определя от коефициента на трансформация:

(2.74) $$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{тр}} I_{2\text{eff}}.$$

Изчислителната мощност на вторичните намотки на трансформатора е

(2.75) $$P_{2и} = \sqrt{3}\, E_{2л\text{eff}} I_{2\text{eff}} = \sqrt{3}.0{,}742 E_0.0{,}817 I_0 = 1{,}05 P_0,$$

а на първичните намотки –

(2.76) $$P_{1и} = 3E_{1\text{eff}} I_{1\text{eff}} = 3k_{тр} E_{2л\text{eff}} \frac{1}{k_{тр}} I_{2\text{eff}} = 3.0{,}428 E_0.0{,}817 I_0 = 1{,}05 P_0,$$

Следователно в тази схема изчислителните мощности на двете намотки са еднакви и изчислителната мощност на трансформатора е

(2.77) $$P_и = P_{1и} = P_{2и} = 1{,}05\, P_0.$$

Вижда се, че изчислителната мощност на трансформатора е почти равна на полезната мощност на токоизправителя.

Пълното използване на мощността на трансформатора, малкото обратно напрежение върху вентилите и малките пулсации на изправеното напрежение определят широкото приложение на трифазната мостова схема. Тя се предпочита почти винаги при мощни трифазни токоизправители.

ГЛАВА ТРЕТА

НЕУПРАВЛЯЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С РЕАКТИВЕН ТОВАР

В реални условия токоизправителите почти винаги работят включени към товар, съдържащ реактивно съпротивление. Най-често реактивният характер на товара се внася от изглаждащия филтър и може да бъде индуктивен или капацитивен. Обикновено при мощните многофазни токоизправители се използва филтър с индуктивен вход, а при маломощните едно- и двуфазни токоизправители – филтър с капацитивен вход. И в двата случай реактивният характер на товара оказва съществено влияние върху процесите, протичащи в схемата, и върху съотношенията между напреженията и токовете на отделните вериги. Влияние оказва и вътрешният импеданс на трансформатора и на вентилната група. Затова в този случай той не може да се пренебрегне и се налага анализиране на процесите в реален (със загуби) токоизправител.

3.1. РАБОТА НА *p*-ФАЗЕН ЕДНОПОЛУПЕРИОДЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ СЪС ЗАГУБИ ПРИ ИНДУКТИВЕН ТОВАР

Пълната еквивалентна схема на *p*-фазен еднополупериоден токоизправител със загуби, работещ с индуктивен характер на товара, е показана на фиг. 3.1 *а*. Тук означенията са:

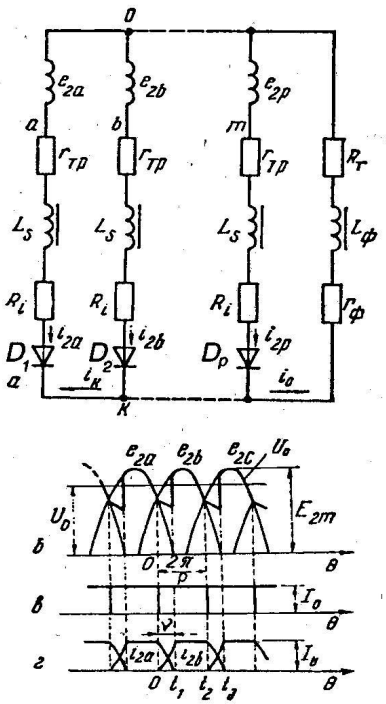
$r_{тр} = r_2 + r_1^*$ – активното съпротивление на трансформатора;
$L_s = L_{s2} + L_{s1}^*$ – индуктивността на разсейване на трансформатора;
R_i – вътрешното съпротивление на вентила;
$r_ф$ – активното съпротивление на изглаждащия дросел;
$L_ф$ – индуктивността на изглаждащия дросел.

Влиянието на тези елементи зависи от мощността на токоизправителя. При маломощните токоизправители активното съпротивление на трансформатора е значително по-голямо от съпротивлението на индуктивността на разсейване ωL_s. Ето защо при изчисляването на маломощни токоизправители индуктивността L_s обикновено се пренебрегва. При мощните токоизправители, които в повечето случаи са многофазни, е обратното – трябва да се вземе под внимание индуктивността на разсейване L_s, а активното съпротивление на трансформатора може да се пренебрегне.

Индуктивността на разсейване L_s, която е включена във веригата на

вентила, се нарича анодна индуктивност. Нейното влияние е коренно различно от влиянието на индуктивността $L_ф$.

Удобно е анализът да започне с разглеждане само на влиянието на индуктивността на разсейване L_s, като активните съпротивления $r_{тр}$, R_i и $r_ф$ се пренебрегнат. За облекчаване на анализа може да се приеме, че индуктивността $L_ф$ е безкрайно голяма и изправеният ток се получава идеално изгладен.



Фиг. 3.1. p-Фазен еднополупериоден токоизправител със загуби при индуктивен характер на товара
а – заместваща схема; *б* – *г* – диаграми на токовете и напреженията

Работата на схемата при наличие на анодна индуктивност е илюстрирана с диаграмите на напреженията и токовете, показани на фиг. 3.1. Нека в даден момент да работи фазата *a*, т.е. през вентила и през товара да протича ток i_{2a}. Понеже се прие, че $L_ф = ∞$, този ток има правоъгълна форма с амплитуда I_0, т.е. $i_{2a} = I_0$. В момента $θ = 0$ напрежението e_{2a} става равно на напрежението e_{2b} и ако липсваше индуктивността на разсейване на трансформатора, целият ток моментално би се прехвърлил във фазата *b*. Обаче поради наличието на индуктивността L_s токът не може моментално да спадне до 0 в първата фаза и да се увеличи до I_0 във втората фаза. Затова комутацията (прехвърлянето) става постепенно, като през времето от 0 до t_1 двете фази работят паралелно.

Тъй като по условия токът през товара $I_0 = i_{2a} + i_{2b}$ е идеално изгладен, с колкото се увеличава токът i_{2b}, с толкова се намалява токът i_{2a}. Ето защо намалението на тока в първата фаза може да се разглежда като разлика между двата тока:

(3.1) $$i_{2a} = I_0 - i_{2b}.$$

Като се има предвид това, токът i_{2b} може да се разглежда като ток на късо съединение между фазите *a* и *b*, протичащ по веригата *ObKaO* (фиг. 3.1 *а*). Обаче този ток не може да достигне амплитудната си стойност, тъй като в момента t_1 той става равен на I_0, а $i_{2a} = 0$. По-нататъшното нарастване на i_{2b} е възможно само ако i_{2a} промени посоката си. Но това е невъзможно, понеже във веригата на фазата *a* има включен вентил.

След момента t_1 целият ток се прехвърля във втората фаза. Токът i_{2b} запазва стойността I_0 до момента t_2, в който напрежението e_{2b} се изравнява с напрежението на следващата фаза e_{2c}; по-нататък в интервала t_2–t_3 токът i_{2b} намалява до нула.

Ъгълът $ν$ (фиг. 3.1 *г*), в границите на който общият изправен ток протича едновременно през двете фази, се нарича *ъгъл на комутацията*. Този ъгъл е толкова по-голям, колкото по-големи са токът I_0 и индуктивността на разсейване на трансформатора L_s.

От казаното се вижда, че при наличие на анодна индуктивност през всяка фаза се провежда ток не в продължение на $1/p$ част от периода $T = 2π$ както при токоизправител без загуби, а през по-голяма част

$$\left(\frac{2π}{p} + ν\right).$$

Като се приложи законът на Кирхоф за веригата *ObKaO* (фиг. 3.1 *а*), образувана от паралелно работещите фази, получава се

(3.2) $$e_{2a} - L_s\frac{di_{2a}}{dt} - \left(e_{2b} - L_s\frac{di_{2b}}{dt}\right) = 0.$$

При съставяне на това уравнение R_i и $r_{тр}$ са пренебрегнати.

Ако началото на координатната система се избере както на фиг. 3.1 *б*, за моментните стойности на фазовите напрежения e_{2a} и e_{2b} може да се напишат уравненията

(3.3) $$e_{2a} = E_{2m}\cos\left(θ + \frac{π}{p}\right);$$

(3.4) $$e_{2b} = E_{2m}\cos\left(θ - \frac{π}{p}\right).$$

От друга страна, понеже $I_0 = i_{2a} + i_{2b} = \text{const}$,

(3.5) $$-di_{2a} = di_{2b}.$$

От съвместното решаване на уравнения (3.2–3.5) се получава

(3.6) $$L_s\frac{di_{2a}}{dt} = -E_{2m}\sin\frac{π}{p}\sin θ.$$

След интегрирането на този израз се получава уравнението за тока през фазата *a* за времето на комутирането:

(3.7) $$i_{2a} = \frac{E_{2m}}{ωL_s}\sin\frac{π}{p}\cos θ + A.$$

Както се вижда от фиг. 3.1, при $θ = 0$ целият ток все още протича през фазата *a*, т.е.

(3.8) $$i_{2a} = I_0 = \frac{E_{2m}}{ωL_s}\sin\frac{π}{p} + A.$$

При това условие за константата на интегрирането се намира изразът

(3.9) $$A = I_0 - \frac{E_{2m}}{\omega L_s}\sin\frac{\pi}{p}.$$

Като се замести дясната част на израза (3.9) в израза (3.7) и се извършат съответни преобразувания, уравнението на тока i_{2a} добива вида

(3.10) $$i_{2a} = I_0 - \frac{E_{2m}}{\omega L_s}\sin\frac{\pi}{p}(1-\cos\theta).$$

При $\theta = \nu$ токът $i_{2a} = 0$. От това условие се определя изразът за ъгъла на комутацията

(3.11) $$\cos\nu = 1 - \frac{\omega L_s I_0}{E_{2m}\sin\frac{\pi}{p}}.$$

Остава да се изясни влиянието на индуктивността L_s върху формата на изправеното напрежение u_0. Когато няма комутация, кривата на напрежението u_0 съвпада с кривата на фазовите напрежения. През време на комутацията, т.е. през време на интервала от 0 до ν, напрежението върху товара, както се вижда от фиг. 3.1 *а*, е

(3.12) $$u_{0\nu} = e_{2b} - L_s\frac{di_{2b}}{dt} = e_{2b} + L_s\frac{di_{2a}}{dt}.$$

Като се заместят e_{2b} и $L_s\frac{di_{2a}}{dt}$ с десните части на уравнение (3.4) и (3.6) и се извършат съответните тригонометрични преобразувания, получава се

(3.13) $$u_{0\nu} = \frac{E_{2m}\cos\left(\theta+\frac{\pi}{p}\right)}{2} + \frac{E_{2m}\cos\left(\theta-\frac{\pi}{p}\right)}{2} = \frac{e_{2a}+e_{2b}}{2}.$$

От израза (3.13) се вижда, че през време на комутацията изправеното напрежение е равно на полусумата от напреженията на паралелно работещите фази (фиг. 3.1 *б*). Следователно анодната индуктивност намалява постоянната съставка на изправеното напрежение и увеличава неговите пулсации. От израза (3.13) се получава

(3.14) $$u_{0\nu} = E_{2m}\cos\frac{\pi}{p}\cos\theta.$$

Постоянната съставка на изправеното напрежение е

(3.15) $$U_0 = \frac{p}{2\pi}\left[\int_0^{\nu} u_{0\nu}\,d\theta + \int_{\nu}^{\frac{2\pi}{p}} e_{2b}\,d\theta\right].$$

Като се заместят десните части на изразите (3.13) и (3.4) в (3.15) и се решат интегралите, получава се

(3.16) $$U_0 = \left(E_{2m}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\right)\frac{1+\cos\nu}{2}.$$

Тук $\cos\nu$ може да се замени с дясната част на израза (3.11) и уравнението на постоянната съставка на изправеното напрежение добива вида

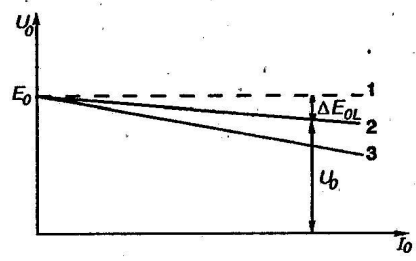
(3.17) $$U_0 = E_{2m}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p} - \frac{p\omega L_s}{2\pi}I_0.$$

Първият член на дясната страна на това уравнение е постоянната съставка на изправеното напрежение, което се получава при идеален трансформатор. Такава стойност на изправеното напрежение може да се получи само при празен ход, т.е. напрежението на празен ход е

(3.18) $$E_0 = E_{2m}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}.$$

Външната характеристика на p-фазния токоизправител със загуби и индуктивен характер на товара, която представлява зависимостта на изправеното напрежение от товарния ток, се дава с уравнение (3.17). От него се вижда, че под влиянието на индуктивността на разсейването на трансформатора L_s външната характеристика на токоизправителя е падаща (фиг. 3.2, крива *2*). Падът на напрежение, който се обуславя от индуктивността L_s, е

(3.19) $$\Delta E_{oL} = \frac{p\omega L_s}{2\pi}I_0.$$



Фиг. 3.2. Външни характеристики на токоизправител с индуктивен характер на товара
1 – на токоизправител без загуби; *2* – с отчитане влиянието на L_s; *3* – с отчитане влиянието на всички видове загуби

Той представлява намаление на е.д.н. на токоизправителя, получаващо се вследствие на изкривяването на формата на е.д.н. Величината

(3.20) $$R_x = \frac{p\omega L_s}{2\pi}$$

представлява вътрешното съпротивление на токоизправителя, обусловено от индуктивността на разсейване L_s.

Влиянието на активните съпротивления $r_{тр}$, R_i и $r_ф$ върху изправеното напрежение се изразява в това, че в тях се получава пад на напрежение и външната характеристика на токоизправителя спада още по-силно (фиг. 3.2, крива *3*).

Падът на напрежение във вентила U_F се взема от каталога. Неговата стойност зависи от типа на избрания вентил.

Падът на напрежение в активното съпротивление на изглаждащия дросел се определя по формулата

(3.21) $$\Delta E_{оф} = r_ф I_0.$$

Като се вземат под внимание всички падове на напрежение, уравнението на външната характеристика на токоизправителя добива вида

(3.22) $$U_0 = E_0 - I_0(R_x + r_{тр}) - (U_F + \Delta E_{оф}).$$

От формула (3.14) следва, че когато в изхода на токоизправителя е необходимо да се получи напрежението U_0, режимът му трябва да се изчислява за напрежение на празен ход

(3.23) $$E_0 = U_0 + \Delta E_0.$$

За началното изчисляване на токоизправителя падът на напрежение ΔE_0 се задава в границите

(3.24) $$\Delta E_0 \approx (0{,}08 \div 0{,}15) U_0.$$

3.2. РАБОТА НА *p*-ФАЗЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ СЪС ЗАГУБИ ПРИ КАПАЦИТИВЕН ТОВАР

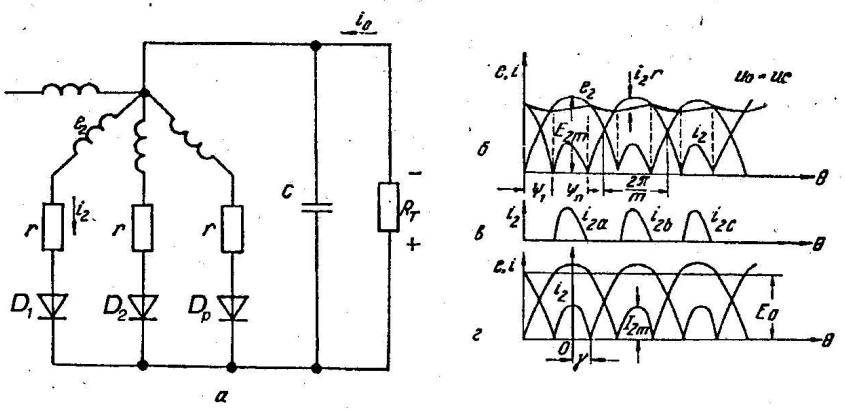
При маломощните едно- и двуфазни токоизправители най-често се използват филтри с кондензатор, свързан паралелно на изхода на токоизправителя. В този случай токоизправителят работи с капацитивен товар. Анализът на този режим на работа е валиден за всички схеми на токоизправители с произволен брой на фазите.

Схемата на *p*-фазен токоизправител със загуби, работещ с капацитивен товар, е показана на фиг. 3.3 *а*. Тук

(3.25) $$r = r_{тр} + R_i$$

е общото активно съпротивление на фазата;

R_i – вътрешното съпротивление на вентила;



Фиг. 3.3. *p*-Фазен токоизправител със загуби при капацитивен характер на товара
а – заместваща схема; *б* – *г* – диаграми на токовете и напреженията

$r_{тр} = r_2 + r_1^*$ – съпротивлението на трансформаторната намотка;

r_2 – активното съпротивление на вторичната намотка на трансформатора;

r_1^* – активното съпротивление на първичната намотка на трансформатора, приведено към вторичната намотка.

В общото активно съпротивление се образува пад на напрежение $i_2 r$, а кривата на изправеното напрежение u_0 има формата, показана на фиг. 3.3 *б*.

По-нататък при анализа се приема следното:

1. Вътрешното съпротивление на вентила R_i е постоянно.

2. Индуктивността на разсейване на трансформатора е $L_{s\,тр} = 0$. Това допускане не води до голяма грешка, тъй като при маломощните трансформатори $L_{s\,тр}$ е много малко в сравнение с $r_{тр}$.

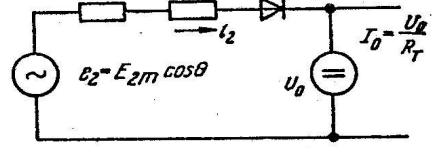
3. Капацитетът на кондензатора C е много голям и изходното напрежение се изглажда идеално (фиг. 3.3 *г*).

4. Формата на вторичните фазови токове е косинусоиден отрязък (фиг. 3.3 *г*) с ъгъл на отсечката γ. В този случай ъгълът на отпушването ψ_1 и ъгълът на проводимостта на вентилите $\psi_п$ са съответно

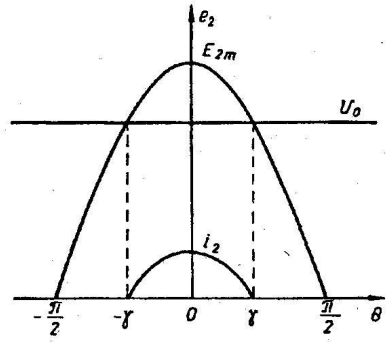
(3.26) $$\begin{cases} \psi_1 = \dfrac{\pi}{2} - \gamma & \text{и} \\ \psi_п = 2\gamma. \end{cases}$$

Понеже всяка фаза работи независимо от другите, анализът може да се направи само за една фаза.

Заместващата схема на работещата фаза на токоизправителя е показана на фиг. 3.4. С e_2 е означена моментната стойност на вторичното



Фиг. 3.4. Заместваща схема на една работеща фаза на токоизправител със загуби и капацитивен характер на товара



Фиг. 3.5. Графично изобразяване на процесите в схемата от фиг. 3.4.

напрежение на трансформатора. Тъй като капацитетът C е много голям и изглаждането на изходното напрежение е идеално, напрежението на пулсации върху кондензатора може да се пренебрегне. Затова в заместващата схема кондензаторът е заменен с постояннотоков генератор на е.д.н., равно на постоянната съставка на изправеното напрежение, и с вътрешно съпротивление, равно на нула.

Ток през вентила съгласно със заместващата схема може да протича само когато e_2 превишава U_0. Моментната стойност на този ток е

$$i_2 = \frac{e_2 - U_0}{R_i + r_{тр}} = \frac{e_2 - U_0}{r}, \tag{3.27}$$

където r е общото активно съпротивление.

Работата на една фаза е показана графично на фиг. 3.5. Вижда се, че

$$U_0 = E_{2m}\cos\gamma, \tag{3.28}$$

поради което уравнението на тока на вентила за интервала от 0 до θ може да се напише във вида

$$i_2 = \frac{E_{2m}\cos\theta - E_{2m}\cos\gamma}{r} = \frac{E_{2m}}{r}(\cos\theta - \cos\gamma). \tag{3.29}$$

Средната стойност на тока, който протича през вентила за един период на напрежението на захранващата мрежа, е

$$I_{ср} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\gamma}^{\gamma} i_2 d\theta = \frac{E_{2m}}{r\pi}(\sin\gamma - \gamma\cos\gamma). \tag{3.30}$$

При p-фазен токоизправител общият изправен ток е p пъти по-голям:

$$I_0 = \frac{pE_{2m}}{\pi r}(\sin\gamma - \gamma\cos\gamma). \tag{3.31}$$

Като се замести в този израз E_{2m} с неговата стойност, определена от формула (3.28), получава се

$$I_0 = \frac{pU_0}{\pi r}\,\frac{\sin\gamma - \gamma\cos\gamma}{\cos\gamma}. \tag{3.32}$$

След съответното преобразуване този израз придобива вида

$$I_0 = \frac{pU_0}{\pi r}(\operatorname{tg}\gamma - \gamma). \tag{3.33}$$

Ако се прехвърлят всички известни величини в лявата част на уравнението, т.е.

$$\frac{I_0\pi r}{pU_0} = \operatorname{tg}\gamma - \gamma, \tag{3.34}$$

и тази част се означи с A:

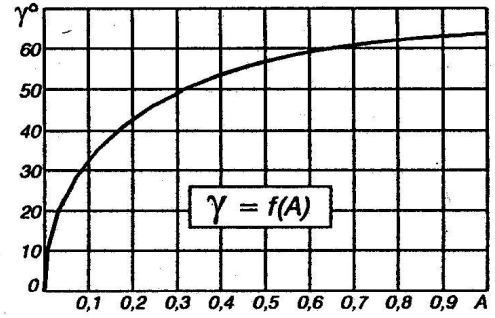
$$A = \operatorname{tg}\gamma - \gamma, \tag{3.35}$$

получава се уравнение, което свързва ъгъла на отсечката с параметъра A. *Параметърът* A може да се определи още от самото начало, тъй като величините, които влизат в израза, са известни, т.е.

$$A = \frac{I_0\pi r}{pU_0}. \tag{3.36}$$

Като се реши уравнение (3.35) за различни стойности на γ, получава се кривата, начертана на фиг. 3.6, която представлява зависимостта $\gamma = f(A)$.

Тъй като параметърът A може да се определи лесно по формула (3.36), кривата на фиг. 3.6 позволява бързо и лесно да се определи ъгълът на отсечката γ при известни параметри на вентилите, трансформатора и товара.



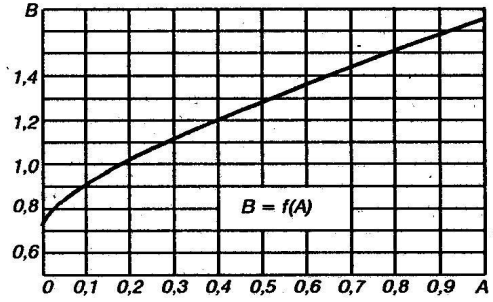
Фиг. 3.6. Графика на ъгъла на отсечката като функция на A

Ефективната стойност на необходимото вторично напрежение се определя от уравнение (3.28):

$$U_{2\,eff} = \frac{U_0}{\sqrt{2}\cos\gamma} = BU_0, \tag{3.37}$$

където

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}\cos\gamma}. \tag{3.38}$$



Фиг. 3.7. Зависимост на параметъра B от A

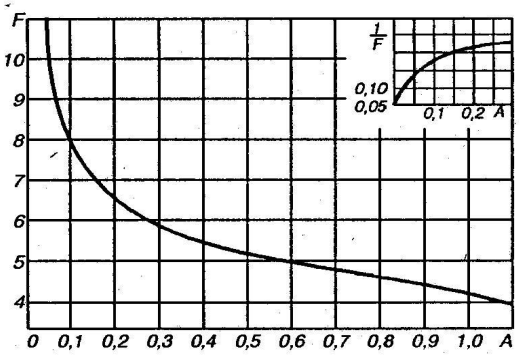
От формули (3.36) и (3.37) могат да се изчислят *величините* A *и* B при различни стойности на γ, като по такъв начин се получава зависимостта $B = f(A)$, показана на фиг. 3.7. Тази крива позволява да се определи B непосредствено след изчисляването на A, без да се знае ъгълът на отсечката.

Максималната стойност на тока през вентила I_{2max} (фиг. 3.3 *г*) е от значение при избора на вентила. Тя в никакъв случай не трябва да превишава максималната допустима стойност на тока през вентила. За този ток чрез аналогични преобразувания се получава изразът

$$U_{2max} = \frac{\pi I_0}{p}\cdot\frac{1 - \cos\gamma}{\sin\gamma - \gamma\cos\gamma} = F\frac{I_0}{p}. \tag{3.39}$$

(3.40) Величината

$$F = \frac{\pi(1 - \cos\gamma)}{\sin\gamma - \gamma\cos\gamma}$$



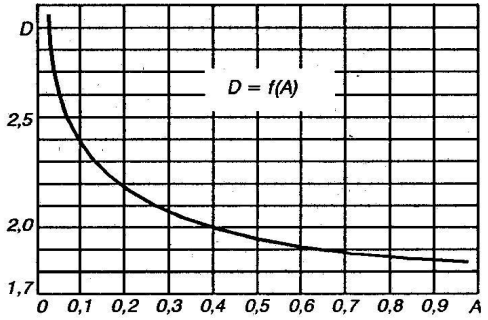
Фиг. 3.8. Зависимост на параметъра F от A

е въведена, за да се опростят изчисленията. Тя зависи от ъгъла на отсечка и следователно може да се представи като функция на параметъра A. На фиг. 3.8 е показана графично зависимостта $F = f(A)$. Тя позволява веднага след определянето на A да се изчисли максималната стойност на тока през вентила.

По същия начин за ефективната стойност на вторичния ток се получава изразът

$$I_{2\text{eff}} = \frac{I_0}{p} D, \tag{3.41}$$

където $D = \dfrac{\sqrt{\pi[\gamma(1+0{,}5\cos 2\gamma) - 0{,}75\sin 2\gamma]}}{\sin\gamma - \gamma\cos\gamma}$



Фиг. 3.9. Зависимост на параметъра D от A

е параметър, зависещ от ъгъла на отсечка γ.

Тъй като $D = f(\gamma)$, ясно е, че може да се построи зависимостта $D = f(A)$, която позволява веднага след изчисляването на A да се определи D (фиг. 3.9).

Ефективната стойност на първичния ток в схемите с еднополупериодно изправяне се определя по формулата

$$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} \sqrt{I_{2\text{eff}}^2 - \left(\frac{I_0}{p}\right)^2}, \tag{3.42}$$

а в схемите с удвояване на броя на фазите на захранващата мрежа – по формулата

$$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} I_{2\text{eff}}. \tag{3.43}$$

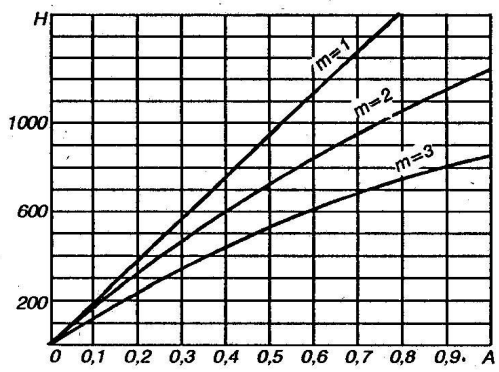
Изчисляването на капацитета на кондензатора може да се извърши по формулата

$$C = \frac{1}{k_{\text{п}} r} H, \tag{3.44}$$

където

$$H = \frac{2(\sin p\gamma.\cos\gamma - p\cos p\gamma.\sin\gamma).10^6}{p\omega\pi(p^2-1)\cos\gamma}. \tag{3.45}$$

Тъй като H е функция на броя на фазите и на ъгъла на отсечката γ, за дадено p и за честота на мрежата 50 Hz може да се построи зависимостта на H от A (фиг. 3.10). По такъв начин задачата за определяне на необходимия капацитет може да се реши веднага след изчисляване на параметъра A.



Фиг. 3.10. Зависимост на параметъра H от A

Външната характеристика на токоизправител с капацитивен характер на товара може да се построи, като се използва уравнение (3.31). Ако се въведе означението

$$\gamma_0 = \frac{\sin\gamma - \gamma\cos\gamma}{\pi}, \tag{3.46}$$

уравнението на външната характеристика се получава в опростен вид:

$$I_0 = \frac{pE_{2m}}{r}\gamma_0. \tag{3.47}$$

Оттук може да се определи γ_0:

$$\gamma_0 = I_0 \frac{r}{pE_{2m}}. \tag{3.48}$$

Коефициентът γ_0 е функция на ъгъла на отсечката. Поради това може да се построи зависимостта $\gamma_0 = f(\cos\gamma)$, въз основа на която (като се знае γ) лесно се определя $\cos\gamma$. А $\cos\gamma$ съгласно с израза (3.28) е пропорционален на изправеното напрежение, т.е.

$$\cos\gamma = \frac{U_0}{E_{2m}}. \tag{3.49}$$

Затова кривата $\cos\gamma = f(\gamma_0)$ в известен мащаб изразява зависимостта между U_0 и I_0, т.е. външната характеристика на токоизправителя.

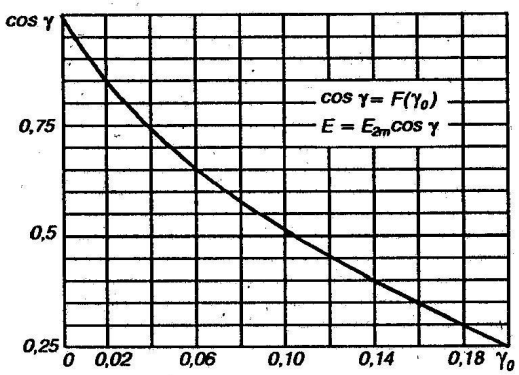
На фиг. 3.11 е построена зависимостта $\cos\gamma = f(\gamma_0)$ за най-често срещаните стойности на γ_0.

Построяването на зависимостта $U_0 = f(I_0)$ става по следния начин. Задава се някаква стойност на I_0, за която трябва да се определи съответното изправено напрежение. След това от израза (3.48) се определя съответната стойност на γ_0 и по кривата, дадена на фиг. 3.11, се отчита стойността на $\cos\gamma$. Стойността на изправеното напрежение се изчислява

по формулата

(3.50) $$U_0 = E_{2m}\cos\gamma = U_2\sqrt{2}\cos\gamma.$$

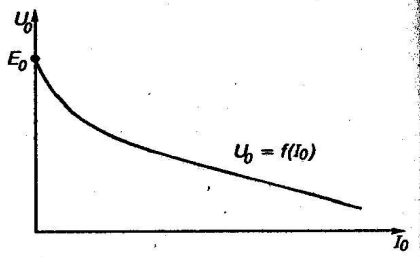
По същия начин се постъпва и за определяне на останалите стойности



Фиг. 3.11. Зависимост на $\cos\gamma$ от γ_0

на U_0, след което може да се построи външната характеристика на токоизправителя.

Видът на външната характеристика на токоизправител с капацитивен товар е показан на фиг. 3.12. Наклонът на кривата на тази характеристика е голям.



Фиг. 3.12. Външна характеристика на токоизправител със загуби и капацитивен характер на товара

Максималното обратно напрежение върху вентилите при този токоизправител е равно на удвоената амплитуда на фазовото напрежение:

(3.51) $$U_{\text{обр max}} = 2E_{2m} = 2\sqrt{2}BU_0.$$

3.3. РАБОТА НА *p*-ФАЗЕН ДВУПОЛУПЕРИОДЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ СЪС ЗАГУБИ ПРИ КАПАЦИТИВЕН ТОВАР

Изведените в т. 3.2 зависимости важат *само за еднополупериодни токоизправители.* Когато токоизправителната схема е *двуполупериодна* (мостова или с умножаване на напрежението), уравненията се променят количествено.

Тук няма да се правят изводи на уравненията, а ще бъдат дадени само крайните резултати. При същите начални условия, изразени с (3.25) – (3.30), новите зависимости добиват следния вид.

Параметър A от (3.36) тук е

(3.52) $$A = \frac{I_0\pi r}{2pU_0}.$$

Токът през вторичната намотка на трансформатора от (3.41) става

(3.53) $$I_{2\text{eff}} = \frac{I_0}{2p}D.$$

Токът през първичната намотка на трансформатора от (3.42) тук е

(3.54) $$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}I_{2\text{eff}}.$$

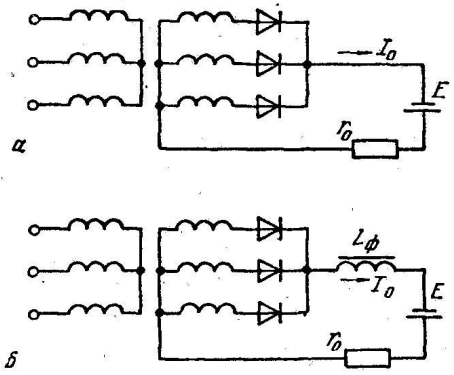
Вижда се, че (3.43) и (3.45) са еднакви.

Всички останали зависимости са както при еднополупериодните токоизправители с капацитивен товар.

3.4. РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛ ПРИ ТОВАР С ПРОТИВОЕЛЕКТРОДВИЖЕЩО НАПРЕЖЕНИЕ

Съществуват консуматори, които имат противоелектродвижещо напрежение. Това се получава например при зареждане на акумулатори, захранване на постояннотокови двигатели и др.

Работата на токоизправител при товар с противоелектродвижещо напрежение съществено зависи от това, дали схемата е без изглаждащ филтър (фиг. 3.13 *а*) или с изглаждащ филтър (фиг. 3.13 *б*). И в двата случая товарът с противоелектродвижещо напрежение е представен като източник с напрежение E и вътрешно съпротивление r_0. При отсъствие на индуктивност във веригата на товара (фиг. 3.13 *а*) токът през всяка фаза, а следователно и през всеки вентил може да се изрази с уравнението



Фиг. 3.13. Работа на токоизправител при товар с противоелектродвижещо напрежение
а – без изглаждащ филтър; *б* – с изглаждащ филтър

(3.55) $$i_2 = \frac{E_{2m}\cos\theta - E}{r + r_0}.$$

Този ток протича само през времето, когато

(3.56) $$E_{2m}\cos\theta - E > 0.$$

С други думи вентилите работят с ъгъл на отсечка γ, който може да се определи от условието $i_2 = 0$:

(3.57) $$\cos\gamma = \frac{E}{E_{2m}}.$$

От уравнението за тока (3.55) следва, че при липса на изглаждащ дросел работата на токоизправител с противоелектродвижещо напрежение е аналогична на работата при товар с капацитивен характер.

Начинът за изчисляване на токоизправител с капацитивен характер на товара е валиден и за случаите на товар с противоелектродвижещо напрежение. Обаче използването на формулите и графиките от т. 3.2 трябва да става при условие, че съпротивлението r се замени със сумата $r+r_0$, напрежението E_0 – с противоелектродвижещото напрежение E, а товарното съпротивление $R_т$ – с отношението $E_{min}/I_{0\,max}$, където E_{min} е минималното противоелектродвижещо напрежение, а $I_{0\,max}$ – максималният допустим ток през товара.

При наличие на дросел във веригата на товарния ток (фиг. 3.13 *б*) работата на токоизправителя е аналогична на работата при товар с индуктивен характер, тъй като, за да има индуктивността изглаждащо действие, трябва да бъде удовлетворено условието

(3.58) $$mp\omega L_ф \gg \frac{E}{I_0} \gg r_0.$$

Тук с m е означена „полупериодността" на токизправителя. За еднополупериодните $m = 1$, а за двуполупериодните $m = 2$.

Ако товарният ток I_0 се изменя в много широки граници или се стига до работа на празен ход, тогава токоизправителят може да работи с товар със смесен характер.

3.5. РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛ ПРИ ТОВАР СЪС СМЕСЕН ХАРАКТЕР

Смесен характер на товара се получава най-често при използването на Г-образен LC филтър. За нормалното действие на този филтър (вж. т. 6.2) е необходимо да бъдат удовлетворени условията

(3.59) $$X_L = mp\omega L_ф \gg R_т \quad \text{и}$$

(3.60) $$X_C = \frac{1}{mp\omega C_ф} \ll R_т.$$

По такъв начин за изчисляването на токоизправител с товар със смесен характер могат да се използват формулите, получени при анализа на токоизправител с индуктивен товар, с изключение на началния участък на външната характеристика.

При стойности на изправения ток, по-малки от дадена критична стойност ($I_0 < I_{0кр}$), каквито се получават в началния участък на външната характеристика, товарното съпротивление $R_т$ значително нараства и неравенството (3.59) не се удовлетворява, а (3.60) се удовлетворява в още

по-голяма степен. Следователно смесеният товар на токоизправителя при токове, по-малки от $I_{0кр}$, има капацитивен характер. Поради това формата на фазовите токове вече не е правоъгълна и токът i_0, който протича през изглаждащия дросел, се накъсва на отделни импулси.

Товарното съпротивление, при което изправеният ток става прекъснат, се нарича *критично товарно съпротивление* $R_{т\,кр}$, а токът, който се получава при това съпротивление – *критичен товарен ток* $I_{0кр}$. Очевидно

(3.61) $$I_{0кр} = \frac{U_0}{R_{ткр}}.$$

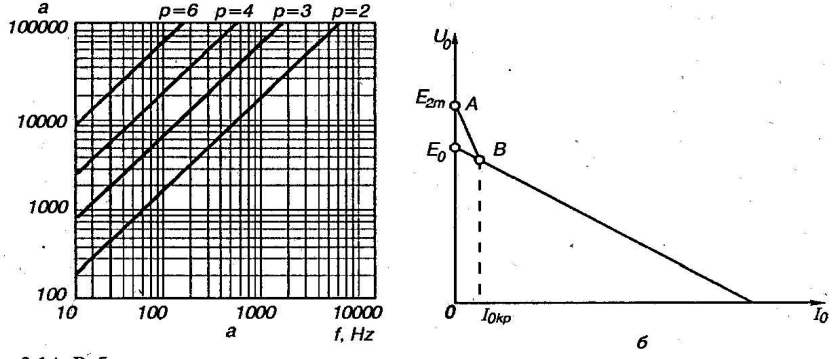
Стойността на критичното товарно съпротивление зависи от индуктивността на дросела $L_ф$, от броя на фазите p, от полупериодността на токоизправителя m и от честотата на захранващото напрежение f. За определяне на $R_{ткр}$ може да се използва формулата

(3.62) $$R_{ткр} = aL_ф,$$

където $a = f(p, f)$ се определя от графиката, дадена на фиг. 3.14 *а*.

С помощта на тази графика е възможно да се реши и обратната задача – да се определи критичната стойност на изглаждащата индуктивност $L_{фкр}$, която при дадено товарно съпротивление $R_т$ може да осигури непрекъснат изправен ток.

Промяната на характера на товар, която се извършва при $I_0 = I_{0кр}$, предизвиква изменение на вида на външната характеристика на токоизправителя (фиг. 3.14 *б*). Когато I_0 клони към нула, изходното изправено напрежение U_0 се стреми към амплитудната стойност на фазовото напрежение (т. *А* на фиг. 3.14. *б*), а не към E_0, отговарящо на чисто индуктивен характер на товара. Следователно външната характеристика на p-фазния токоизправител със смесен характер на товара не е прав линия, а се състои от два участъка с различен наклон.



Фиг. 3.14. Работа на токоизправител при товар със смесен характер
а – графика на параметъра *а* като функция на честотата на мрежата *f* и броя на фазите *p*; *б* – външна характеристика на токоизправителя

ГЛАВА ЧЕТВЪРТА

СПЕЦИАЛНИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

Токоизправителите, описани в тази глава, са поставени в работни режими, различни от разглежданите досега. Към тях спадат токоизправителите с умножаване на напрежението, токоизправителите за напрежения с несинусоидна форма, импулсните токоизправители и др.

4.1. ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С УМНОЖАВАНЕ НА НАПРЕЖЕНИЕТО

При тези токоизправители освен изправяне се получава и повишаване на напрежението чрез подходящо свързване на група вентили и кондензатори. Теоретично амплитудата на захранващото напрежение се увеличава цяло число пъти, затова те се наричат токоизправители с умножаване на напрежението.

Токоизправителните схеми с умножаване на напрежението са:

според броят на фазите – еднофазни и многофазни;

според начина на свързване на променливотоковия източник към схемата – симетрични и несиметрични;

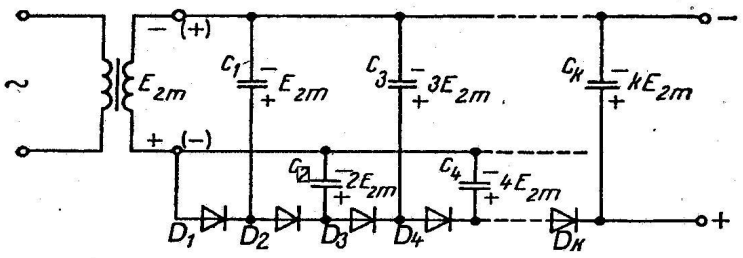
според това, дали изходното напрежение се получава върху един кондензатор или върху няколко последователно свързани кондензатора – от първи или от втори род.

Тук ще бъдат разгледани само еднофазните схеми като най-често срещани в практиката.

Несиметрични схеми с умножаване на напрежението. Характерно за несиметричните схеми е това, че захранващият трансформатор и товарът имат обща точка на свързване, което позволява едновременното им свързване към земя.

На фиг. 4.1 е показана несиметрична схема на токоизправител с умножаване на напрежението от I род с коефициент на умножение k. Тя работи по следния начин. През *първия положителен полупериод* на захранващото напрежение (полярността на вторичната намотка е показана със знаците без скоби) кондензаторът C_1 се зарежда през вентила D_1 до амплитудата на захранващото напрежение – $U_{C_1} = E_{2m}$. През *следващия полупериод* захранващото напрежение сменя полярността си (знаците в скобите). Вентилът D_1 е запушен, върху него е приложено обратно напрежение, равно на сумата от напрежението на кондензатора C_1 и на вторичната намотка на трансформатора. Максималната му стойност е $U_{1R_m} = U_{C_1} + E_{2m} = 2E_{2m}$. През това време вентилът D_2 се отпушва и

кондензаторът C_2 се зарежда през него и през кондензатора C_1, който му предава част от енергията си до стигане на напрежение, равно на сумата от амплитудата на напрежението на вторичната намотка на трансформатора и напрежението на C_1. Максималната му стойност е $U_{C_2} = E_{2m} + U_{C_1} = 2E_{2m}$. През *третия полупериод* на захранващото напрежение (знаците без скоби) вентилът D_1 се отпушва и кондензаторът C_1 се дозарежда до началното си напрежение $U_{C_1} = E_{2m}$, кондензаторът C_3 се зарежда през вентила D_3 и кондензаторът C_2 – до напрежение $U_{C_3} = U_{C_2} + E_{2m} = 3E_{2m}$. През това време вентилът D_2 е запушен и върху него е приложено напрежението на кондензатора C_2 като обратно напрежение. То е със стойност $U_{2Rm} = U_{C_2} = 2E_{2m}$. През *четвъртия полупериод* (знаците в скобите) вентилите D_2 и D_4 са отпушени, а вентилите D_1 и D_3 – запушени. Кондензаторът C_2 се дозарежда до $U_{C_2} = 2E_{2m}$, кондензаторът C_4 се зарежда през C_3 и вентила D_4 до напрежение $U_{C_4} = U_{C_3} + E_{2m} = 4E_{2m}$. Обратното напрежение на вентил D_3 е $U_{3Rm} = E_{2m} + U_{C_3} - U_{C_2} = 2E_{2m}$.



Фиг. 4.1. Несиметричен токоизправител с умножаване на напрежението от I род

Вследствие на описания процес k-тият кондензатор се зарежда до напрежение $U_{C_k} = kE_{2m}$. Товарът се включва паралелно на него.

Характерно за тези схеми е, че всички вентили работят с едно и също максимално обратно напрежение, равно на удвоената амплитуда на захранващото напрежение. Всички кондензатори се зареждат до различно напрежение $U_{C_n} = nE_{2m}$, където $n = 1 \div k$ е поредният номер на кондензатора в схемата. Това обаче важи само при работа на празен ход. При натоварване напрежението на зареждане на кондензаторите пада, а оттам спада и изходното напрежение. Това се дължи на вътрешното съпротивление на трансформатора и вентилите и на самия принцип на работа на схемата. Всеки кондензатор получава част от енергията на зареждането си от предидущия кондензатор, който се разрежда частично и напрежението му се намалява. Затова напрежението на последния кондензатор е по-малко от kE_{2m} и силно зависи от товарния ток.

Капацитетът на кондензаторите в схемата може да се определи по два начина:

1. Зареждане с еднаква енергия. В този случай трябва да е спазено условието $W_C = 0{,}5CU_C^2 = \text{const}$. Тогава

(4.1) $$W_C = 0{,}5C_1U_{C_1}^2 = 0{,}5C_2U_{C_2}^2 = \ldots = 0{,}5C_kU_{C_k}^2 = \text{const}.$$

Като се заместят стойностите на $U_{C_n} = nE_{2m}$ и се съкратят общите множители, получава се

(4.2) $$W_C = 1^2C_1 = 2^2C_2 = \ldots = k^2C_k = \text{const}$$

или

(4.3) $$n^2C_n = \text{const},$$

където n е поредният номер на кондензатора в схемата от фиг. 4.1.

Това условие за избор на капацитета не се препоръчва, защото не се получават добри характеристики на токоизправителя.

2. Зареждане с еднакво количество електричество. Трябва да е спазено условието $CU = \text{const}$. Тогава

(4.4) $$C_1U_{C_1} = C_2U_{C_2} = \ldots = C_kU_{C_k} = \text{const}.$$

Като се заместят стойностите на $U_{C_n} = nE_{2m}$ получава се

(4.5) $$C_1E_{2m} = C_22E_{2m} = \ldots = C_kkE_{2m} = \text{const}$$

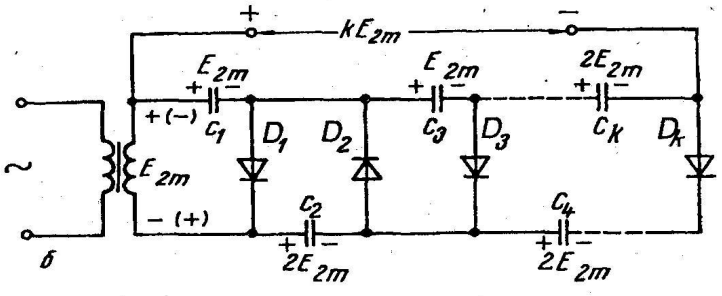
или

(4.6) $$nC_n = \text{const}.$$

Това условие дава по-добра външна характеристика, понеже коефициентът на пулсации в този случай е еднакъв за всички кондензатори.

Честотата на първия хармоник на изходните пулсации е равна на честотата на захранващата мрежа. Определящо значение за амплитудата на пулсациите има капацитетът на последния кондензатор C_k, затова при необходимост той може да се определи по друг критерий.

На фиг. 4.2 е показана схема на токоизправител с умножаване на напрежението от II род с коефициент на умножение k. Тя работи по следния начин. През *първия полупериод* на захранващото напрежение (полярността на вторичната намотка е означена със знаците без скоби) кондензаторът C_1 се зарежда през вентила D_1 до амплитудата на захранващото напрежение – $U_{C_1} = E_{2m}$. През *следващия полупериод* захранващото напрежение сменя полярността си (знаците в скоби).



Фиг. 4.2. Несиметричен токоизправител с умножаване на напрежението от II род

Вентилът D_1 се запушва, върху него е приложено обратно напрежение, равно на сумата от напрежението на кондензатора C_1 и на вторичната намотка на трансформатора. Максималната му стойност е $U_{1Rm} = U_{C_1} + E_{2m} = 2E_{2m}$. През това време вентилът D_2 се отпушва и кондензаторът C_2 се зарежда през него и през кондензатора C_1, който му прехвърля част от заряда си, до напрежение, равно на сумата от амплитудата на напрежението на вторичната намотка на трансформатора и напрежението на C_1. Максималната му стойност е $U_{C_2} = E_{2m} + U_{C_1} = 2E_{2m}$. През *третия полупериод* на захранващото напрежение (отново знаците без скоби) вентилът D_1 се отпушва и дозарежда кондензатора C_1 до $U_{C_1} = E_{2m}$. Кондензаторът C_3 се зарежда през веригата на вентила D_3, кондензатора C_2, вторичната намотка на трансформатора и кондензатора C_1. Максималното напрежение на кондензатора C_3 е

(4.7) $$U_{C_3} = E_{2m} + U_{C_2} - U_{C_1} = 2E_{2m}.$$

През това време вентилът D_2 е запушен и обратното напрежение върху него е равно на напрежението на кондензаторите C_2 и C_3, които през отпушените вентили D_1 и D_3 са свързани паралелно на него, т.е. $U_{2Rm} = 2E_{2m}$.

Процесът продължава по същия начин до k-тия вентил и кондензатор. Всички кондензатори, с изключение на C_1, се зареждат до еднакво напрежение, равно на $2E_{2m}$. Товарът се включва между външния край на последния кондензатор C_k и края на вторичната намотка на трансформатора, свързан към кондензатор от същата редица (фиг. 4.2). Ако броят на кондензаторите е нечетен, получава се нечетен брой умножаване на напрежението, ако броят на кондензаторите е четен – четен брой умножаване на напрежението.

При тази схема всички вентили работят с максимално обратно напрежение, равно на $2E_{2m}$, а всички кондензатори освен първия се зареждат до еднакво напрежение – $2E_{2m}$. Това прави схемата по-технологична за изработване.

Капацитетът на кондензаторите се определя от специфичните условия за работа – през всеки кондензатор тече сумарният зарядно-разряден ток на всички следващи кондензатори. В този смисъл най-малък зарядно-разряден ток има последният кондензатор C_k, а най-голям – първият кондензатор C_1. Поради малката амплитуда на пулсациите на напрежението може да се приеме, че за всеки кондензатор важи равенството

(4.8) $$\frac{C\Delta U}{t_{зар}} = I_{зар} = \text{const}.$$

Тогава при еднакви стойности на ΔU и $t_{зар}$ за всички кондензатори, ако зарядният ток на последния е I_{C_k}, за n-тия кондензатор ще бъде

(4.9) $$I_{C_n} = I_{C_k}(k - n + 1).$$

От (4.8) и (4.9) се получава

(4.10) $$C_n = C_k(k - n + 1).$$

Уравнение (4.10) определя линейно намаляващ ред от стойности на капацитета. За постигане на по-голяма унификация и технологичност в производството може да се използват кондензатори с еднакъв капацитет, който е с осреднена стойност и гарантира 5 % пулсации на изправеното напрежение:

(4.11) $$C = \frac{I_0}{fU_0} 2(k+2)10^6, \ \mu F.$$

Токоизправителите с умножаване на напрежението се оразмеряват по начина, използван при токоизправител със загуби и капацитивен характер на товара, като се отчитат особеностите на схемите. Използват се графиките, дадени на фиг. 3.6 – 3.11, като формулите добиват вида:

– *параметърът A* е

(4.12) $$A = \operatorname{tg}\psi - \psi = \frac{k^2\pi I_0 r}{2U_0};$$

– *ефективната стойност на напрежението на вторичната намотка* на трансформатора е

(4.13) $$E_2 = B\frac{U_0}{k};$$

– *ефективната стойност на тока през вторичната намотка* на трансформатора е

(4.14) $$I_2 = D\frac{kI_0}{\sqrt{2}};$$

– *амплитудата на тока през вторичната намотка* на трансформатора е

(4.15) $$I_{2m} = kFI_0;$$

– *обратното напрежение върху вентилите* е

(4.16) $$U_{R_m} = 2E_{2m} = B\frac{2\sqrt{2}}{k}U_0;$$

– *коефициентът на пулсации по първи хармоник* е

(4.17) $$k_{п\,(1)} = \frac{50}{frC_ф}H.$$

Тук $C_ф$ е еквивалентният капацитет, включен паралелно на товара, а f – честотата на захранващата мрежа.

Товарната характеристика на несиметричния токоизправител от II род се получава от формула (3.31):

$$I_0 = \frac{E_{2m}}{\pi r}(\sin\gamma - \gamma\cos\gamma),$$

която се изменя по следния начин. Напрежението E_{2m} се замества с E_{2m}/k, а токът I_0 – с $2I_0$, поради това, че схемите с умножаване на напрежението са двуполупериодни. Тогава

(4.18) $$I_0 = \frac{2E_{2m}}{\pi rk}(\sin\gamma - \gamma\cos\gamma).$$

От (4.13) се замества $E_2 = \frac{U_0}{k}B$, а $B = \frac{1}{\sqrt{2}\cos\gamma}$, следователно

(4.19) $$E_{2m} = \sqrt{2}E_2 = \frac{U_0}{k\cos\gamma}.$$

Като се замести (4.19) в (4.18), получава се

(4.20) $$I_0 = \frac{2U_0}{\pi rk^2}\left(\frac{\sin\gamma}{\cos\gamma} - \gamma\right) = \frac{2U_0}{\pi rk^2}\left(\frac{\sqrt{1-\cos^2\gamma}}{\cos\gamma} - \gamma\right).$$

От (4.19) се определят

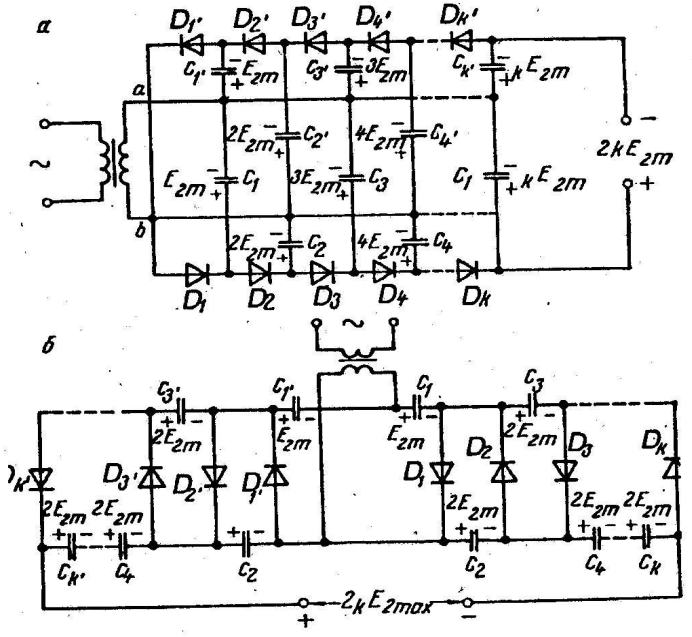
(4.21) $$\cos\gamma = \frac{U_0}{kE_{2m}} \text{ и}$$

(4.22) $$\gamma = \arccos\frac{U_0}{kE_{2m}}.$$

От (4.20), (4.21) и (4.22) се получава уравнението на товарната характеристика

(4.23) $$I_0 = \frac{2U_0}{\pi rk} - \left(\sqrt{\frac{k^2E_{2m}^2}{U_2^2} - 1} - \arccos\frac{U_0}{kE_{2m}}\right).$$

Симетрични схеми на токоизправители с умножаване на напрежението. На фиг. 4.3 *а* е показана симетрична схема от първи род, а на фиг.



Фиг. 4.3. Симетрични схеми на токоизправители с умножаване на напрежението
а – от I род; *б* – от II род

4.3 *б* – симетрична схема от втори род. Вижда се, че симетричните схеми се получават от две несиметрични, входовете на които са свързани паралелно към захранващия трансформатор, а изходите им – последователно към товара. Действието и оразмеряването на всеки от несиметричните клонове са същите както при самостоятелната работа на токоизправителите.

Симетричните схеми с умножаване на изправеното напрежение имат *две особености. Първо*, изходното напрежение се получава от две схеми с наполовина по-малък коефициент на умножение и затова вътрешното съпротивление на токоизправителя е по-малко, а външната му характеристика – по-твърда. *Второ*, трансформаторът и товарът нямат обща точка и това прави невъзможно едновременното им свързване към земя. Това е съществен недостатък, който ограничава приложението на тези схеми.

Всички схеми с умножаване на напрежението имат сравнително голямо вътрешно съпротивление и спадаща характеристика, затова се използват, когато за товар е необходима точно такава характеристика или когато товарът е за малък, неизменящ се ток. Ако този вид токоизправители се захранват с напрежение с повишена честота, необходимият капацитет на кондензаторите се намалява и оттам размерите на устройството се намаляват.

4.2. ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ ЗА НАПРЕЖЕНИЕ С НЕСИНУСОИДНА ФОРМА

За направата на съвременни токозахранващи устройства все по-често се използват токоизправители, работещи с повишена честота и с несинусоидна форма на захранващото напрежение.

Несинусоидната форма на захранващото напрежение внася съществени изменения в режима на работа на токоизправителя и в съотношенията между напреженията и токовете в схемата.

Една от най-често срещаните форми на несинусоидно захранващо напрежение е напрежението с правоъгълна форма. То може да бъде от вида „меандър", т.е. непрекъснато, или с импулсна форма, т.е. прекъснато.

На фиг. 4.4 са показани схемата и диаграмите на работа на двуфазен еднополупериоден токоизправител с активен товар и захранващо напрежение с правоъгълна форма от вида „меандър". Всеки вентил пропуска ток през половината от периода, като формата на тока повтаря формата на напрежението. Правоъгълните токови импулси са с амплитуда I_0 и сумата им дава изправен ток.

Основните съотношения между токовете и напреженията в схемата са:

– средна стойност на изправения ток

$$I_0 = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_{2m}\,dt = I_{2m}; \tag{4.24}$$

– средна стойност на тока през един вентил

$$I_{20} = \frac{I_0}{2} = \frac{I_{2m}}{2}; \tag{4.25}$$

– ефективна стойност на тока през вторичните намотки

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_{2m}^2 dt} = \tag{4.26}$$

$$= I_{2m}\sqrt{\frac{1}{T}\frac{T}{2}} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}.$$

Като се замести I_{2m} от (4.24), получава се

$$I_{2\text{eff}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 0{,}707\,I_0. \tag{4.27}$$

Токът през първичната намотка на трансформатора е променлив, равен на сумата от токовете в двете фази на вторичната намотка (фиг. 4.4 *е*). Ефективната му стойност е

$$I_{1\text{eff}} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{2}\,I_2 = \frac{1}{k_{\text{тр}}}I_{2m} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}I_0. \tag{4.28}$$

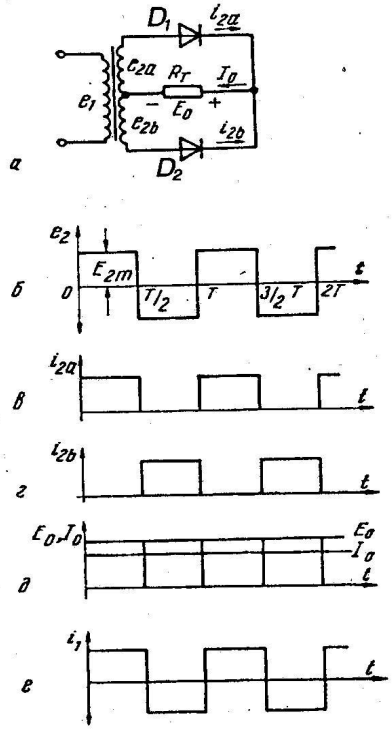
Ефективната стойност на напрежението на вторичната намотка на трансформатора е

$$E_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} E_{2m}^2 dt} = E_{2m} = E_0, \tag{4.29}$$

понеже $E_{2m} = E_0$ (фиг. 4.4 *б*, *г*).

Напрежението на първичната намотка е със същата форма и се различава само по стойност от вторичното:

$$E_{1\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_{2\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_0. \tag{4.30}$$



Фиг. 4.4. Двуфазен еднополупериоден токоизправител с активен товар и захранващо напрежение с правоъгълна форма
а – принципна схема; *б* – *д* – диаграми на токовете и напреженията

Максималното обратно напрежение върху вентилите е равно на максималното междуфазово напрежение:

(4.31) $$U_{Rm} = 2E_{2m} = 2E_0.$$

Изчислителната мощност на вторичната страна на трансформатора се получава от сумата на изчислителните мощности на двете вторични намотки:

(4.32) $$P_{2и} = 2E_{2\,eff} I_{2\,eff} = 2E_0 \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 1{,}41P_0.$$

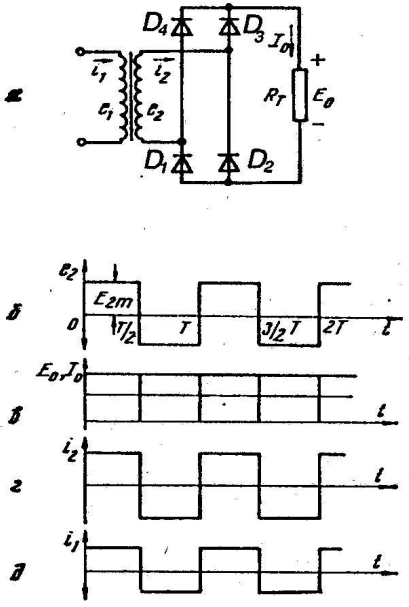
Изчислителната мощност на първичната намотка е

(4.33) $$P_{1и} = 2E_{1\,eff} I_{1\,eff} = k_{тр}E_0 \frac{1}{k_{тр}} I_0 = P_0.$$

Изчислителната мощност на трансформатора е равна на средноаритметичната мощност на първичната и вторичната намотка:

(4.34) $$P_и = \frac{P_{1и}+P_{2и}}{2} = \frac{P_0+1{,}41P_0}{2} = 1{,}205P_0.$$

На фиг. 4.5 са показани схемата и диаграмите на работа на еднофазен мостов токоизправител с активен характер на товара и захранващо напрежение от вида „меандър".



Фиг. 4.5. Еднофазен мостов токоизправител с активен товар и захранващо напрежение с правоъгълна форма
а – принципна схема; *б* – *д* –диаграми на токовете и напреженията

Основните съотношения между токовете и напреженията се получават в още по-елементарна форма, понеже схемата е двуполупериодна.

Средната стойност на изправения ток е

(4.35) $$I_0 = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_{2m}\,dt = I_{2m}.$$

Средната стойност на тока през един вентил е

(4.36) $$I_{D0} = \frac{I_0}{2} = \frac{I_{2m}}{2}.$$

Токът през вторичната намотка е променлив, без постоянна съставка (фиг. 4.5 *г*). Неговата ефективна стойност е

(4.37) $$I_{2\,eff} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_{2m}^2\,dt} = I_{2m} = I_0.$$

Токът през първичната намотка на трансформатора (фиг. 4.5 *д*) е също променлив. Неговата ефективна стойност е

(4.38) $$I_{1\,eff} = \frac{1}{k_{тр}} I_{2\,eff} = \frac{1}{k_{тр}} I_0.$$

Средната стойност на изправеното напрежение (фиг. 4.5 *в*) е

(4.39) $$E_0 = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} E_{2m}\,dt = E_{2m} = E_0.$$

Ефективната стойност на вторичното напрежение е

(4.40) $$E_2 = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} E_{2m}^2\,dt} = E_{2m} = E_0.$$

Ефективната стойност на първичното напрежение е

(4.41) $$E_{1\,eff} = k_{тр}E_{2\,eff} = k_{тр}E_0.$$

Максималното обратно напрежение върху вентилите е

(4.42) $$U_{Rm} = E_{2m} = E_0.$$

От уравнения (4.37) и (4.40) за изчислителната мощност на вторичната намотка на трансформатора се получава

(4.43) $$P_{2и} = E_{2\,eff} I_{2\,eff} = E_0 I_0 = P_0.$$

Изчислителната мощност на първичната намотка на трансформатора се получава от уравнения (4.38) и (4.41):

(4.44) $$P_{1и} = E_{1\,eff} I_{1\,eff} = k_{тр}E_0 \frac{1}{k_{тр}} I_0 = P_0.$$

Средната изчислителна мощност на трансформатора е

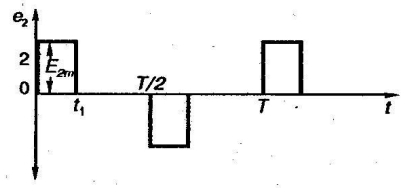
(4.45) $$P_и = \frac{P_{1и}+P_{2и}}{2} = P_0.$$

Вижда се, че при този режим на работа на еднофазната мостова токоизправителна схема използването на трансформатора е 100 %.

От направения анализ на двете схеми могат да се посочат следните предимства на този режим на работа:

1. Използването на трансформатора по мощност е по-добро от това при захранване със синусоидно напрежение.

2. Изправеното напрежение е без пулсации, което прави излишно филтрирането му. Въпреки това в изхода на токоизправителя се поставя филтров кондензатор, който изглажда върховите



Фиг. 4.6. Диаграма на захранващото напрежение с импулсен характер

стойности на напрежението, възникващи от процесите на комутацията, и служи за затваряне на веригата на променливите токове, генерирани от консуматора.

Когато захранващото напрежение е с импулсна (прекъсната) форма (фиг. 4.6), зависимостите между напреженията и токовете в схемите значително се изменят количествено и качествено. За двете схеми – двуфазната еднополупериодна и еднофазната мостова, средната стойност на изправеното напрежение е

$$E_0 = \frac{2}{T}\int_0^{t_1} E_{2m}\,dt = \frac{2t_1}{T}E_{2m}\,, \tag{4.46}$$

а ефективната стойност на вторичното напрежение –

$$E_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{t_1} E_{2m}^2\,dt} = E_{2m}\sqrt{\frac{2t_1}{T}}. \tag{4.47}$$

От (4.46) и (4.47) се получава

$$E_{2\text{eff}} = E_0\,\frac{\sqrt{\frac{2t_1}{T}}}{\frac{2t_1}{T}} = \frac{E_0}{\sqrt{\frac{2t_1}{T}}} = E_0\sqrt{\frac{T}{2t_1}}. \tag{4.48}$$

Средната стойност на изправения ток при двуфазната еднополупериодна схема е

$$I_0 = \frac{2}{T}\int_0^{t_1} I_{2m}\,dt = \frac{2t_1}{T}I_{2m}, \tag{4.49}$$

а ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора –

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{t_1} I_{2m}^2\,dt} = I_{2m}\sqrt{\frac{t_1}{T}}. \tag{4.50}$$

От (4.49) и (4.50) се получава

$$I_{2\text{eff}} = I_0\,\frac{\sqrt{\frac{t_1}{T}}}{\frac{2t_1}{T}} = \frac{I_0}{2\sqrt{\frac{t_1}{T}}} = I_0\frac{1}{2}\sqrt{\frac{T}{t_1}}. \tag{4.51}$$

Средната стойност на изправения ток при мостовата схема е

$$I_0 = \frac{2}{T}\int_0^{t_1} I_{2m}\,dt = \frac{2t_1}{T}I_{2m} \tag{4.52}$$

– същата както при двуфазната схема.

Ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора е

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{t_1} I_{2m}^2\,dt} = I_{2m}\sqrt{\frac{2t_1}{T}}. \tag{4.53}$$

От (4.51) и (4.53) се получава

$$I_{2\text{eff}} = I_0\,\frac{\sqrt{\frac{2t_1}{T}}}{\frac{2t_1}{T}} = \frac{I_0}{\sqrt{\frac{2t_1}{T}}} = I_0\sqrt{\frac{T}{2t_1}}. \tag{4.54}$$

Изчислителната мощност на вторичните намотки на трансформатора при двуфазната еднополупериодна схема се намира от уравнения (4.47) и (4.50):

$$P_{2\text{и}} = 2E_{2\text{eff}}I_{2\text{eff}} = 2E_0\sqrt{\frac{T}{2t_1}}\cdot\frac{I_0}{2}\sqrt{\frac{T}{t_1}} = \frac{P_0}{\sqrt{2}}\cdot\frac{T}{t_1}. \tag{4.55}$$

Изчислителната мощност на вторичната намотка при мостовата схема се получава от уравнения (4.48) и (4.54):

$$P_{2\text{и}} = E_{2\text{eff}}I_{2\text{eff}} = E_0\sqrt{\frac{T}{2t_1}}\;I_0\sqrt{\frac{T}{2t_1}} = P_0\,\frac{T}{2t_1}. \tag{4.56}$$

Аналогично се определят и изчислителните мощности на първичните намотки, които са еднакви за двете схеми:

$$P_{1\text{и}} = P_0\,\frac{T}{2t_1}. \tag{4.57}$$

От направения анализ на този режим на работа се вижда, че изправените напрежение и ток силно зависят от продължителността на импулса. Това качество на токоизправителите се използва за регулиране и стабилизиране на изходното напрежение. Обаче колкото продължителността на импулса се скъсява, толкова повече при един и същи изправен ток се влошава използването на трансформатора по мощност и нараства амплитудата на тока през вентилите. Затова при по-големи мощности се предпочита захранването на токоизправителя да става с напрежение от вида „меандър“.

Когато токоизправителите на напрежение с несинусоидна форма работят при повишена и висока честота (съответно 5 – 20 kHz и 100 – 400 kHz), от решаващо значение са честотните качества на вентилите. Могат да бъдат използвани само бързо превключващи се диоди – например диоди на Шотки и др.

ГЛАВА ПЕТА

РЕГУЛИРАНЕ НА ИЗПРАВЕНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

В много случаи се налага изходното напрежение на даден токоизправител да се регулира по стойност. Това изискване може да е поставено от консуматора за осигуряване на нормалната му работа – например при токоизправители, захранващи постояннотокови електродвигатели, електролизни вани и др. Понякога се налага временно регулиране на изправеното напрежение – при настройване на мощни генератори, радиопредаватели и др. преди включването им на пълна мощност.

Начините за регулиране на изправеното напрежение се обединяват в две големи групи:

1) електромеханични и
2) параметрични.

При електромеханичните начини регулирането на напрежението се постига чрез въздействие по механичен път върху някой елемент от веригата – чрез преместване на контакт, четка, подвижен индуктор или магнитопровод и др.

Регулирането при параметричните начини става чрез въздействие върху електрическите параметри на някой елемент от схемата по електрически път.

И при двата начина по-голямата част от регулиращите елементи могат да се включват във веригата на изправеното напрежение или във веригата на захранващата променливотокова мрежа.

5.1. ЕЛЕКТРОМЕХАНИЧНИ НАЧИНИ ЗА РЕГУЛИРАНЕ НА ИЗПРАВЕНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

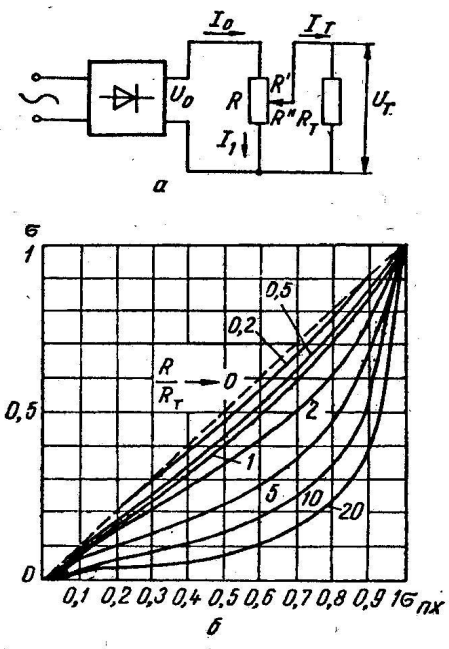
Регулиране чрез потенциометър. Това е един от най-простите начини. Обикновено се осъществява от страната на изправеното напрежение, но може да се приложи и от страната на променливото напрежение. Схемата е показана на фиг. 5.1 *а*. Потенциометърът е включен с двата си края към изхода на токоизправителя, а напрежението на товара се получава между общия край и плъзгача на потенциометъра. При преместване на плъзгача може да се постигне обхват на регулиране на напрежението от 0 до 100 %.

Ако веригата на товара е прекъсната, т.е. $R_т = \infty$, изходното напрежение ще бъде пропорционално на коефициента на предаване на потенциометъра на празен ход:

(5.1) $$U_т = \sigma_{пх} U_0,$$

където

(5.2) $\sigma_{пх} = \frac{R''}{R}$ е коефициентът на предаване и зависи от положението на плъзгача на потенциометъра.



Фиг. 5.1. Регулиране на изправеното напрежение чрез потенциометър
а – принципна схема; *б* – криви на регулиране

При включване на товар, който консумира определен товарен ток $I_т$, равенство (5.1) е неприложимо. Изходното напрежение в този случай се понижава поради допълнителния пад на напрежение, предизвикан от тока $I_т$ в частта R' на потенциометъра:

(5.3) $U_т = U_0 - I_0 R'$.

Токът на токоизправителя е

(5.4) $I_0 = I_т + I_1$.

Съпротивлението R' е част от потенциометъра:

(5.5) $R' = R - R''$.

От уравнения (5.2) и (5.5) се получава

(5.6) $R' = R(1 - \sigma_{пх})$.

Токът I_1 се определя от $U_т$, R'' и (5.2):

(5.7) $I_1 = \frac{U_т}{R''} = U_т \frac{1}{\sigma_{пх} R}$,

а токът $I_т$ – от

(5.8) $I_т = \frac{U_т}{R_т}$.

Като се заместят I_1 и $I_т$ от (5.7) и (5.8) в (5.4), получава се

(5.9) $$I_0 = U_т \left(\frac{1}{R_т} + \frac{1}{\sigma_{пх} R} \right).$$

Заместват се I_0 от (5.9) и R' от (5.6) в (5.3) и се определя

$$U_т = U_0 - U_т \left(\frac{1}{R_т} + \frac{1}{\sigma_{пх} R} \right) R(1 - \sigma_{пх}).$$

Като се разкрият скобите и се реши уравнението спрямо $U_т$, намира се

(5.10) $$U_т = U_0 \frac{1}{\frac{1}{\sigma_{пх}} + \frac{R}{R_т}(1 - \sigma_{пх})} = \sigma U_0.$$

Тук със σ е означен реалният коефициент на предаване на потенциометъра:

(5.11) $$\sigma = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_{пх}} + \frac{R}{R_т}(1 - \sigma_{пх})}.$$

Вижда се, че σ зависи от отношението $R/R_т$. При $R_т = \infty$ се получава $R/R_т = 0$ и $\sigma = \sigma_{пх}$. За $R_т = 0$, $R/R_т = \infty$ и $\sigma = 0$, т.е. при късо съединение, изходното напрежение върху товара е $U_т = 0$.

На фиг. 5.1 *б* е показано семейство криви $\sigma = f(\sigma_{пх})$ за регулиране на потенциометъра при параметър отношението $R/R_т$. Вижда се, че при $R/R_т > 2$ регулировъчната крива става нелинейна. От друга страна, намаляването на $R/R_т$ под стойност 0,2 е вече безполезно, понеже линейността би се увеличила съвсем малко, а консумацията на енергия от потенциометъра ще нарасне много.

К.п.д. зависи от положението на плъзгача, т.е. от σ:

(5.12) $$\eta = \frac{P_т}{P_0} = \frac{U_т I_т}{U_0 I_0} = \frac{U_т I_т}{U_0 (I_т + I_1)}.$$

Като се заместят I_1 и $I_т$ от (5.7) и (5.8) в (5.12) и се преработи уравнението, получава се

(5.13) $$\eta = \frac{U_т}{U_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{R_т} \cdot \frac{1}{\sigma_{пх}}} = \sigma \frac{1}{1 + \frac{R}{R_т} \cdot \frac{1}{\sigma_{пх}}}.$$

Регулиране чрез реостат. Схемата е показана на фиг. 5.2 *а*. Вижда се, че напрежението от токоизправителя се разпределя между реостата и товара пропорционално на съпротивленията им. Работата на празен ход е невъзможна, понеже в този случай през реостата няма да тече ток, падът на напрежение в него ще е нула и цялото изправено напрежение ще се предава на изхода.

Регулировъчната характеристика се получава по следния начин. Напрежението върху товара е

(5.14) $U_т = U_0 - I_т R'$.

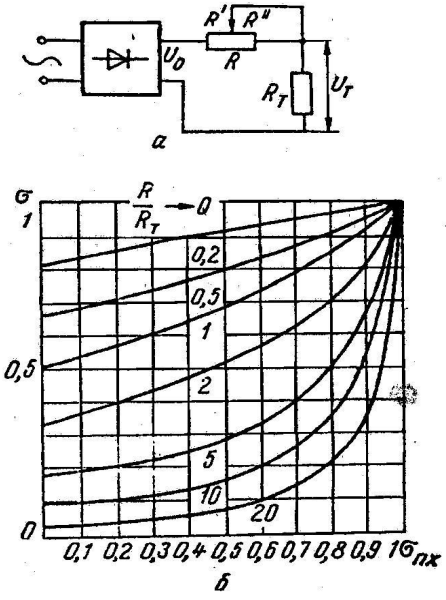
Стойностите на R' и $I_т$ са определени от уравнения (5.6) и (5.8). Като се заместят в (5.14), получава се

(5.15) $$U_т = U_0 - \frac{U_т}{R_т} R(1 - \sigma_{пх}) \text{ или}$$

(5.16) $$U_т = U_0 \frac{1}{1 + \frac{R}{R_т}(1 - \sigma_{пх})} = \sigma_1 U_0,$$

където

(5.17) $$\sigma_1 = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_т}(1 - \sigma_{пх})}.$$



Фиг. 5.2. Регулиране на изправеното напрежение чрез реостат
а – принципна схема; *б* – криви на регулиране

В този случай коефициентът $\sigma_п$ определя само какво е положението на плъзгача на реостата, т.е. отношението на съпротивлението на шунтираната част към цялото съпротивление.

На фиг. 5.2 *б* е показано семейство криви на регулиране $\sigma_1 = f(\sigma_{пх})$ при параметър $R/R_т$. Вижда се, че тук не е възможно получаването на изходно напрежение, равно на нула, и за да се получи голям обхват на регулиране, е необходимо отношението $R/R_т$ да е голямо (>10). Това обаче води до влошаване на линейността на регулировъчната характеристика.

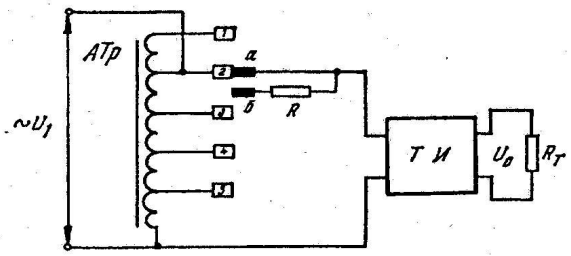
К.п.д. е

$$\eta = \frac{U_т I_т}{U_0 I_т} = \sigma_1. \qquad (5.18)$$

Като се сравняват уравнения (5.13) и (5.18), се вижда, че при регулиране с реостат к.п.д. е по-голям.

Регулиране на изправеното напрежение чрез автотрансформатор. Този начин на регулиране се прилага от променливотоковата страна на токоизправителя. Използват се два вида автотрансформатори – със стъпално превключване и вариатори.

Принципната схема на регулиране чрез автотрансформатор със стъпално превключване под товар е показана на фиг. 5.3. От намотката



Фиг. 5.3. Регулиране на изправеното напрежение чрез автотрансформатор с превключване под товар

му излизат определен брой изводи (в случая 5), което дава възможност да се променя коефициентът на трансформация. Захранващото мрежово напрежение е включено между началото на намотката и извод *2*. Така се постигат три стъпала с понижено спрямо мрежата напрежение – *3,4* и *5*, едно стъпало с напрежение, равно на мрежовото – *2*, и едно стъпало с повишено спрямо мрежата напрежение – *1*. Изводите им са свързани към специална група контакти, върху които се плъзга двойка контактни четки. Четката *а* е основна, а четката *б* – спомагателна. Между тях е свързан резисторът *R* със съпротивление

$$R = (0{,}5 \div 2)\frac{\Delta U_2}{I_{2ном}}, \qquad (5.19)$$

където ΔU_2 е напрежението между два съседни извода.

Регулирането под товар, без да се прекъсва захранването, се осъществява по следния начин. В работно състояние четката *а* контактува с определен извод, напр. *2*, и на изхода се подава съответното напрежение. Четката *б* се намира между контактите и нейната верига е отворена. Ако сега трябва да се намали напрежението, първо се премества четката *б* надолу и тя започва да контактува с извода *3*. Освен товарния ток през четката *а* през новия токов кръг (извод *2*, четката *а*, резистора *R*, четката *б*, извода *3*) протича ток, чиято стойност се ограничава от резистора *R*. В следващия момент четката *а* напуска контакта *2*. Товарният ток започва да тече през четката *б* и резистора *R*. След това четката *а* се прехвърля на контакт *3*, а четката *б* го напуска и остава между контактите. С това комутацията е завършена, без да се прекратява захранването на токоизправителя.

Описаният процес се извършва много бързо – за по-малко от една секунда. Този начин се използва при регулиране на напрежението на много мощни токоизправители (>1 MW) – за целите на електролизата, в електрическите локомотиви и др.

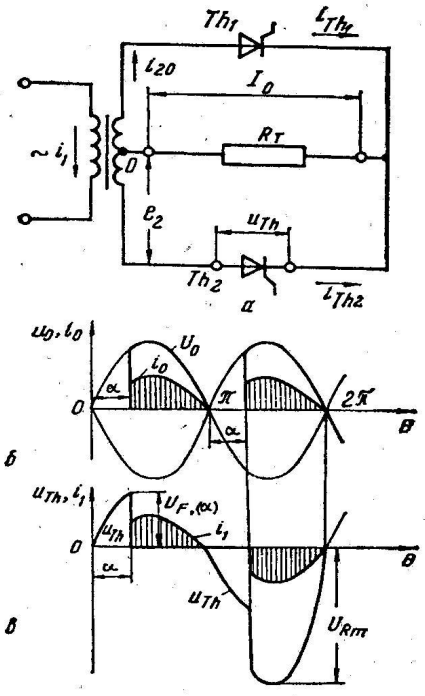
За по-малки мощности и за по-плавно регулиране на напрежението се използват автотрансформатори – *вариатори*. Вариаторът представлява автотрансформатор с еднослойна намотка, навита върху тороидален или П-образен магнитопровод. От външната страна на намотката върху една ивица се търкаля подвижен графитен контакт, изработен във вид на ролка. Тази ролка контактува едновременно само с две съседни навивки и поради голямото специфично съпротивление на графита и ниското напрежение между двете навивки токът между тях е малък. Посредством придвижването на ролката по протежение на намотката на вариатора изходното напрежение се изменя стъпалообразно, като разликата между две съседни стойности на изходното напрежение е равно на напрежението между две отделни навивки. При голям брой навивки изменението на напрежението може да се приеме за плавно.

Регулирането на изправеното напрежение с автотрансформатор им това предимство, че при него к.п.д. и факторът на мощността са голем Затова този начин е предпочитан, особено за големи мощности.

Освен описаните начини регулиране на изправеното напрежение мож да се осъществи и чрез индукционен фазорегулатор, чрез трансформатор с подвижна късосъединена намотка и още по някои други електромеха нични методи, но всички те засега нямат практическо приложение и затов няма да бъдат описани.

5.2. ПАРАМЕТРИЧНИ НАЧИНИ ЗА РЕГУЛИРАНЕ НА ИЗПРАВЕНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

Най-широко се прилага начинът чрез управляем токоизправител.



Фиг. 5.4. Двуфазен еднополупериоден управляем токоизправител с активен характер на товара
а – принципна схема; *б*, *в* – диаграми на токовете и напреженията

Управляемият токоизправител се изгражда от една от известните схеми и във вентилната му група всички вентили или част от тях са заменени с управляеми – тиристори.

Употребата на тиристори дава възможност изходното напрежение на токоизправителя да се регулира плавно, но внася редица съществени промени в режима на работа на токоизправителя. Формите на токовете и напреженията се изменят, изменят се и основните съотношения между тях. Тук ще бъдат разгледани само някои основни схеми и режими на работа.

Двуфазна еднополупериодна токоизправителна схема с активен товар. Схемата на токоизправителя и диаграмите на токовете и напреженията са показани на фиг. 5.4. Трансформаторът и вентилите са приети за идеални, което опростява анализа.

Характерно за тиристорите е, че моментът на тяхното включване може да се забавя с известен ъгъл, наречен *ъгъл на регулиране*, след

появата на право напрежение върху тях. Включването им се извършва с управляващи импулси, изработвани от специална схема за фазово управление, която не е дадена на фиг. 5.4. На фиг. 5.4 *б* и *в* са показани диаграмите на работа на токоизправителя при ъгъл на регулиране α. Вижда се, че напрежението, приложено върху товара, и токът, който протича през него, имат формата на синусоиден импулс, на който липсва началната част до ъгъл α.

Средната стойност на изправеното напрежение е

$$U_{0(\alpha)} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi}(1 + \cos\alpha), \tag{5.20}$$

или

$$U_{0(\alpha)} = E_0\frac{1 + \cos\alpha}{2}, \tag{5.21}$$

където $E_0 = \frac{2E_{2m}}{\pi}$ е средната стойност на изправеното напрежение при $\alpha = 0$, т.е. при неуправляем токоизправител.

При изменение на ъгъла α от 0 до π изходното напрежение ще се изменя от E_0 до 0.

Максималното обратно напрежение, прилагано върху тиристорите, е равно на удвоената амплитуда на фазовото напрежение:

$$U_{Rm} = 2E_{2m} = \pi E_0 = 3{,}14E_0. \tag{5.22}$$

Максималното право напрежение, прилагано върху тиристорите, зависи от ъгъла на регулиране α. При $\alpha < \pi/2$ максималната му стойност е в момента на включване и е

$$U_{F(\alpha)} = E_{2m}\sin\alpha. \tag{5.23}$$

При $\alpha \geq \pi/2$ максималната стойност на правото напрежение се получава при $\theta = \pi/2$ и се определя по формулата

$$U_{Fm} = E_{2m} = \frac{\pi}{2}E_0 = 1{,}57E_0. \tag{5.24}$$

Ефективната стойност на вторичното фазово напрежение е

$$E_{2\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}E_0 = 1{,}11E_0. \tag{5.25}$$

Ефективната стойност на първичното напрежение се получава от (5.25) и коефициента на трансформация на трансформатора:

$$E_{1\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_{2\text{eff}} = k_{\text{тр}}1{,}11E_0. \tag{5.26}$$

Поради активния характер на товара изправеният ток повтаря кривата на изправеното напрежение и средната му стойност е

$$I_{0(\alpha)} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{I_{2m}}{\pi}(1+\cos\alpha) = I_0\frac{1+\cos\alpha}{2}. \tag{5.27}$$

Ако се замести $I_0 = E_0/R_{\text{т}}$ в (5.27), получава се

(5.28) $$I_{0(\alpha)} = \frac{E_0}{R_т} \cdot \frac{1+\cos\alpha}{2}.$$

Средната стойност на тока през един тиристор при симетрична двуфазна система и симетрично управление на тиристорите е

(5.29) $$I_{20(\alpha)} = \frac{I_{0(\alpha)}}{2}.$$

Токът, който протича през фазовата намотка, не е синусоиден. Ефективната му стойност зависи от ъгъла α:

(5.30) $$I_{2\,eff(\alpha)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_{2m}^2 \sin^2\theta\, d\theta} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(\frac{1}{2} - \frac{\cos 2\theta}{2}\right)d\theta} =$$

$$= \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\alpha\right)}.$$

Ако стойността на I_{2m} се замести от (5.27) в (5.30) и се преработи, за ефективната стойност на фазовия ток се получава

(5.31) $$I_{2\,eff(\alpha)} = \frac{I_{0(\alpha)}\pi}{\sqrt{2}(1+\cos\alpha)}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\alpha\right)} =$$

$$= \frac{I_{0(\alpha)}}{2}\cdot\frac{2\pi}{\sqrt{2}}\cdot\frac{\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\alpha\right)}}{1+\cos\alpha}.$$

В равенство (5.31) ефективната стойност на тока през една фаза на вторичната намотка е дадена във функция на ъгъла α и на средната стойност на изправения ток $I_{0(\alpha)}$ или на средната стойност на тока през вентила $I_{0(\alpha)}/2$.

При увеличаване на ъгъла на регулиране се увеличава и отношението на ефективната към средната стойност на тока през фазата. Ако токоизправителят е предвиден да работи с максималния си ток в широк диапазон на регулиране, необходимо е той да се оразмери за най-тежкия случай, т.е. за най-голям ъгъл α.

Понеже схемата е с удвояване на броя на фазите на захранващата мрежа, в магнитопровода на трансформатора няма постоянно подмагнитване. Ефективната стойност на първичния ток се изчислява по формулата

(5.32) $$I_{1\,eff(\alpha)} = \frac{1}{k_{тр}}\sqrt{2}I_{2(\alpha)}.$$

Изчислителната мощност на вторичната намотка е

(5.33) $$P_{2и} = 2E_{2eff}I_{2eff(\alpha)},$$

а на първичната намотка –

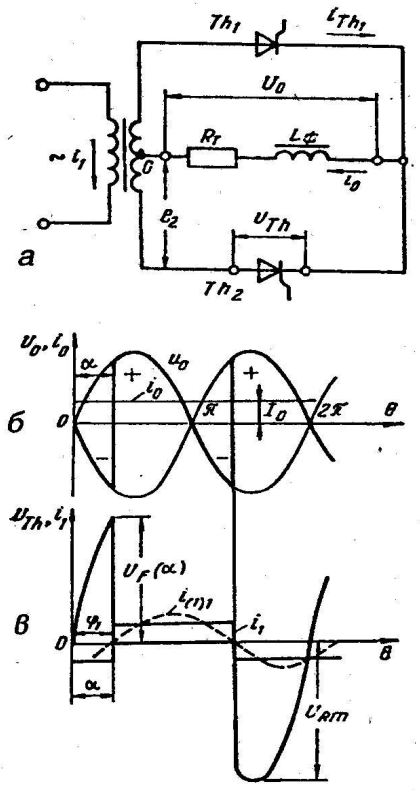
(5.34) $$P_{1и} = E_{1eff}I_{eff(\alpha)}.$$

Средната изчислителна мощност на трансформатора е

(5.35) $$P_и = \frac{P_{1и}+P_{2и}}{2}.$$

За определяне на изчислителните мощности трябва да се използват ефективните стойности на вторичния и първичния ток на трансформатора при най-тежкия режим на работа. Това се решава индивидуално за всеки конкретен случай.

Двуфазна еднополупериодна токоизправителна схема с индуктивен товар. Схемата на токоизправителя и диаграмите на токовете и напреженията са показани на фиг. 5.5. Приема се, че трансформаторът и вентилите са идеални и дроселът е с безкрайно голяма индуктивност. В резултат на това изправеният ток ще бъде непрекъснат и без пулсации в целия обхват на регулиране на ъгъла α (фиг. 5.5 *б*). Следва, че токовете през вентилите са с правоъгълна форма, като през всеки вентил се провежда ток през интервал от ъгъла $\theta_1 = \alpha$ до ъгъл $\theta_2 = \pi+\alpha$. Понеже токът през вентила е дефазиран спрямо фазовото напрежение и изостава от него с ъгъл α, през интервала от $\theta_0 = 0$ до $\theta_1 = \alpha$ напрежението на фазовата намотка е с отрицателна стойност и токът във веригата се поддържа от дросела за сметка на енергията, натрупана в магнитното му поле.

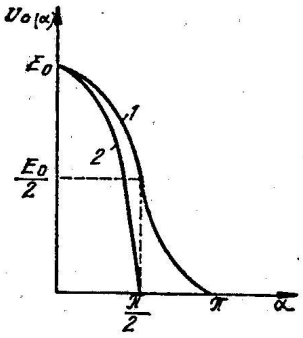


Фиг. 5.5. Двуфазен еднополупериоден управляем токоизправител при индуктивен характер на товара
а – принципна схема; *б*, *в* – диаграми на токовете и напреженията

От фиг. 5.5 *б* се вижда, че средната стойност на изправеното напрежение е

(5.36) $$U_{0(\alpha)} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi}\Big|-\cos\theta\Big|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{E_{2m}}{\pi}2\cos\alpha =$$

$$= E_0\cos\alpha,$$



Фиг. 5.6. Регулировъчни характеристики на управляем двуфазен еднополуперioден токоизправител
1 – при активен характер на товара;
2 – при индуктивен характер на товара

където

$$E_0 = \frac{2E_{2m}}{\pi} \tag{5.37}$$

е изправеното напрежение на схемата при ъгъл $\alpha = 0$, т.е. при неуправляем токоизправител.

От сравнението на (5.21) и (5.36) се вижда, че регулировъчните характеристики на този токоизправител при активен и при индуктивен характер на товара се различават съществено. Техният графичен вид е показан на фиг. 5.6.

Ефективната стойност на напрежението на всяка фаза е

$$E_{2\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}E_0 = 1{,}11E_0. \tag{5.38}$$

Ефективната стойност на напрежението на първичната намотка е

$$E_{1\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_{2\text{eff}} = k_{\text{тр}}1{,}11E_0. \tag{5.39}$$

Максималното обратно напрежение на вентилите е равно на удвоената амплитуда на фазовото напрежение:

$$U_{Rm} = 2E_{2m} = 3{,}14E_0. \tag{5.40}$$

Максималното право напрежение върху вентилите се получава при ъгъл на регулиране $\alpha = \pi/2$ и е

$$U_{Fm} = 2E_{2m}\sin\frac{\pi}{2} = 2E_{2m} = 3{,}14E_0. \tag{5.41}$$

Токът през товара е постоянен (без пулсации) и средната му стойност е пропорционална на средната стойност на изправеното напрежение:

$$I_{0(\alpha)} = \frac{U_{0(\alpha)}}{R_{\text{т}}} = \frac{E_0}{R_{\text{т}}}\cos\alpha. \tag{5.42}$$

Средната стойност на тока през един вентил при симетрична двуфазна система и симетрично управление е равна на половината от изправения ток:

$$I_{20(\alpha)} = \frac{I_{0(\alpha)}}{2} = \frac{E_0}{2R_{\text{т}}}\cos\alpha. \tag{5.43}$$

Ефективната стойност на тока през една от фазите се получава от следното равенство:

$$I_{2\text{eff}(\alpha)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_{0(\alpha)}^2\,d\theta} = I_{0(\alpha)}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\pi} = \frac{I_{0(\alpha)}}{\sqrt{2}} = \frac{E_0}{\sqrt{2}R_{\text{т}}}\cos\alpha. \tag{5.44}$$

Този ток придобива най-голяма стойност при $\alpha = 0$.

Първичният ток на трансформатора повтаря формата на вторичните токове и се състои от правоъгълни токови импулси с продължителност π (фиг. 5.5 *в*), които изостават спрямо фазовото напрежение на ъгъл $\varphi_1 = \alpha$.

Ефективната стойност на първичния ток е

$$I_{1\text{eff}(\alpha)} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{2}I_{2\text{eff}(\alpha)} = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\frac{E_0}{R_{\text{т}}}\cos\alpha. \tag{5.45}$$

Изчислителната мощност на вторичните намотки е

$$P_{2\text{и}} = 2E_{2\text{eff}}I_{2\text{eff}(\alpha\neq 0)} = 2.1{,}11E_0\frac{E_0'}{\sqrt{2}R_{\text{т}}} = 1{,}57\frac{E_0^2}{R_{\text{т}}} = 1{,}57P_0, \tag{5.46}$$

а изчислителната мощност на първичната намотка –

$$P_{1\text{и}} = E_{1\text{eff}}I_{1\text{eff}(\alpha=0)} = k_{\text{тр}}E_{2\text{eff}}\frac{1}{k_{\text{тр}}}\sqrt{2}I_{2(\alpha=0)} = \tag{5.47}$$

$$= 1{,}11.\sqrt{2}E_0\frac{E_0}{\sqrt{2}R_{\text{т}}} = 1{,}11\frac{E_0^2}{R_{\text{т}}} = 1{,}11P_0.$$

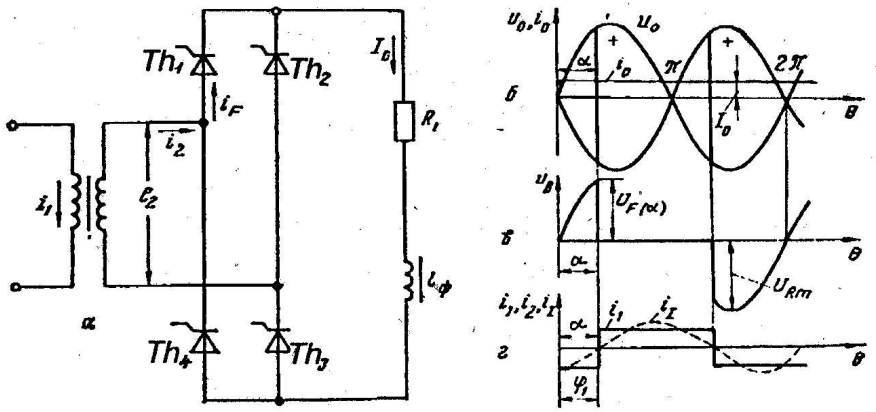
Средната изчислителна мощност на трансформатора е

$$P_{\text{и}} = \frac{P_{1\text{и}}+P_{2\text{и}}}{2} = \frac{1{,}11+1{,}57}{2}P_0 = 1{,}34P_0. \tag{5.48}$$

От сравнението на двата режима на работа на двуфазния еднополуперioден управляем токоизправител се вижда, че работата при индуктивен характер на товара дава по-добро използване на трансформатора и на вентилите в целия обхват на регулиране на ъгъла α. Затова обикновено управляемите токоизправители се проектират за работа с товар с индуктивен характер.

Еднофазна мостова пълноуправляема токоизправителна схема с индуктивен товар (фиг. 5.7 *а*). В този случай всички вентили на еднофазния мостов токоизправител са управляеми. Управляващите импулси се подават едновременно на двойките вентили Th_1, Th_3 и Th_2, Th_4. И тук се приема, че трансформаторът и вентилите са идеални, а индуктивността на дросела е безкрайно голяма, т.е. изправения ток има постоянна стойност (без пулсации). Тогава токът през вентилите ще има правоъгълна форма и ще протича през интервала от ъгъла α до ъгъла $\pi+\alpha$. Понеже в интервала от π до $\pi+\alpha$ напрежението на вторичната намотка има отрицателна полярност за провеждащите вентили, токът през веригата се поддържа от енергията, натрупана в магнитопровода на дросела (фиг. 5.7 *б*). Следователно кривата на изправеното напрежение отговаря на тази на двуфазния еднополуперioден управляем токоизправител с индуктивен товар.

Средната стойност на изправеното напрежение във функция на ъгъл



Фиг. 5.7. Еднофазен мостов пълноуправляем токоизправител
а – принципна схема; *б* – *г* – диаграми на токовете и напреженията

α е

$$U_{0(\alpha)} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi}\left|-\cos\theta\right|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = E_0\cos\alpha, \tag{5.49}$$

където

$$E_0 = \frac{2E_{2m}}{\pi}. \tag{5.50}$$

Регулировъчната характеристика е същата както показаната крива *2* от фиг. 5.6.

Ефективната стойност на напрежението на вторичната намотка на трансформатора е

$$E_{2eff} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}E_0 = 1{,}11E_0, \tag{5.51}$$

а ефективната стойност на напрежението на първичната намотка –

$$E_{1eff} = k_{тр}E_{2eff} = k_{тр}1{,}11E_0. \tag{5.52}$$

Максималното обратно напрежение върху вентилите (фиг. 5.7 *в*) е

$$U_{Rm} = E_{2m} = 1{,}57E_0, \tag{5.53}$$

а максималното право напрежение –

$$U_{F(\alpha=\pi/2)} = E_{2m}\sin\frac{\pi}{2} = 2E_{2m} = 1{,}57E_0. \tag{5.54}$$

Средната стойност на изправения ток зависи от изправеното напрежение и съпротивлението на товара:

$$I_{0(\alpha)} = \frac{U_{0(\alpha)}}{R_т} = \frac{E_0}{R_т}\cos\alpha. \tag{5.55}$$

Средната стойност на тока през един вентил е равна на половината

от изправения ток:

$$I_{F(\alpha)} = \frac{I_{0(\alpha)}}{2} = \frac{E_0}{2R_т}\cos\alpha. \tag{5.56}$$

Токът през вторичната намотка на трансформатора (фиг. 5.7 *г*) е с правоъгълна форма, амплитудата му е $I_{2m} = I_0$, а неговата ефективна стойност –

$$I_{2eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_0^2\, d\theta} = I_0. \tag{5.57}$$

Ефективната стойност на тока през първичната намотка е

$$I_{1eff} = \frac{1}{k_{тр}}I_{2eff} = \frac{1}{k_{тр}}I_0. \tag{5.58}$$

Изчислителните мощности на първичната и вторичната намотка за $\alpha = 0$ са еднакви:

$$P_{2и} = E_{2eff}I_{2eff} = 1{,}11E_0I_0 = 1{,}11P_0; \tag{5.59}$$

$$P_{1и} = E_{1eff}I_{1eff} = k_{тр}E_{2eff}\frac{1}{k_{тр}}I_{2eff} = 1{,}11P_0. \tag{5.60}$$

Следва, че

$$P_и = P_{1и} = P_{2и} = 1{,}11P_0. \tag{5.61}$$

Еднофазна мостова схема на управляем токоизправител с непълен брой управляеми вентили при индуктивен товар. Ако в мостовата схема само два от вентилите са управляеми, схемата също може да покрие целия диапазон на регулиране, но работният режим на токоизправителя се изменя. Съществуват два варианта на изпълнение на схемата.

а. Схема с два управляеми вентила от катодната група (фиг. 5.8 *а*). От диаграмите на токовете през вентилите се вижда, че всички вентили провеждат ток през интервали с еднаква продължителност – половината от периода. Токовете през управляемите и неуправляемите вентили са фазово изместени с ъгъла на регулиране α. Вторичният и първичният ток на трансформатора (фиг. 5.8 *ж*) са прекъснати (с правоъгълна форма). Формата на изправеното напрежение преди дросела е както при активен товар.

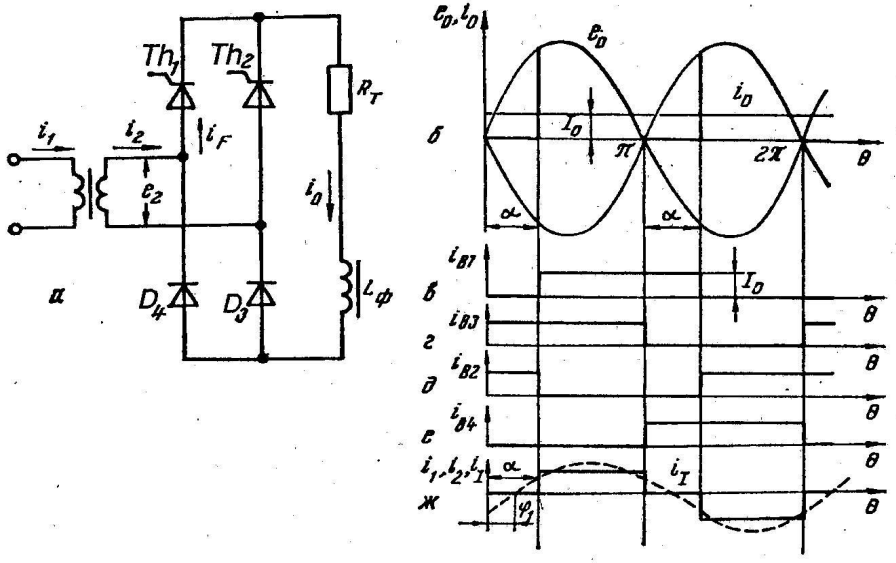
Средната стойност на изправеното напрежение е

$$U_{0(\alpha)} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi}\left(-\cos\theta\right)\Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{E_{2m}}{\pi}(1+\cos\alpha) = \tag{5.62}$$

$$= E_0\frac{1+\cos\alpha}{2},$$

където $E_0 = \frac{2E_{2m}}{\pi}$.

Вижда се, че регулировъчната характеристика е подобна на тази при работа с чисто активен товар (фиг. 5.6 – крива *1*).



Фиг. 5.8. Еднофазен мостов токоизправител с два управляеми вентила в катодната група
а – принципна схема; *б* – *ж* – диаграми на токовете и напреженията

Ефективната стойност на вторичното напрежение е

$$E_{2\text{eff}} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}E_0 = 1{,}11E_0, \tag{5.63}$$

а ефективната стойност на първичното –

$$E_{1\text{eff}} = k_{\text{тр}}E_{2\text{eff}} = k_{\text{тр}}1{,}11E_0. \tag{5.64}$$

Максималното обратно напрежение върху вентилите е

$$U_{R_m} = E_{2m} = \frac{\pi}{2}E_0 = 1{,}57E_0, \tag{5.65}$$

а максималното право напрежение –

$$U_{F_m} = E_{2m} = 1{,}57E_0. \tag{5.66}$$

Средният ток на вентилите е

$$I_F = \frac{I_{0(\alpha)}}{2}. \tag{5.67}$$

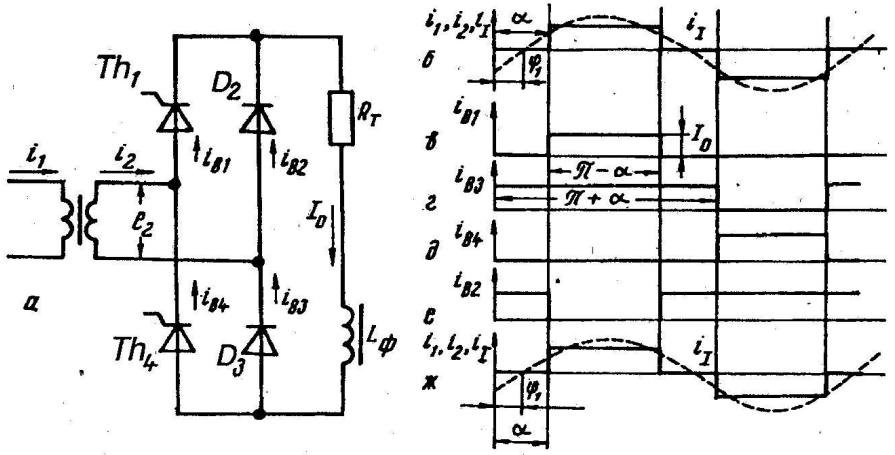
Ефективната стойност на тока през вторичната намотка е

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_{2m}^2 d\theta} = I_{2m}\sqrt{\frac{1}{\pi}(\pi-\alpha)} = I_{2m}\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}}. \tag{5.68}$$

Понеже при $L_\phi = \infty$, $I_{2m} = I_{0(\alpha)}$, за I_2 се получава

$$I_{2\text{eff}} = I_{0(\alpha)}\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}}. \tag{5.69}$$

б. Схема с два последователно свързани управляеми вентила (фиг. 5.9 *а*). От диаграмите на токовете и напреженията се вижда, че управляемите вентили пропускат ток при ъгъл $\pi-\alpha$, а неуправляемите вентили при ъгъл $\pi+\alpha$.



Фиг. 5.9. Еднофазен мостов токоизправител с два управляеми вентила, свързани последователно
а – принципна схема; *б* – *ж* – диаграми на токовете и напреженията

Средната стойност на изправеното напрежение и ефективните стойности на вторичното и първичното напрежение на трансформатора са същите като при вариант *а* на схемата.

Средната стойност на тока върху товара е

$$I_{0(\alpha)} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_{2m}\sin\theta\, d\theta = \frac{I_{2m}}{\pi}\left|-\cos\theta\right|_{\alpha}^{\pi} = \frac{2I_{2m}}{\pi}\cdot\frac{1-\cos\alpha}{2}. \tag{5.70}$$

Понеже $\frac{2I_{2m}}{\pi} = \frac{E_0}{R_т}$,

(5.71) $$I_{0(\alpha)} = \frac{E_2}{R_т} \cdot \frac{1 - \cos\alpha}{2}.$$

Средната стойност на тока през един управляем вентил (фиг. 5.9 *в*, *д*) е

(5.72) $$I_{0_{Th}} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_{0(\alpha)} d\theta = \frac{I_{0(\alpha)}}{2} \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi},$$

а средната стойност на тока (фиг. 5.9 *г*, *е*) през един неуправляем вентил –

(5.73) $$I_{0D} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_{0(\alpha)} d\theta = \frac{I_{0(\alpha)}}{2} \cdot \frac{\pi + \alpha}{\pi}.$$

Ефективните стойности на тока през вторичната и първичната намотка на трансформатора са същите както при предишната схема.

От фиг. 5.8 *ж* и 5.9 *ж* се вижда, че първата хармонична съставка на тока през първичната намотка и в двата случая е дефазирана спрямо захранващото напрежение на ъгъл $\varphi_1 = \alpha/2$. В сравнение с пълноуправляемата мостова схема непълно управляемата има по-добър фактор на мощността cos φ.

ГЛАВА ШЕСТА

ИЗГЛАЖДАЩИ ФИЛТРИ

Непосредствено след вентилната група във всеки токоизправител напрежението е пулсиращо и освен постоянната съставка съдържа още цял ред хармонични съставки. Електронните апарати изискват захранващото ги напрежение да бъде постоянно, а съдържащите се в него променливи съставки да бъдат намалени до една предварително зададена минимална стойност. Това се осъществява чрез изглаждащите филтри. Изглаждащият филтър се поставя като свързващо звено между токоизправителя и товара и премахва нежеланите взаимни влияния между тях. Освен това филтърът трябва да съгласува характеристиките на токоизправителя и товара както при установен режим, така и при преходните процеси.

За правилното конструиране на един изглаждащ филтър трябва да се знаят хармоничният състав на изправеното напрежение, подавано на входа на филтъра, и параметрите на напрежението след филтъра.

При *p*-фазен еднополупериоден токоизправител периодът на пулсациите е $T = \frac{2\pi}{p\omega}$. Честотата на първия хармоник е

(6.1) $$f_{(1)} = pf,$$

където f е честотата на захранващата мрежа.

При *p*-фазен мостов токоизправител поради двуполупериодния характер на токоизправителя честотата на първия хармоник е два пъти по-висока:

(6.2) $$f_{(1)м} = 2pf.$$

Отношението на амплитудата на съответния хармоник на изправеното напрежение към постоянната съставка на същото напрежение се нарича *коефициент на пулсации* $k_п$.

За *n*-тия хармоник коефициентът на пулсации е

(6.3) $$k_{п(n)} = \frac{E_{(n)m}}{E_0}.$$

Стойността на постоянната съставка E_0 е определена от заданието за проектиране на токоизправителя и е известна. За определяне на амплитудите на променливите съставки се прави хармоничен анализ на изправеното напрежение. Амплитудата на *n*-тия хармоник на *p*-фазен еднополупериоден токоизправител е

(6.4) $$E_{(n)m} = \frac{2}{\gamma}\int_{-\gamma}^{\gamma} E_{2m} \cos\theta \cos np\theta \, d\theta =$$

$$= \frac{2p}{2\pi} E_{2m} \int_{-\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} \cos\theta \cos np\theta \, d\theta = \frac{2E_0}{(np)^2-1}.$$

Този израз не е валиден за $p = 1$.

При мостовите токоизправители е необходимо да се вземе удвоеният брой на фазите, т.е. $p' = 2p$:

(6.5) $$U_{м(n)m} = \frac{2E_0}{(n2p)^2-1}.$$

Като се решат за амплитудата на първия хармоник на изправеното напрежение, равенства (6.4) и (6.5) добиват вида:

а) за еднофазна еднополупериодна схема $p = 1$

(6.6) $$U_{(1)m} = \frac{\pi}{2} E_0 = 1{,}57E_0;$$

б) за p-фазна еднополупериодна схема при $p>1$

(6.7) $$U_{(1)m} = \frac{2E_0}{p^2-1};$$

в) за p-фазна мостова схема

(6.8) $$U_{м(1)m} = \frac{2E_0}{(2p)^2-1}.$$

От съвместното решаване на (6.3) с (6.6), (6.7) и (6.8) за коефициента на пулсации на първия хармоник се получава:

а) за еднофазна еднополупериодна схема

(6.9) $$k_{п(1)} = 1{,}57;$$

б) за p-фазна еднополупериодна схема

(6.10) $$k_{п(1)} = \frac{2}{p^2-1};$$

в) за p-фазна мостова схема

(6.11) $$k_{п(1)} = \frac{E_0}{(2p)^2-1}.$$

При управляемите токоизправители коефициентът на пулсации зависи и от ъгъла на регулиране α:

а) за p-фазен еднополупериоден токоизправител

(6.12) $$k_{п(1)(\alpha)} = \frac{2}{p^2-1}\sqrt{1+p^2\operatorname{tg}^2\alpha};$$

б) за p-фазен мостов напълно управляем токоизправител

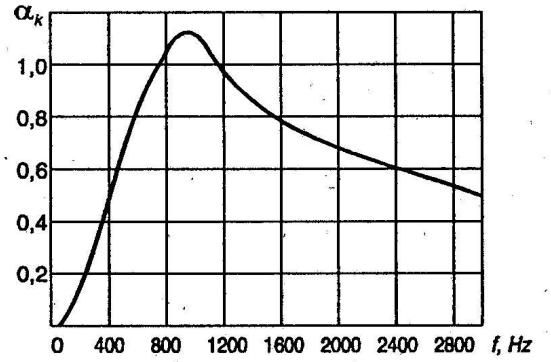
(6.13) $$k_{п(1)(\alpha)} = \frac{2}{(2p)^2-1}\sqrt{1+(2p)^2\operatorname{tg}^2\alpha}.$$

При захранване на съоръжения за телефонната техника с токоизправител трябва да се отчитат психофизическите особености на човешкото ухо и акустичните характеристики на телефона, за да се избегне чуването на смущаващ брум. Решаващо в случая е т.нар. *псофометрично напрежение на пулсациите* $U_{псф}$. Неговата ефективна стойност се определя

от формулата

(6.14) $$U_{псф} = \sqrt{0{,}5[(E_{(1)m}k_1)^2+(E_{(2)m}k_2)^2+\ldots+(E_{(n)m}k_n)^2]},$$

където k_1, k_2,..., k_n, са псофометричните коефициенти за съответната честота на хармониците. Стойността на тези коефициенти е показана графично на фиг. 1.6.



Фиг. 6.1. Изменение на псофометричния коефициент от честотата

Всеки изглаждащ филтър се характеризира с коефициент на изглаждане $k_и$. Коефициентът на изглаждане за първия хармоник на пулсациите е

(6.15) $$k_{и(1)} = \frac{k'_{п(1)}}{k''_{п(1)}} = \frac{E'_{(1)m}}{E''_{(1)m}} \cdot \frac{E''_0}{E'_0},$$

където $k'_{п(1)}$ е коефициентът на пулсации по първи хармоник преди филтъра;

$k''_{п(1)}$ – коефициентът на пулсации по първи хармоник след филтъра.

От (6.15) се вижда, че коефициентът на изглаждане е отношение на коефициента на пулсации преди филтъра към коефициента на пулсации след филтъра.

Отношението на амплитудата на първия хармоник на пулсациите преди филтъра към неговата амплитуда след филтъра се нарича *коефициент на филтрация*

(6.16) $$k_{ф(1)} = \frac{E'_{(1)m}}{E''_{(1)m}}.$$

От (6.15) и (6.16) се получава

(6.17) $$k_{и(1)} = k_{ф(1)} = \frac{E''_0}{E'_0}.$$

Общите изисквания, на които трябва да отговарят изглаждащите филтри, са:

1. Филтърът трябва да осигурява необходимия за нормалната работ на консуматора коефициент на изглаждане.

2. Падът на напрежението на постоянната съставка във филтъра да минимален.

3. Филтърът да не оказва вредно влияние върху работата н консуматора.

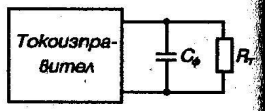
4. Филтърът трябва да е сигурен и да не се нуждае от поддържан през време на експлоатация.

5. Филтърът да е с минимални размери, маса и обем.

Според вида на елементите, от които са изработени изглаждащит филтри, те са: *пасивни* – изработени с дросели, кондензатори и резистори *активни* – изработени с транзистори.

6.1. ПАСИВНИ ИЗГЛАЖДАЩИ ФИЛТРИ

Капацитивен филтър. Този филтър (фиг. 6.2) се състои само от един кондензатор, включен паралелно към изводите на токоизправителя и товара. Влиянието на капацитивния характер на товара върху работата на реален токоизправител (със загуби) е разгледано в т. 3.2. При зададен коефициент на пулсации $k''_{п}$ и при известно вътрешно съпротивление на токоизправителя за капацитета на кондензатора се получава изразът



Фиг. 6.2. Капацитивен филтър

$$C_ф = \frac{1}{k''_{п(1)} r} H, \ \mu F, \tag{6.18}$$

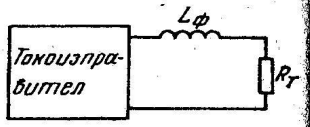
където r е вътрешното съпротивление на една фаза от токоизправителя.

Параметърът H зависи от броя на фазите и от ъгъла на отсечката на тока на вентилите. Той се отчита от графиката на фиг. 3.10.

От (6.11), (6.15) и (6.18) се получава:

– за еднополупериодни схеми

$$k_{и(1)} = \frac{k'_{п(1)}}{k''_{п(1)}} = \frac{\frac{2}{p^2-1}}{\frac{H}{rC_ф}} = \frac{2rC_ф}{H(p^2-1)}; \tag{6.19}$$



Фиг. 6.3. Индуктивен филтър

– за мостови схеми

$$k_{и(1)} = \frac{k'_{п(1)}}{k''_{п(1)}} = \frac{\frac{2}{(2p)^2-1}}{\frac{H}{rC_ф}} = \frac{2rC_ф}{H(4p^2-1)}. \tag{6.20}$$

И в двата случая капацитетът на кондензатора е в μF.

От формули (6.19) и (6.20) се вижда, че с увеличаване на броя на фазите p коефициентът на изглаждане на капацитивния филтър се намалява. Затова този филтър е ефективен и се използва само при едно- и двуфазни токоизправители.

Индуктивен филтър. Това е един дросел, включен последователно във веригата на товара (фиг. 6.3). Неговото индуктивно съпротивление за първия хармоник на пулсациите трябва да бъде много по-голямо от активното съпротивление на товара. За да бъде с голям к.п.д., активното съпротивление на дросела трябва да е много малко – няколко процента от съпротивлението на товара. При тези предпоставки коефициентът на изглаждане става равен на коефициента на филтрация, т.е.

$$k_{и(1)} \approx k_{ф(1)} = \frac{E'_{(1)m}}{E''_{(1)m}} = \frac{\sqrt{R_т^2+(p\omega L_ф)^2}}{R_т}. \tag{6.21}$$

Когато схемата на токоизправителя е мостова, p се удвоява. Ако $p\omega L_ф \geq 3R_т$, тогава

$$(p\omega L_ф)^2 \geq 9R_т^2. \tag{6.22}$$

В този случай подкоренната величина в числителя на (6.21) много малко зависи от $R_т$ и може да се напише

$$k_{и(1)} \approx \frac{p\omega L_ф}{R_т} = \frac{x_L}{R_т}. \tag{6.23}$$

От (6.23) се вижда, че коефициентът на изглаждане на индуктивния филтър расте с увеличаването на броя на фазите на токоизправителя и с намаляването на товарното съпротивление. Затова този филтър се предпочита при многофазни мощни токоизправители.

Г-образен LC филтър. Това е често срещан филтър за средни и големи мощности (фиг. 6.4). Дроселът, който е свързан последователно с товара, има голямо съпротивление за променливите съставки на изправения ток, а кондензаторът, паралелно свързан към товара – малко съпротивление за същите съставки. Образуваният от дросела и кондензатора делител на напрежение силно намалява пулсациите на напрежението на изхода. Този филтър съчетава добрите качества на индуктивния и на капацитивния филтър.



Фиг. 6.4. Г-образен LC филтър

За да работи ефективно Г-образният LC филтър, необходимо е да са спазени следните условия:

1. Съпротивлението на кондензатора за първия хармоник на пулсациите да е много по-малко от съпротивлението на товара:

(6.24) $$x_C = \frac{1}{p\omega C_ф} \ll R_т.$$

2. Съпротивлението на дросела за първия хармоник на пулсациите да е много по-голямо от съпротивлението на товара:

(6.25) $$x_L = \frac{1}{p\omega L_ф} \gg R_т.$$

3. Съпротивлението на дросела за първия хармоник на пулсациите да е много по-голямо от съпротивлението на кондензатора:

(6.26) $$x_L = p\omega L_ф \gg = \frac{1}{p\omega C_ф}.$$

Когато са изпълнени горните три условия, влиянието на $R_т$ върху процеса на филтрирането може да се пренебрегне. Тогава коефициентът на филтрация е равен на коефициента на предаване на първия хармоник от делителя на напрежение x_L, x_C:

(6.27) $$k_{ф(1)} = \frac{E'_{(1)}}{E''_{(1)}} = \frac{z_ф}{x_C} = \frac{p\omega L_ф - \dfrac{1}{p\omega C_ф}}{\dfrac{1}{p\omega C_ф}}.$$

Ако се пренебрегне активното съпротивление на дросела като много малко спрямо съпротивлението на товара, може да се приеме, че $E'_0 = E''_0$, т.е.

(6.28) $$k_{ф(1)} = k_{и(1)}.$$

От (6.27) и (6.28) се получава

(6.29) $$k_{и(1)} = p^2\omega^2 L_ф C_ф - 1.$$

При мостови схеми p се удвоява.

Обикновено коефициентът на изглаждане е зададен, p и ω също са известни, а се търсят стойностите на L и C. От (6.29) се получава

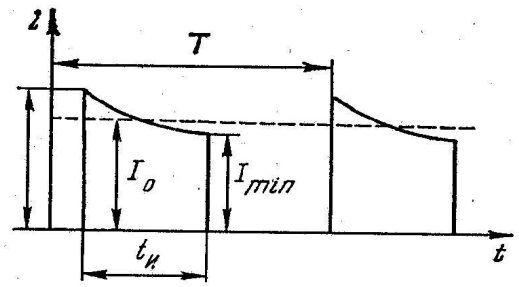
(6.30) $$L_ф C_ф = \frac{k_{и(1)}+1}{p^2\omega^2}.$$

В тази формула има две неизвестни – $L_ф$ и $C_ф$. Най-често капацитетът на кондензатора C се намира от някое друго условие и след това се определя индуктивността на дросела, която също е ограничена в определени граници. Най-важните условия, на които трябва да отговарят елементите на LC филтъра, са:

1. Филтърът да е с индуктивен характер спрямо токоизправителя. Това се постига чрез спазване на условието

(6.31) $$L_ф \geq \frac{2R_т}{(p^2-1)p\omega}.$$

2. Ако товарът се променя и товарният ток е импулсен (фиг. 6.5), през време на импулса изходното напрежение спада и платото на токовия



Фиг. 6.5. Диаграма на тока след филтъра при товар с импулсен характер

импулс не е хоризонтално, а наклонено. За да се ограничи спадането на напрежението и на тока до зададена допустима стойност, трябва да е изпълнено условието

(6.32) $$C_ф \geq \frac{t_и}{R_т \ln \dfrac{1}{1 - \dfrac{I_{max}-I_{min}}{I_0}}}.$$

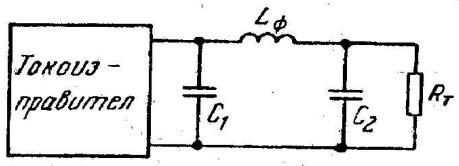
За да не възникне генериране във филтъра вследствие на променливите съставки на изправеното напрежение, трябва да е изпълнено условието

(6.33) $$\frac{1}{\sqrt{L_ф C_ф}} \leq 0{,}5p\omega,$$

т.е. резонансната честота на филтъра да е поне два пъти по-ниска от честотата на първия хармоник на пулсациите.

Тези четири формули – (6.30) – (6.33), обикновено са достатъчни за еднозначното изчисляване на дросела и кондензатора.

П-образен CLC филтър. Този филтър (фиг. 6.6) може да се разглежда като съставен от два последователно свързани филтъра – капацитивен (C_1) и Г-образен LC филтър ($L_ф C_2$). Характерът на товара, с който работи токоизправителят, е капацитивен. Първият кондензатор C_1 извършва предварително филтриране и намалява коефициента на пулсации до определено ниво ($k_{п(1)} = 0{,}2 \div 0{,}1$), след което Г-образният LC филтър извършва останалото филтриране до зададеното ниво на пулсации в изхода.



Фиг. 6.6. П-образен CLC филтър

Пълният коефициент на изглаждане на този филтър се получава като произведение от коефициентите на изглаждане на С филтъра и LC филтъра

(6.19) и (6.29):

$$k_{п(1)} = \frac{2rC_1}{(p^2-1)H}(p^2\omega^2 L_ф C_2 10^{-6} - 1). \quad (6.34)$$

В тази формула стойностите на C_1 и C_2 се заместват в μF, а на L – в H.

При изчисляване на елементите на П-образния филтър уравнение (6.34) не може да даде еднозначно решение поради наличието на три неизвестни – C_1, C_2 и $L_ф$. Обикновено капацитетът на C_1 се определя при изчисляване на токоизправителя, работещ с капацитивен товар. Тогава неизвестните величини остават две – $L_ф$ и C_2:

$$L_ф C_2 = \frac{(p^2-1)(k_{п(1)}+1)H}{2rC_1 p^2\omega^2 10^{-6}}, \text{ H.μF} \quad (6.35)$$

След определяне на произведението $L_ф C_2$ индуктивността на дросела и капацитетът на кондензатора C_2 се изчисляват чрез условията (6.31), (6.32) и (6.33).

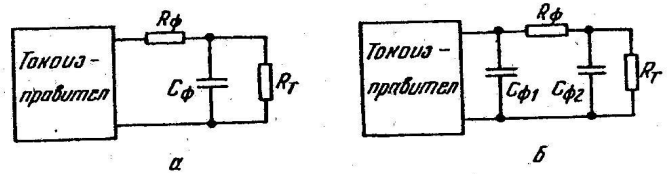
Най-голям коефициент на изглаждане с минимални капацитети на кондензаторите се получава при $C_1 = C_2$. Тогава индуктивността на дросела може да се определи еднозначно от (6.34):

$$L_ф = \frac{(p^2-1)(k_{п(1)}+1)H}{2rC_1C_2 p^2\omega 10^{-6}}, \text{ H.} \quad (6.36)$$

Този филтър се използва при маломощни едно- и двуфазни токоизправители. Когато токоизправителят е по мостова схема, във всички формули p се удвоява.

Г-образен RC филтър. Разгледаните досега LC и CLC филтри имат много добри показатели, но притежават и един съществен недостатък – наличието на дросел. Първият хармоник на пулсациите на токоизправителите, захранвани от електроснабдителната мрежа, е с ниска честота – 50–300 Hz. За такива честоти филтровите дросели са с относително големи размери и маса и не са технологични за изработване. Ето защо, когато е възможно, се използват филтри, при които дроселът е заменен с резистор – RC филтри.

Г-образният RC филтър (фиг. 6.7 *а*) намалява както амплитудата на пулсациите, така и постоянната съставка на изправеното напрежение.



Фиг. 6.7. RC филтри
а – Г-образен; *б* – П-образен

Отношението на постоянната съставка след филтъра към постоянната съставка преди филтъра е

$$\frac{E''_0}{E'_0} = \frac{R_т}{R_т+R_ф}, \quad (6.37)$$

т.е. това е коефициентът на предаване на филтъра по постоянно напрежение.

За правилната работа на филтъра е необходимо да се спазват условията:

$$R_ф \gg x_C = \frac{1}{p\omega C_ф}; \quad (6.38)$$

$$R_т \gg x_C = \frac{1}{p\omega C_ф}. \quad (6.39)$$

За опростяване на анализа при определяне на коефициента на предаване на филтъра по първи хармоник на пулсациите, т.е. коефициента на филтрация, влиянието на товара се пренебрегва. Тогава

$$k_{ф(1)} = \frac{E'_{(1)}}{E''_{(1)}} = \frac{z_ф}{x_C} = \frac{\sqrt{R_ф^2+x_C^2}}{x_C} = \sqrt{\frac{R_ф^2}{x_C^2}+1} = \quad (6.40)$$

$$= \sqrt{R_ф^2 p^2\omega^2 C_ф^2+1} \approx p\omega C_ф R_ф.$$

От (6.15), (6.37) и 6(.40) се получава

$$k_{п(1)} = p\omega C_ф R_ф \frac{R_т}{R_т+R_ф}. \quad (6.41)$$

В тази формула неизвестните са две – $R_ф$ и $C_ф$. При зададени постоянно напрежение на токоизправителя E'_0 и напрежение на товара E''_0 съпротивлението на $R_ф$ се определя еднозначно от израза (6.37):

$$R_ф = \frac{E'_0-E''_0}{E''_0}R_т = \left(\frac{E'_0}{E''_0}-1\right)R_т. \quad (6.42)$$

Ако в (6.42) се замести $R_т = \frac{E''_0}{I_т}$, се получава

$$R_ф = \frac{E'_0-E''_0}{E''_0}\cdot\frac{E''_0}{I_т} = \frac{E'_0-E''_0}{I_т}. \quad (6.43)$$

Тази формула също определя еднозначно съпротивлението на $R_ф$.

Капацитетът на кондензатора се определя от (6.41), а именно:

$$C_ф = \frac{k_{п(1)}(R_т+R_ф)}{p\omega R_ф R_т}. \quad (6.44)$$

П-образен CRC филтър. Този филтър (фиг. 6.7 *б*) е двузвенен и съставен от последователно свързани капацитивен филтър (C_1) и Г-образен

LC филтър ($R_ф C_2$). Изчисляването му се извършва на два етапа. Първо се проектира токоизправителят с капацитивен товар и се определят пулсациите върху кондензатора C_1 от (6.18):

(6.45) $$k'_{п(1)} = \frac{1}{C_1 r} H.$$

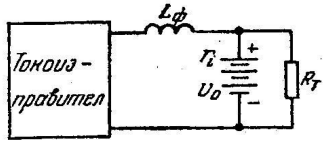
След това се проектира RC-филтър, съставен от $R_ф C_2$, съгласно с формулите (6.37) – (6.44).

Съществен недостатък на RC и CRC филтрите е, че върху филтровия резистор се получава пад на напрежението на постоянната съставка, което предизвиква загуба на енергия и превръщането ѝ в топлина. К.п.д. на тези филтри е

(6.46) $$\eta = \frac{P_т}{P_0} = \frac{R_т}{R_т + R_ф},$$

т.е. той е еднакъв с коефициента на предаване на филтъра по постоянно напрежение (6.37). За получаване на по-голям к.п.д. съпротивлението $R_ф$ трябва да е с възможно по-малка стойност (спрямо $R_т$). Това изискване е в противоречие с изискването за голям коефициент на изглаждане (6.41). Ето защо се търси практически приемлив компромис, като $R_ф$ се избира в границите $R_ф = (0{,}1 \div 0{,}35) R_т$. Поради същите причини тези филтри се прилагат при консуматори с малка мощност и по-високи напрежения.

Филтър с акумулаторна батерия. Схемата му е показана на фиг. 6.8. Когато се налага да се осигури непрекъснато захранване на товара при прекъсване на електрическата мрежа, най-често това се реализира с паралелно включена акумулаторна батерия. Ако батерията работи в буферен режим, тя има филтриращ ефект. Това се дължи на факта, че вътрешното ѝ съпротивление е много малко, а е.д.н. – постоянно, т.е. за променливите съставки на изправеното напрежение акумулаторната батерия се проявява като кондензатор с еквивалентно съпротивление r_i. Ако между токоизправителя и акумулатора се включи изглаждащ дросел, получава се Г-образен филтър. Коефициентът на изглаждане е



Фиг. 6.8. Филтър с акумулаторна батерия

(6.47) $$k_{и(1)} = \frac{1}{r_i}\sqrt{(p\omega L_ф)^2 + r_i^2}.$$

Понеже $r_i \ll p\omega L_ф$, влиянието на r_i^2 в подкоренната величина е незначително и (6.47) се опростява:

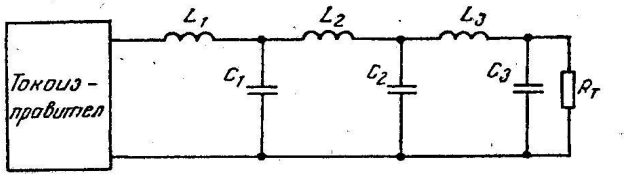
(6.48) $$k_{и(1)} \approx \frac{p\omega L}{r_i}.$$

Видът и капацитетът на акумулаторната батерия се избират в зависимост от напрежението и мощността на товара и в зависимост от

времето, през което батерията трябва да осигури резервно захранване. Следователно нейното вътрешно съпротивление е известно предварително. Тогава индуктивността на дросела при зададен коефициент на изглаждане се изчислява по формулата

(6.49) $$L_ф = \frac{k_{и(1)} r_i}{p\omega}.$$

Многозвенни филтри. Когато е необходим голям коефициент на изглаждане, по-икономично е вместо един филтър да се използват няколко последователно свързани филтъра. В този случай се получава т.нар. многозвенен филтър. Многозвенни, по-точно двузвенни, са разгледаните вече П-образни CLC и CRC филтри. На фиг. 6.9 е показан един тризвенен филтър, съставен от три Г-образни LC филтри. От фиг. 6.9 се вижда, че изходното напрежение на първото звено е входно за второто звено, а



Фиг. 6.9. Многозвенен филтър

изходното напрежение за второто звено – входно за третото звено. Ако се приеме, че дроселите са идеални, т.е вътрешното им съпротивление е равно на нула, коефициентът на изглаждане на целия филтър ще бъде

(6,50) $$k_{и(1)} = \frac{E_{(1)а}}{E_{(1)г}} = \frac{E_{(1)а}}{E_{(1)б}} \cdot \frac{E_{(1)б}}{E_{(1)в}} \cdot \frac{E_{(1)в}}{E_{(1)г}} = k_{и(1)_1} . k_{и(1)_2} . k_{и(1)_3}.$$

Вижда се, че общият коефициент на изглаждане на многозвенния филтър е равен на произведението от коефициентите на изглаждане на отделните звена. Ако трите звена на разглеждания филтър са еднакви, с еднакви коефициенти на изглаждане, общият коефициент на изглаждане е

(6.51) $$k_{и(1)} = k^3_{и(1)_1}.$$

При проектиране на многозвенен филтър отделните звена се проектират самостоятелно. Препоръчва се при коефициент на изглаждане $k_{и(1)} < 50$ да се употребяват еднозвенни филтри, при $50 < k_{и(1)} < 1500$ да се употребяват двузвенни филтри и при $k_{и(1)} > 1500$ – тризвенни филтри. При това отделните звена на филтъра могат да бъдат от различен вид.

6.2. ТРАНЗИСТОРНИ ФИЛТРИ

В транзисторните филтри един от елементите на П-образния филтър е заместен от транзисторна схема. Според начина на свързване на тран-

зистора във веригата на товара съществуват две основни групи филтри – *филтри с последователно свързан транзистор* и *филтри с паралелно свързан транзистор.*

Конфигурацията на филтрите с последователно свързан транзистор е П-образна, като вместо дросел или резистор между двата кондензатора е включена транзисторна схема. Съществуват два варианта на реализация – *филтър с емитерен товар* и *филтър с колекторен товар.*

При филтрите с паралелно свързване на транзистора вторият кондензатор в П-образния CRC филтър е заменен с транзистор.

Във всички схеми на транзисторни филтри *транзисторът е нелинеен, псевдореактивен елемент.* Неговото съпротивление се изменя по определен закон и с определена фаза спрямо пулсациите и това дава изглаждащ ефект, но във всички случаи съпротивлението на транзистора остава с активен характер. В транзистора не може да се натрупва енергия както при кондензатор или дросел, която после да се връща във веригата на товара. Във всеки момент от времето транзисторът превръща необратимо енергията на пулсациите и на част от постоянната съставка на изправеното напрежение в топлина. Затова този вид филтри по същество са само ограничители на напрежение и за да функционират, е абсолютно необходимо предварителното изглаждане на входното напрежение, т.е. включването на входния кондензатор C_1 на П-образния филтър.

Филтър с последователно свързан транзистор и емитерен товар. Схемата е показана на фиг. 6.10 *а*. Основният възел е филтърът, съставен от резистора R_B и кондензатора C_B. Транзисторът T е свързан по схема с общ колектор, т.е. представлява емитерен повторител. Входното му напрежение е напрежението върху кондензатора C_B, а изходното се получава върху товара $R_т$.

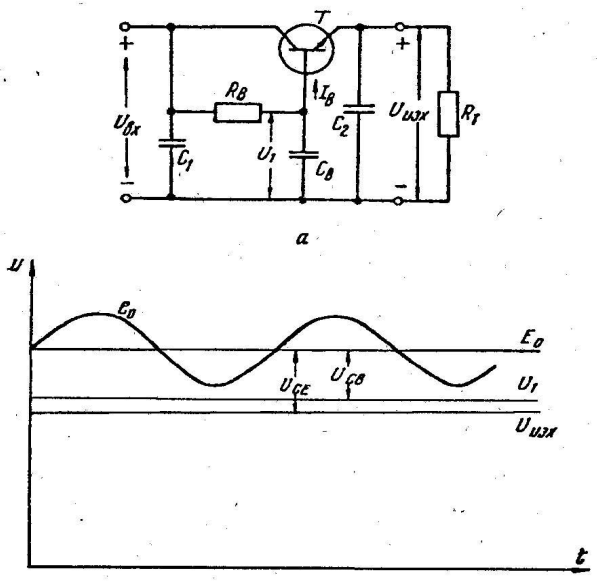
На фиг. 6.10 *б* са показани диаграмите на напреженията, които илюстрират действието на филтъра. Захранващото напрежение e_0 има постоянна съставка E_0 и променливо напрежение на пулсациите. Базовият ток на транзистора се определя от товарния ток:

$$I_B = \frac{I_т}{h_{21\,E}}. \tag{6.52}$$

Този ток е товарен ток на RC филтъра, състоящ се от R_B и C_B, с коефициент на филтрация (6.40):

$$k_{ф(1)} \approx p\omega C_B R_B. \tag{6.53}$$

При достатъчно голям коефициент на филтрация напрежението U_1 върху кондензатора C_B е практически постоянно и обуславя постоянен базов ток I_B. Този базов ток образува пад на напрежение върху резистора R_B, означен на фиг. 6.10 *б* с U_{CB}:



Фиг. 6.10. Транзисторен филтър с емитерен товар
а – принципна схема; *б* – диаграма на напреженията

$$U_{CB} = R_B I_B = R_B \frac{I_т}{h_{21\,E}}. \tag{6.54}$$

Изходното напрежение е

$$U_{изх} = U_1 - U_{BF} = U_{вх} - U_{CB} - U_{EB}. \tag{6.55}$$

От уравненията (6.54) и (6.55) се определя необходимото съпротивление на резистора R_B:

$$R_B = \frac{U_{вх} - U_{изх} - U_{EB}}{I_B}, \tag{6.56}$$

от (6.53) – капацитетът на кондензатора C_B:

$$C_B \approx \frac{k_{ф(1)}}{p\omega R_B}. \tag{6.57}$$

К.п.д. на филтъра е

$$\eta = \frac{U_{изх} I_т}{U_{вх} I_т} = \frac{U_{изх}}{U_{вх}}. \tag{6.58}$$

Като се замести E_0 от (6.55) в (6.58) и като се има предвид, че $U_{CB} + U_{BE} = U_{CE}$, за к.п.д. се получава

$$\eta = \frac{U_{изх}}{U_{изх} + U_{CE}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{CE}}{U_{изх}}}. \tag{6.59}$$

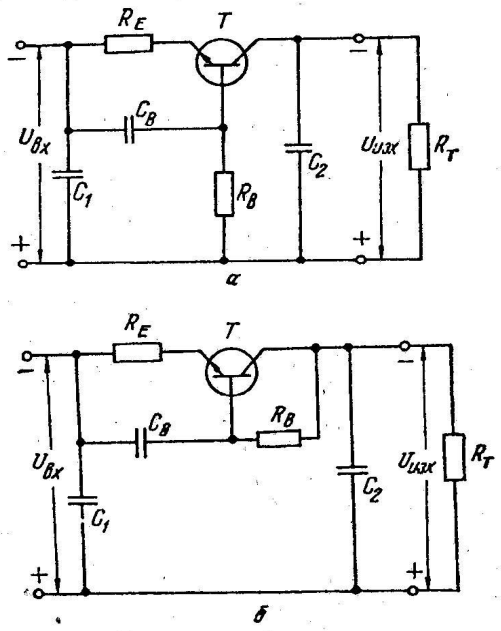
От формула (6.59) се вижда, че к.п.д. е по-голям при по-малки стойности на напрежението колектор – емитер на транзистора. Обаче неговото намаляване се ограничава от амплитудата на пулсации на входното напрежение (фиг. 6.10 *б*). Ясно е, че този транзисторен филтър има толкова по-добри енергийни показатели, (η), колкото амплитудата на пулсации на входа му е по-малка. Затова кондензаторът C_1 е задължителен елемент в схемата.

Понеже транзисторът работи в схема с общ колектор, изходното му съпротивление е малко и ролята на кондензатора C_2 като филтриращ елемент е незначителна. Той би оказал влияние, ако капацитетът му е много голям, а именно:

(6.60) $$C_2 > h_{21E}C_B$$

Въпреки това този кондензатор се поставя винаги в схемата, за да затвори веригата на променливия ток, генериран от консуматора, и за да се избегне евентуалното самовъзбуждане на филтъра.

Филтри с колекторен товар. На фиг. 6.11 *а* е показана схемата на филтър с фиксирано преднапрежение, а на фиг. 6.11 *б* – на филтър с автоматично преднапрежение. Действието и на двете схеми е еднакво, разликата помежду им се състои само в начина на захранване на базовата верига на транзистора. В схемата с фиксирано преднапрежение захранването се осъществява от входното напрежение и е независимо от промените на товара. В схемата с автоматично преднапрежение захранването е през товара и е в правопропорционална зависимост от товарния ток.



Фиг. 6.11. Транзисторни филтри с колекторен товар

а – филтър с фиксирано преднапрежение; *б* – филтър с автоматично преднапрежение

Принципът на действие на филтрите с колекторен товар е следният. Транзисторът T и кондензаторите C_1 и C_2 образуват П-образен CRC филтър. Кондензаторът C_1 извършва предварителното филтриране на изправеното напрежение и намалява пулсациите му до приемлива за

работата на филтъра стойност. Транзисторът T и кондензаторът C_2 образуват Г-образен RC филтър, в който ролята на съпротивление се изпълнява от транзистора и се получава ТС филтър. От (6.40) се вижда, че коефициентът на филтрация расте с нарастването на съпротивлението $R_ф$, т.е. съпротивлението на транзистора. От друга страна, от (6.46) се вижда, че с нарастването на $R_ф$ к.п.д. се намалява. Тези две противоречиви условия могат да се изпълнят, ако статичното съпротивление на транзистора, определящо к.п.д., е малко, а динамичното съпротивление на транзистора, определящо коефициента на филтрация, е голямо:

(6.61) $$R_{T(ст)} = \frac{U_{CE}}{I_T} << R_{T(д)} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_T}.$$

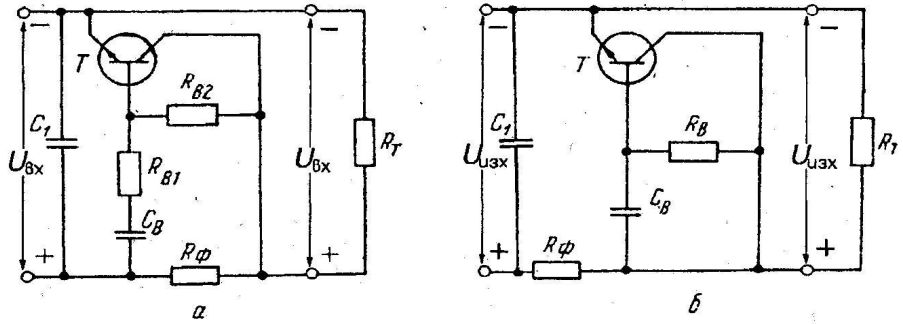
Статичното съпротивление на транзистора се определя от работната му точка, т.е. чрез съпротивлението на резистора R_B.

Динамичното съпротивление на транзистора в тези схеми е голямо. Това се дължи, първо, на нелинейността на колекторните характеристики, която поначало обуславя сравнително голямо динамично съпротивление, и второ, чрез резистора R_E и кондензатора C_B се осъществява отрицателна обратна връзка по променлив емитерен ток, което също увеличава динамичното съпротивление на транзистора.

Кондензаторът C_2 е абсолютно необходим елемент в тези схеми. Той служи като филтриращ елемент в Г-образния ТС филтър и като елемент, затварящ веригата на генерирания от товара променлив ток, който не може да преминава през голямото динамично съпротивление на транзистора.

Филтри с паралелно включване на транзистора. При този вид филтри изходният кондензатор в един CRC филтър е заменен с транзистор, който имитира действието на кондензатор с голям капацитет.

На фиг. 6.12 *а* е показан *филтър с управление от входа.* Действието



Фиг. 6.12. Транзисторни филтри с паралелно включване на транзистора

а – с управление от входа; *б* – с управление от изхода

му е следното. Кондензаторът C_1 извършва предварителното филтриране на входното напрежение и довежда пулсациите му до допустима за работата на RT филтърна стойност. Резисторът $R_ф$ и транзисторът T образуват второто звено – Г-образен RT филтър. През резистора R_{B2} и базата протича постоянен 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:

(6.62) $$\Delta I_C = k_y \Delta E_0,$$

където k_y е коефициент, отразяващ връзката между промяната на входното напрежение и колекторния ток на транзистора в конкретната схема. Промяната на колекторния ток предизвиква промяна на пада на напрежение върху резистора $R_ф$:

(6.63) $$\Delta U_{R_ф} = R_ф \Delta I_C = \Delta E_0 R_ф k_y.$$

Ако елементите на схемата се изчислят така, че $\Delta U_{R_ф} = \Delta E_0$, от (6.63) се получава

(6.64) $$R_ф k_y = 1$$

или

(6.65) $$k_y = \frac{1}{R_ф}.$$

Вижда се, че коефициентът k_y има измервателна единица на проводимост. При изпълнено условие (6.65) коефициентът на филтрация е равен на безкрайност.

Ако $R_ф k_y \neq 1$, коефициентът на филтрация има крайна стойност. Когато $R_ф k_y < 1$, пулсациите на изхода са синфазни с пулсациите на входа на филтъра. При $R_ф k_y > 1$ пулсациите на изхода са противофазни на пулсациите на входа на филтъра.

На фиг. 6.12 *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 $R_ф$ – от изхода на филтъра. Промяната на изходното напрежение вследствие на пулсациите предизвиква промяна на колекторния ток на транзистора:

(6.66) $$\Delta I_C = k_y \Delta U_{изх}.$$

Тази промяна на тока създава промяна на пада на напрежение върху резистора $R_ф$:

(6.67) $$\Delta U_{R_ф} = R_ф \Delta I_C = R_ф \Delta U_{изх} k_y.$$

Напрежението $\Delta U_{R_ф}$ е противофазно на напрежението на пулсациите на входа $\Delta U_{вх}$:

(6.68) $$\Delta U_{вх} - \Delta U_{R_ф} = \Delta U_{изх}.$$

От (6.67) и (6.68) се получава

(6.69) $$\Delta U_{изх} = \frac{\Delta U_{вх}}{R_ф k_y + 1}.$$

От (6.69) се вижда, че $\Delta U_{изх}$ никога не може да стане равно на нула, т.е. коефициентът на филтрация да бъде безкрайно голям, защото това би означавало $R_ф$ или k_y да са безкрайно големи, а това е невъзможно.

Филтрите с паралелно включен транзистор могат да се използват само при ниски напрежения, защото имат най-малък к.п.д. от всички транзисторни филтри, който намалява с увеличаване на напрежението.

Транзисторните филтри намират съвсем ограничено приложение на практика. Това се дължи на все по-широкото използване на електронните стабилизатори на напрежение, които изпълняват едновременно и функцията на филтри.

ГЛАВА СЕДМА

СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ И ТОК

7.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Стабилизаторите на напрежение и стабилизаторите на ток са предназначени да поддържат неизменни (стабилни) стойностите на захранващото напрежение или ток при изменение на следните външни фактори, наречени още дестабилизиращи:

а) напрежение на захранващата мрежа;

б) честота на захранващата мрежа;

в) съпротивление на товара;

г) параметри на околната среда – температура, влажност и др.

Тези фактори често се изменят едновременно и влияят комбинирано върху стабилизаторите на напрежение или ток. Обаче основните причини за нестабилност са изменението на входното напрежение и на съпротивлението на товара.

Входното напрежение и товарното съпротивление могат да се променят не само бавно (в продължение на часове), но и бързо (за части от секундата). Затова стабилизаторът трябва да действа бързо, непрекъснато и автоматично.

За качеството на даден стабилизатор се съди по *коефициента на стабилизация*. В най-общ случай той е равен на отношението между относителното изменение на дестабилизиращата величина към относителното изменение на стабилизираната величина:

$$k = \frac{\frac{\Delta x}{x}}{\frac{\Delta y}{y}} = \frac{\Delta x}{\Delta y} \cdot \frac{y}{x}. \tag{7.1}$$

Тук с x е означена променливата величина, а с y – стабилизираната. Понеже дестабилизиращите фактори са различни, за един и същи стабилизатор съществуват няколко коефициента на стабилизация.

При стабилизаторите на напрежение частните коефициенти на стабилизация са:

1.Коефициент на стабилизация при изменение на входното напрежение

$$k_U = \frac{\Delta U_i}{\Delta U_0} \cdot \frac{U_0}{U_i}, \tag{7.2}$$

където ΔU_i и ΔU_0 са измененията съответно на входното и изходното напрежение на стабилизатора при неизменен ток на консуматора, а U_i и U_0 – номиналните стойности на същите напрежения.

2. Коефициент на стабилизация при изменение на товара:

$$k_{UI} = \frac{\Delta I_0}{\Delta U_0} \cdot \frac{U_0}{I_0}. \tag{7.3}$$

Тук с ΔI_0 и I_0 са означени съответно изменението на товарния ток и неговата номинална стойност.

Вместо този коефициент често се употребява вътрешното съпротивление на стабилизатора

$$R_i = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}. \tag{7.4}$$

3. Коефициент на стабилизация при изменение на мрежовата честота $f_{мр}$

$$k_{Uf} = \frac{\Delta f_{мр}}{\Delta U_0} \cdot \frac{U_0}{f_{мр}}. \tag{7.5}$$

4. Температурен коефициент на стабилизатора

$$k_{Ut^\circ} = \frac{\Delta U_0}{\Delta t^\circ}, \tag{7.6}$$

където Δt° е изменението на температурата на околната среда.

При стабилизаторите на ток частните коефициенти на стабилизация са:

1.Коефициент на стабилизация при изменение на входното напрежение

$$k_I = \frac{\Delta U_i}{\Delta U_0} = \frac{I_0}{U_i}. \tag{7.7}$$

2. Коефициент на стабилизация при изменение на товара

$$k_{IR} = \frac{\Delta R_т}{\Delta I_0} \cdot \frac{I_0}{R_т}. \tag{7.8}$$

Тук с $\Delta R_т$ и $R_т$ са означени съответно промяната на товарното съпротивление и неговата номинална стойност.

3. Температурен коефициент на стабилизатора

$$k_{It^\circ} = \frac{\Delta I_0}{\Delta t^\circ}. \tag{7.9}$$

Всички частни коефициенти оценяват качествата на стабилизаторите по отношение само на един параметър при постоянство на останалите. За съвместно отразяване на влиянието на всички дестабилизиращи фактори се използва т.нар. *пълен коефициент на стабилизация* k_Σ, за който е валидно равенството

$$\frac{1}{k_\Sigma} = \frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} + ... + \frac{1}{k_n}. \tag{7.10}$$

Тук с k_1, k_2,....,k_n са означени съответните частни коефициенти на стабилизация.

Освен коефициентите на стабилизация за качествата на даден стабилизатор се съди и от обхвата на стабилизация, от к.п.д. и от

инертността на стабилизатора.

Обхват на стабилизация се наричат границите, в които изменението на променливата величина не създава по-големи от допустимите изменения на стабилизираната величина, т.е. коефициентът на стабилизация е над минимално допустимия.

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

Стабилизаторите на променливо напрежение и променлив ток се характеризират още с *фактор на мощността* cosφ и с *коефициент на изкривяване на формата на напрежението*, а стабилизаторите на постоянно напрежение или ток – с *коефициент на филтрация*

$$k_{\Phi} = \frac{U_{вх}^{\sim}}{U_{изх}^{\sim}}. \tag{7.11}$$

Стабилизаторите могат да се класифицират по различни признаци. В зависимост от вида на тока те се делят на две основни групи:

а) стабилизатори на постоянен ток;

б) стабилизатори на променлив ток.

Според действието си те биват:

а) параметрични;

б) компенсационни.

В *параметричните стабилизатори* се използват нелинейни елементи и стабилизацията на напрежението или тока се получава поради нелинейната волт-амперна характеристика на използвания елемент.

Компенсационните стабилизатори представляват затворена система за автоматично регулиране с отрицателна обратна връзка. Стабилизацията се постига чрез изменението на параметрите на управляем елемент, който се нарича *регулиращ елемент*, при въздействие върху него на сигнал от отрицателната обратна връзка.

Според типа на регулиращия елемент компенсационните стабилизатори биват:

а) лампови;

б) транзисторни;

в) тиристорни;

г) с управляем дросел.

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

а) с непрекъснато регулиране;

б) с ключово регулиране.

Според свързването на регулиращия елемент във веригата на товара стабилизаторите са:

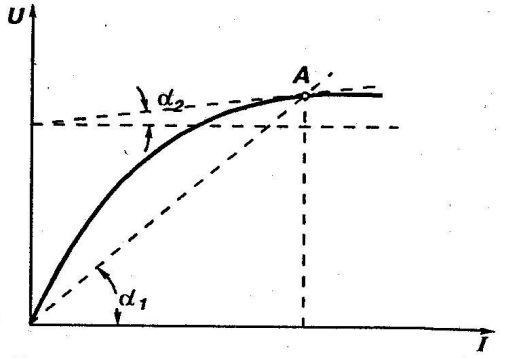
а) последователни;

б) паралелни.

От казаното дотук се вижда, че не е възможно да се направи единна и пълна класификация на стабилизаторите поради голямото многообразие на признаците, по които се извършва класифицирането. Затова за точното характеризиране на дадено схемно решение на стабилизатор се използват определения по две, три или повече класификации.

За изработване на параметрични стабилизатори на напрежение или ток се използват нелинейни резистори. Те са два вида:

1. *Резистори от вида* R_U. Това са нелинейни елементи, чиято волт-амперна характеристика има вида, показан на фиг. 7.1. От фигурата се вижда, че от определена стойност нататък напрежението се запазва почти постоянно при изменение на тока. Поради това резисторите с такава характеристика са подходящи за изработване на стабилизатори на напрежение.



Фиг. 7.1. Волт-амперна характеристика на резистор от вида R_U

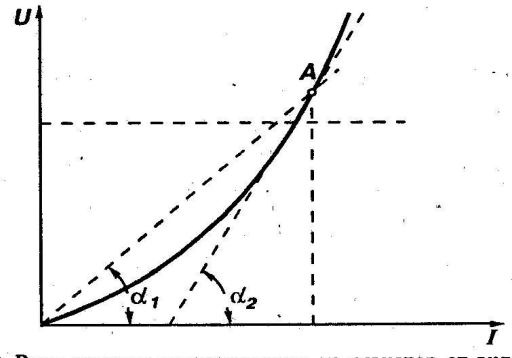
2. *Резистори от вида* R_I. Това са нелинейни елементи, чиято волт-амперна характеристика има вида, показан на фиг. 7.2. Тези резистори са подходящи за стабилизиране на ток, тъй като след определена стойност на тока изменението на напрежението почти не предизвиква изменение на тока.

Всяка точка от волт-амперната характеристика на даден нелинеен елемент се характеризира със статично и динамично съпротивление.

Статичното съпротивление $R_{ст}$ се определя от напрежението и тока в дадена точка от волт-амперната характеристика. Например в точката *A* (фиг. 7.1 и фиг. 7.2)

$$R_{ст} = \frac{U_A}{I_A} = \operatorname{tg}\alpha_1. \tag{7.12}$$

Динамично е съпротивлението, което нелинейният елемент оказва на



Фиг. 7.2. Волт-амперна характеристика на резистор от вида R_I

малките изменения на тока. За същата точка A от волт-амперната характеристика то е

(7.13) $$R_д = \frac{dU_A}{dI_A} = \operatorname{tg}\alpha_2.$$

Вижда се, че за резистори от типа R_U статичното съпротивление е по-голямо от динамичното – $R_{ст} > R_д$.

За резисторите от вида R_I съществува обратна зависимост – $R_{ст} < R_д$.

От съотношението между динамичното и статичното съпротивление зависи стабилизиращата способност на нелинейния елемент. Например идеалният нелинеен елемент за изработване на стабилизатор на напрежение е с $R_д = 0$, т.е. $\operatorname{tg}\alpha_2 = 0$. Обратното, нелинеен елемент с $R_д = \infty$, т.е. $\operatorname{tg}\alpha_2 = \infty$, е идеален за изработване на стабилизатор на ток. В действителност тези екстремни стойности не са реализуеми, но много съвременни нелинейни елементи имат достатъчно добри характеристики за практически цели.

7.2. ПАРАМЕТРИЧНИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

За стабилизиране на постоянно напрежение могат да се използват всички видове нелинейни резистори с волт-амперна характеристика от вида R_U. Най-широко приложение сега имат силициевите стабилизатори.

Силициевият стабилитрон е полупроводников диод, изработен по специална технология, което му дава възможност да работи в режим на обратен пробив със силно изразена нелинейност на характеристиката.

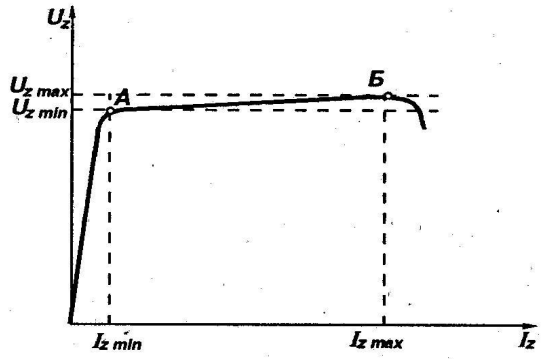
Волт-амперната характеристика на силициевия стабилитрон е показана на фиг. 7.3. Работният участък е заграден между точките A и $Б$.

Точката A определя най-ниското работно напрежение върху стабилитрона при най-малкия ток през него, а точка $Б$ – най-високото

напрежение при най-големия допустим ток през стабилитрона.

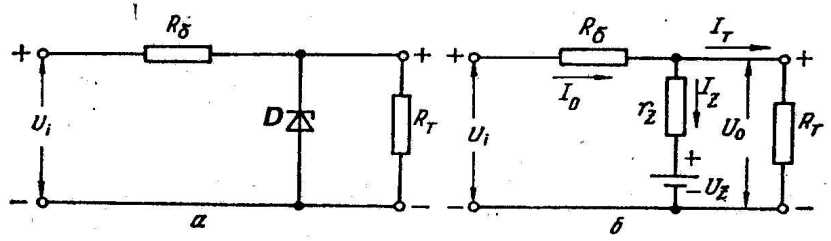
При по-малък ток от $I_{z\,min}$ стабилизиращият ефект изчезва, а при по-голям ток от $I_{z\,max}$ стабилитронът се повреждa.

На фиг. 7.4 *а* е показана схема на параметричен стабилизатор на постоянно напрежение със силициев стабилитрон, а на фиг. 7.4 *б* – заместващата му схема.



Фиг. 7.3. Волт-амперна характеристика на силициев стабилиторн

Стабилизаторът действа по следния начин. При повишаване на напрежението на токоизточника U_i токът през стабилитрона се увеличава, но тъй като едновременно с това статичното му съпротивление се намалява,



Фиг. 7.4. Параметричен стабилизатор на постоянно напрежение
а – принципна схема; б – заместваща схема

напрежението върху товара се изменя много малко. При изменение на товарния ток, т.е. при изменение на $R_т$, напрежението на товара също така се запазва почти непроменено, понеже се получава компенсация от изменението на тока през стабилитрона.

Изходното напрежение на стабилизатора е

(7.14) $$U_0 = U_z + r_z I_z,$$

където r_z е динамичното съпротивление на стабилитрона;

I_z – токът през стабилитрона.

Нарастването на входното напрежение се отразява на всички елементи на схемата по следния начин:

(7.15) $$\Delta U_i = (\Delta I_z + \Delta I_т) R_б + \Delta U_0.$$

Нарастванията на токовете са:

(7.16) $$\Delta I_z = \frac{\Delta U_0}{r_z};$$

(7.17) $$\Delta I_т = \frac{\Delta U_0}{R_т}.$$

Като се заместят (7.16) и (7.17) в (7.15), се получава

(7.18) $$\Delta U_i = \left(\frac{\Delta U_0}{r_z} + \frac{\Delta U_0}{R_т}\right) R_б + \Delta U_0$$

и

(7.19) $$\Delta U_i = \Delta U_0 \left(\frac{R_б}{r_z} + \frac{R_б}{R_т} + 1\right).$$

Като се умножат двете страни на равенството (7.19) с множителя $\frac{U_0}{U_i U_0}$, може да се определи $k_{ст}$:

(7.20) $$k_{ст} = \frac{\Delta U_i}{\Delta U_0}\frac{U_0}{U_i} = \frac{U_0}{\Delta U_i}\left(\frac{R_б}{r_z} + \frac{R_б}{R_т} + 1\right).$$

Понеже динамичното съпротивление на стабилитрона r_z е много малко в сравнение с товарното съпротивление $R_т$ и баластното съпротивление $R_б$, изразът (7.20) може да се опрости:

(7.21) $$k_{ст} \approx \frac{U_0}{U_i}\frac{R_б}{r_z}.$$

Вижда се, че коефициентът на стабилизация е правопропорционален на отношението $R_б/r_z$.

Изменението на товарния ток също влияе на изходното напрежение. Ако напрежението U_i е постоянно, изменението на товарния ток предизвиква почти същото изменение на тока през стабилитрона, но с обратен знак

(7.22) $$\Delta I_т \approx -\Delta I_z.$$

Изменението на тока през стабилитрона предизвиква съответното изменение на изходното напрежение

(7.23) $$\Delta U_0 = -\Delta I_z r_z.$$

Като се разделят двете страни на равенство (7.23) с $\Delta I_т$, се получава

(7.24) $$\frac{\Delta U_0}{\Delta I_т} = -\frac{\Delta I_z}{\Delta I_т} r_z.$$

Но $\Delta I_т \approx -\Delta I_z$ (7.22), а $-\frac{\Delta U_0}{\Delta I_т} = r_i$, затова след заместването им в (7.24) уравнението добива вида

(7.25) $$r_i \approx r_z.$$

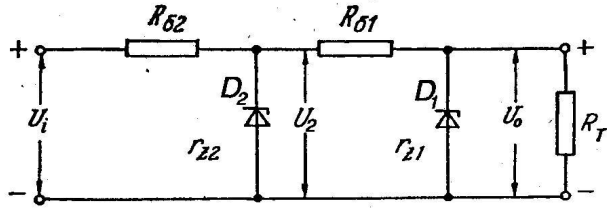
Както се вижда от (7.25), вътрешното съпротивление на стабилизатора е приблизително равно на динамичното съпротивление на стабилитрона. Това важи, когато $R_б \gg r_z$, което винаги е изпълнимо.

К.п.д. на стабилизатора е

(7.26) $$\eta = \frac{P_0}{P_i} = \frac{U_0 I_т}{U_i(I_т + I_z)}.$$

Стабилизаторът на напрежение, изпълнен по схемата от фиг. 7.4 *а*, има сравнително малък коефициент на стабилизация – около 10–15. Ако е необходима по-голяма стабилност на напрежението, се правят двустъпални стабилизатори или мостови схеми.

На фиг. 7.5 е показана двустъпална схема на параметричен стабилизатор на напрежение. Вижда се, че изходното напрежение на стабилизатора с $R_{б_2}, D_2$ е входно напрежение на стабилизатора с $R_{б_1}, D_1$. Коефициентите на стабилизация на отделните стабилизатори, определени по (7.21), са



Фиг. 7.5. Двустъпален параметричен стабилизатор на напрежение

(7.27) $$k_{ст_1} = \frac{U_0}{U_2}\cdot\frac{R_{б_1}}{r_{z_1}};$$

(7.28) $$k_{ст_2} = \frac{U_2}{U_i}\cdot\frac{R_{б_2}}{r_{z_2}}.$$

Пълният коефициент на стабилизация на схемата се получава като произведение от двата коефициента на стабилизация.

(7.29) $$k_{ст} = k_{ст_1}.k_{ст_2} = \frac{U_0}{U_i}\cdot\frac{R_{б_1}R_{б_2}}{r_{z_1}r_{z_2}}.$$

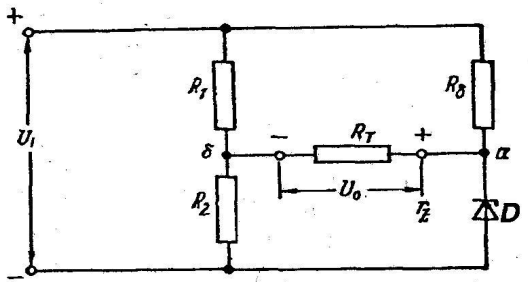
Понеже товарът е свързан паралелно на стабилитрона D_1, който има динамично съпротивление r_{z_1} и $r_{б_1} \gg r_{z_1}$, от (7.25) следва, че изходното съпротивление е приблизително равно на динамичното съпротивление на стабилитрона D_1. Следователно с многостъпалната схема може да се повиши коефициентът на стабилизация по входно напрежение (до около 100), но вътрешното съпротивление на стабилизатора остава сравнително голямо.

Много по-голям коефициент на стабилизация се получава с мостовата схема, показана на фиг. 7.6. При нея, ако се измени входното напрежение, напрежението на точка *а* спрямо отрицателния полюс се изменя така:

(7.30) $$\Delta U_a = \Delta U_i \frac{r_z}{r_z + R_б}.$$

Напрежението на точка *б* се изменя също:

(7.31) $$\Delta U_б = \Delta U_i \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$



Фиг. 7.6. Мостов параметричен стабилизатор на напрежение

От (7.30) и (7.31) се получава резултатното изменение на изходното напрежение:

$$\Delta U_0 = \Delta U_a - \Delta U_б = \Delta U_i \left(\frac{r_z}{r_z+R_б} - \frac{R_2}{R_2+R_1} \right). \tag{7.32}$$

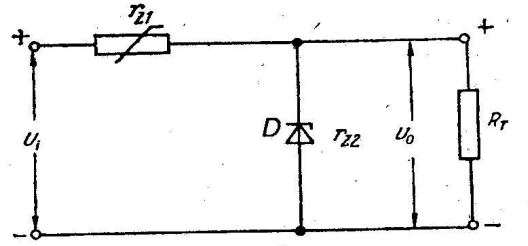
При подходящ подбор на резисторите R_1 и R_2 изразът в скобите може да стане равен на нула, т.е. коефициентът на стабилизация да стане равен на безкрайност.

Тези изводи важат само при неизменно товарно съпротивление $R_т$, тъй като вътрешното съпротивление на схемата е сравнително голямо:

$$r_i \approx \frac{(r_z+R_2)(R_1+R_б)}{r_z+R_2+R_1+R_б}. \tag{7.33}$$

Това е един съществен недостатък на схемата. Друг недостатък е, че входното и изходното напрежение нямат обща точка и следователно не могат едновременно да се свързват към земя.

Голямо повишаване на коефициента на стабилизация може да се постигне и при най-простата схема (вж. фиг. 7.4 *а*), ако $R_б$ има стойност, много по-голяма от $R_т$ и r_z. Тогава от (7.20) се вижда, че k_U също ще нарасне много. За да не се увеличи прекалено много входното напрежение U_i, вместо обикновен резистор за $R_б$ се употребява съпротивление от типа R_T. На фиг. 7.7 е показана принципна схема на стабилизатор от този вид. В този случай коефициентът на стабилизация по напрежение е



Фиг. 7.7. Параметричен стабилизатор на напрежение с динамично баластно съпротивление

$$k_U = \frac{U_0}{U_i} \cdot \frac{r_{z_1}}{r_{z_2}}. \tag{7.34}$$

Параметричните стабилизатори на напрежение със силициеви стабилитрони се влияят от температурата. При изменение на температурата на стабилитрона се променя изходното напрежение. Това изменение се определя от температурния коефициент на стабилизатора γ, който зависи от температурния коефициент на напрежение на стабилитрона (ТКН). За съвременните силициеви стабилитрони ТКН се изменя между – 0,06 %/°С и +0,12 %/°С, като за напрежения под 6 V той е отрицателен, а за напрежения над 7 V – положителен. За стабилитроните с напрежение между 6 и 7 V ТКН и r_z са минимални.

За намаляване на γ се прилага температурна компенсация, като последователно със стабилитрона се включват диоди с еднакъв по стойност и обратен по знак ТКН. При някои типове стабилитрони такава компенсация е направена вътрешно още при производството им.

Когато е необходимо да се получи по-високо напрежение на стабилизация, стабилитроните могат да се свързват последователно. В този случай изходното напрежение е равно на сумата от напреженията на отделните стабилитрони.

На фиг. 7.8 е показана схемата на стабилизатор с три последователно включени силициеви стабилитрона. Тук е възможно получаването на напрежения с междинни стойности – U_{0_1}, U_{0_2}. Общото динамично съпротивление на стабилизатора е равно на сумата от динамичните съпротивления на отделните стабилитрони:

$$R_{z\Sigma} = r_{z_1} + r_{z_2} + r_{z_3}. \tag{7.35}$$

Същата зависимост е в сила и за допустимата разсейвана мощност от стабилитроните:

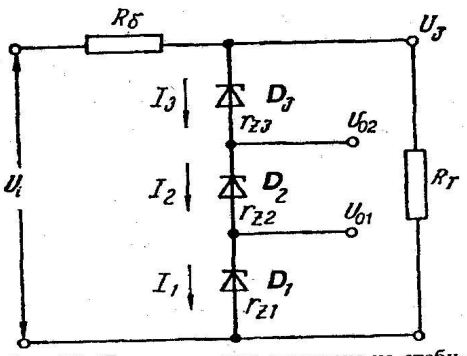
$$P_\Sigma = P_1 + P_2 + P_3. \tag{7.36}$$

Ако $P_1 = P_2 = P_3$, $P_\Sigma = 3P_1$.

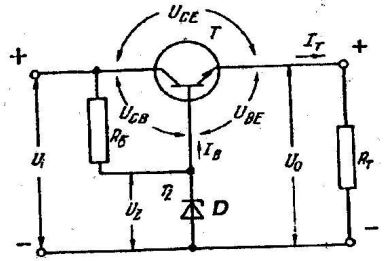
Това е един начин за разширяване на обхвата на стабилизация по мощност. Постига се по следния начин. Обикновено за дадена гама стабилитрони допустимата разсейвана мощност е еднаква. В такъв случай стабилитронът с по-ниско напрежение ще издържа по-голям ток. При свързване на два стабилитрона последователно се получава стабилизатор за повишено напрежение и по-голям допустим ток.

Паралелна работа на стабилитроните е невъзможна. Това се дължи на специфичността на характеристиките им и невъзможността практически да се подберат два стабилитрона с еднакви характеристики. Затова при паралелно свързване винаги ще работи само един стабилитрон – този с най-ниско работно напрежение.

Параметричните стабилизатори на напрежение поради малката си



Фиг. 7.8. Последователно свързване на стабилитрони



Фиг. 7.9. Параметричен стабилизатор на напрежение с постояннотоков усилвател

инертност реагират и на пулсациите на захранващото напрежение. Ето защо те изпълняват функциите и на изглаждащ филтър, с което се опростява филтърът на токоизправителя. Пулсациите на изхода на стабилизатора са $k_{ст}$ пъти по-малки от пулсациите на входа.

Ако е необходимо да се стабилизира голям товарен ток, консуматорът може да се включи чрез постояннотоков усилвател с емитерен товар (фиг. 7.9). За тази схема важат следните съотношения:

(7.37) $$U_i = U_{CB} + U_z;$$

(7.38) $$U_0 = U_z - U_{BE};$$

(7.39) $$U_0 = U_i - U_{CE}.$$

Ако се приеме, че $U_z = \text{const}$, от (7.37) се получава, че $\Delta U_i = \Delta U_{CB}$. Понеже $U_{CB} \approx U_{CE}$, може да се напише $\Delta U_i \approx \Delta U_{CE}$. Тогава от (7.39) следва, че

(7.40) $$\Delta U_0 = \Delta U_i - \Delta U_{CE} \approx 0,$$

т.е. цялата промяна на входното напрежение се поема от прехода колектор – емитер на транзистора и изходното напрежение остава неизменно. Този извод следва и от уравнение (7.8), като се има предвид, че U_{BE} се изменя малко.

Вътрешното съпротивление на схемата е

(7.41) $$r_i \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_т} + \frac{\Delta I_B}{\Delta I_т} r_z,$$

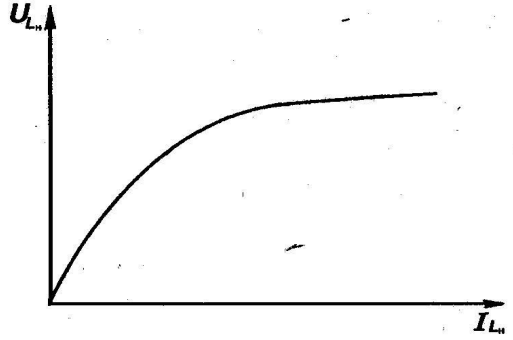
или

(7.42) $$r_i \approx h_{11B} + \frac{r_z}{h_{21E}}.$$

Вижда се, че вътрешното съпротивление на тази схема е сравнително малко и зависи от параметрите на стабилитрона и транзистора.

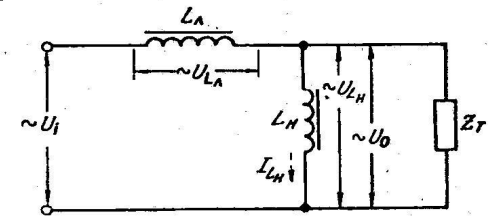
7.3. ПАРАМЕТРИЧНИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА ПРОМЕНЛИВО НАПРЕЖЕНИЕ

За параметрични стабилизатори на променливо напрежение се използват ферорезонансните стабилизатори. При тях функциите на нелинеен елемент се изпълняват от дросел с наситен феромагнитен магнитопровод. Зависимостта на напрежението от тока на дросела с наситен магнитопровод е показана на фиг. 7.10 и е характерна за съпротивленията от вида R_U. Следователно, ако паралелно на такъв дросел се включи консуматор, напрежението между неговите клеми при изменение на товарния ток в определени граници остава без изменение.



Фиг. 7.10. Волт-амперна характеристика на дросел с желязна сърцевина

На фиг. 7.11 е показан най-простият електромагнитен стабилизатор на напрежение. Дроселът $L_л$ е с ненаситен магнитопровод и работи в линейната част на волт-амперната си характеристика, а дроселът $L_н$ е с наситен магнитопровод и паралелно на него е включен консуматорът $Z_т$. Работата на стабилизатора на празен ход е илюстрирана с графиките на фиг. 7.12. Ако се пренебрегнат загубите в стоманата и медта, може да се смята, че напреженията $U_{L_л}$ и $U_{L_н}$ съвпадат по фаза и сумата им е равна на входното напрежение:

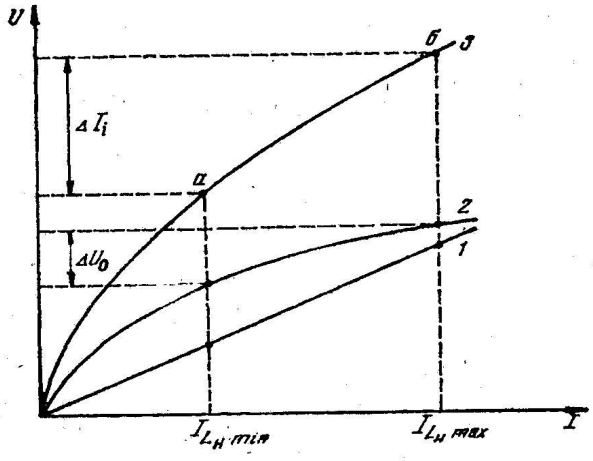


Фиг. 7.11. Електромагнитен стабилизатор на напрежение

(7.43) $U_i = U_{L_л}$ и $U_{L_н}$.

От това равенство може да се построи функцията $U_i = f(I)$ при празен ход (крива *3*, фиг. 7.12). Като се сравняват режимите на работа за точки *а* и *б*, се вижда, че с увеличаването на U_i напрежението върху дросела с ненаситен магнитопровод (*линеен* дросел) расте пропорционално на тока (крива *1*, фиг. 7.12), докато напрежението върху дросела с наситен магнитопровод (*наситен* дросел) малко се увеличава (крива *2*, фиг. 7.12). Ето защо относителното изменение на напрежението на изхода е по-малко от относителното изменение на входното напрежение и се постига ефект на стабилизация.

Както се вижда от фиг. 7.12, минималният работен ток (т. *а*) има значителна стойност, най-често по-голяма от тока на консуматора. Пора-

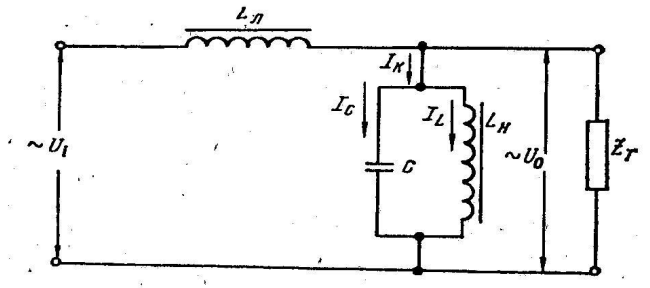


Фиг. 7.12. Волт-амперна характеристика на стабилизатора от фиг. 7.11

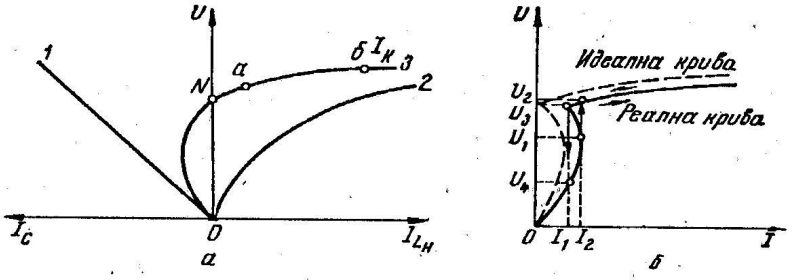
ди индуктивния характер на този ток факторът на мощността cosφ е твърде малък (0,2–0,3). Освен това обхватът на стабилизатора е сравнително малък. Ето защо този тип стабилизатори не се употребяват вече.

Чувствително подобряване на качествата на стабилизатора настъпва, ако паралелно на наситения дросел се включи кондензатор *C* (фиг. 7.13). Капацитетът на този кондензатор се подбира така, че заедно с индуктивността на дросела $L_н$ да образува паралелен резонансен кръг, настроен на честотата на захранващата мрежа. Поради зависимостта на индуктивността $L_н$ от напрежението налице е явлението *феморезонанс*, при което резонанс настъпва не само при определена честота, но и при определено напрежение на кръга.

Напрежението на кондензатора е пропорционално на протичащия през



Фиг. 7.13. Феморезонансен стабилизатор на напрежение



Фиг. 7.14. Волт-амперни характеристики на феморезонансния стабилизатор от фиг. 7.13

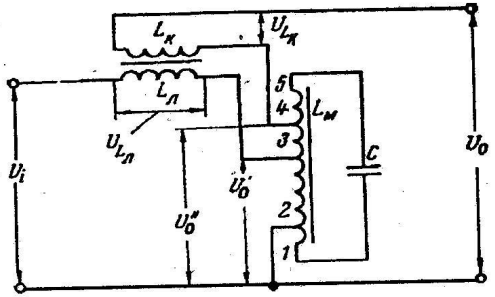
него ток (фиг. 7.14 *а*, крива *1*), а зависимостта на напрежението от тока на дросела се определя от намагнитващата крива (фиг. 7.14 *а*, крива *2*). Токовете им са с противоположни фази и за да се намери характеристиката на феморезонансния кръг, трябва да се сумират токовете на двата клона (фиг. 7.14 *а*, крива *3*). От крива *3* се вижда, че при ниски напрежения резултатният ток има капацитивен характер. В точката *N* токовете на двата клона са равни и през неразклонената част токът е равен на нула. Това е точката на резонанса. След тази точка общият ток придобива индуктивен характер, а крива *3* става още по-полегата.

Ако не се вземе под внимание дефазирането между токовете през капацитивния и индуктивния клон и ако кръгът е без загуби, получава се кривата, начертана с прекъсната линия на фиг. 7.14 *б*. В действителност съществуват определени загуби, затова цялата крива се измества надясно.

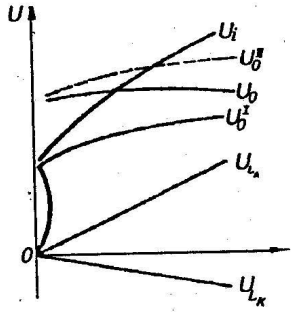
От съпоставянето на реалната крива от фиг. 7.14 *б* с крива *2* от фиг. 7.12 става ясно, че феморезонансните стабилизатори имат редица особености в сравнение с електромагнитните стабилизатори (вж. фиг. 7.11). Например на стойности на тока, по-малки от I_2, могат да съответстват три стойности на напрежението. Обаче не всички са стабилни. Поради това първоначално с увеличаване на тока напрежението нараства от 0 до U_1 непрекъснато и след това със скок достига стойността

U_2. Прието е точката U_2 да се нарича *скок на стабилизацията*, понеже от нея започва работният участък на стабилизатора. При намаляване на тока напрежението се изменя плавно до U_3, след което със скок намалява до U_4.

Ферорезонансният стабилизатор, показан на фиг. 7.13, почти не се използва на практика, тъй като не може да осигури голям коефициент на стабилизация. Освен това при тази схема изходното напрежение винаги се получава по-ниско от захранващото. Тези недостатъци са отстранени при стабилизатора, показан на фиг. 7.15. Както се вижда, основните елементи – линейният и наситеният дросел – и тук са налице. Ново е това, че изходното напрежение U_0 се получава повишено спрямо действителната си стойност U_0' поради автотрансформаторното свързване на наситения дросел. Освен това върху магнитопровода на линейния дросел е навита



Фиг. 7.15. Ферорезонансен стабилизатор с подобрени характеристики



Фиг. 7.16. Характеристика на стабилизатора от фиг. 7.15

компенсиращата намотка $L_к$, която е свързана последователно в изходната верига и е с противофазно напрежение. Действието на стабилизатора е илюстрирано с диаграмите на фиг. 7.16. Вижда се влиянието на напрежението на компенсиращата намотка за намаляване на наклона на изходното напрежение U_0'' и оттам и за подобряване на коефициента на стабилизация.

За по-добро използване на кондензатора по мощност той се включва автотрансформаторно към наситения дросел. Понеже напрежението се повишава, необходимата реактивна мощност се получава при по-малък капацитет:

(7.44) $$P_C = \frac{U_C^2}{x_C}.$$

Оттук

(7.45) $$C = \frac{P_C}{\omega U_C^2}.$$

Вижда се, че стойността на капацитета на кондензатора е обратно пропорционална на втората степен на напрежението.

Ферорезонансните стабилизатори с паралелен трептящ кръг се отличават с просто устройство, дълъг период на работа, сигурност и малка инертност. Обхватът на стабилизация е около ±25 %, но при понижено натоварване може да се достигне ±50 %. Точността на стабилизация достига ±1 %.

Изходното напрежение силно зависи от честотата. Изменението ѝ с 1 % може да предизвика изменение на изходното напрежение с 2–3 %.

Поради наличието на дросел с наситена желязна сърцевина изходното напрежение на стабилизатора е с изкривена форма – въвеждат се нечетни хармоници. Това изкривяване на формата налага измерването на ефективната стойност на изходното напрежение да не се извършва с волтметри от детекторната система, понеже ще се допусне голяма грешка. Когато се налага получаването на синусоидно изходно напрежение, на изхода на стабилизатора се включват последователни резонансни филтри, настроени на трети, пети и седми хармоник. Тогава коефициентът на нелинейни изкривявания може да се намали до 2–3 %. Ако е необходимо още по-добро филтриране, се употребяват по-сложни Г-образни филтри с резонансни кръгове.

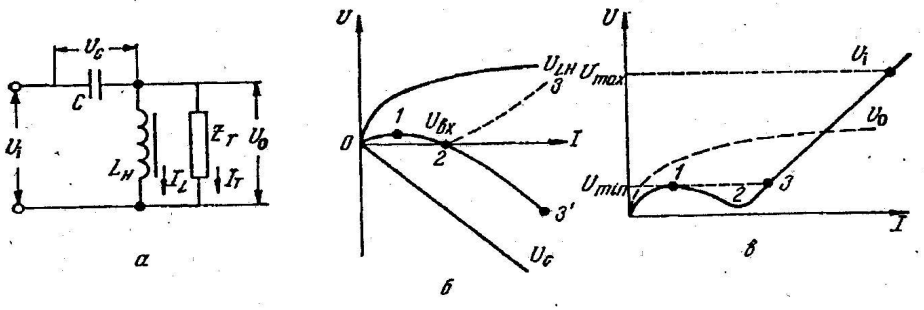
Факторът на мощността е малък (0,5–0,8), което се определя не само от фазовата разлика между напрежението и тока, но и от нелинейните изкривявания.

К.п.д. на ферорезонансните стабилизатори е около 50–60 % при мощности до 500 VA и около 80–85 % при мощности над 500 VA.

При използване на ферорезонансни стабилизатори трябва да се има предвид, че те са източници на силни разсеяни променливи електромагнитни полета. Това в най-общ случай изисква монтирането на стабилизатора далеч от феромагнитни предмети и чувствителни електрически вериги.

В някои случаи за стабилизиране на малки мощности при голям обхват на входното напрежение се използват последователни ферорезонансни стабилизатори. Схема на най-простия стабилизатор от този тип е показана на фиг. 7.17 *а*. Работата на стабилизатора на празен ход е илюстрирана на фиг. 7.17 *б*. Кривата на входното напрежение $U_i = U_C + U_{Lн} = f(I)$ има два участъка – *0–2* и *2–3*, които се различават по характера на преобладаващото напрежение – индуктивен или капацитивен. Точката *2* отговаря на резонанса при идеални условия, т.е. без загуби. Показаната на фиг. 7.17 *в* волт-амперна характеристика е снета, без да са взети предвид фазата на тока и наличието на загуби в елементите.

При ниски входни напрежения стабилизаторът работи в областта на



Фиг. 7.17. Стабилизатор на напрежение с последователен феророзонанс
а – принципна схема; *б*, *в* – волт-амперни характеристики

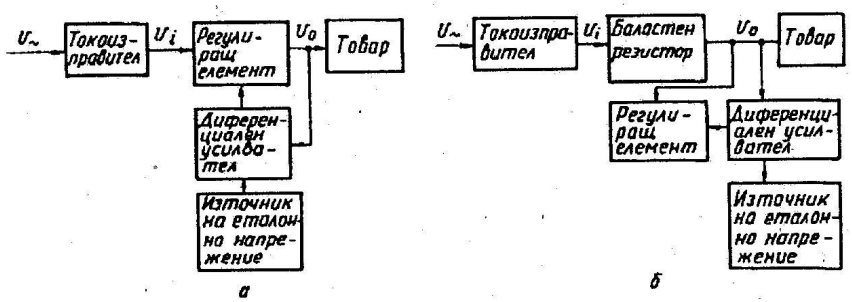
възходящия участък от кривата *0–1*. С по-нататъшното увеличаване на напрежението се получава скокообразен преход на режима от т. *1* в т. *3*, като напрежението на изхода на стабилизатора достига зададената стойност. Стабилизаторът влиза в режим на стабилизация и по-нататъшното увеличаване на входното напрежение не предизвиква забележимо изменение на изходното напрежение.

7.4. КОМПЕНСАЦИОННИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С НЕПРЕКЪСНАТО ДЕЙСТВИЕ

Компенсационните стабилизатори на постоянно напрежение с непрекъснато действие представляват автоматични регулатори на напрежение, които поддържат напрежението на изхода си неизменно, като го сравняват с еталонно напрежение. В най-общия случай такъв стабилизатор съдържа: източник на еталонно напрежение, диференциален усилвател, верига за отрицателна обратна връзка и регулиращ елемент, който най-често е усилвател на мощност.

Стабилизаторите на постоянно напрежение могат да бъдат изпълнени по схема от последователен или от паралелен тип.

На фиг. 7.18 *а* е показана блоковата схема на *стабилизатор от последователен тип*, а на фиг. 7.18 *б* – на *стабилизатор от паралелен тип*. При последователната схема регулиращият елемент е включен последователно с товара и стабилизацията на изходното напрежение се осъществява чрез изменението на пада на напрежение върху регулиращия елемент. При паралелната схема регулиращият елемент е включен паралелно към товара и стабилизацията на изходното напрежение се извършва чрез изменение на пада на напрежение върху баластния резистор, свързан последователно с товара. Стойността на това напрежение е пропорционална на сумата от токовете през товара и



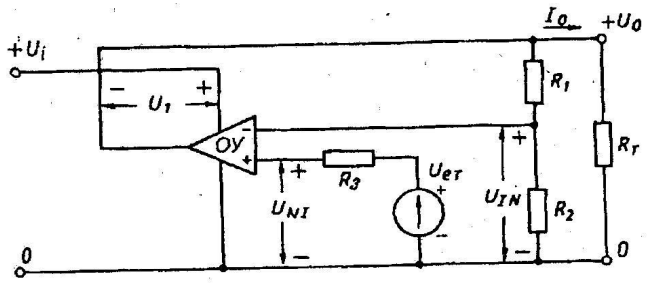
Фиг. 7.18. Блокови схеми на компенсационни стабилизатори на напрежение
а – от последователен тип; *б* – от паралелен тип

регулиращия елемент.

Компенсационните стабилизатори на постоянно напрежение с непрекъснато действие имат следните качества:

1. Голям коефициент на стабилизация.
2. Малко вътрешно съпротивление.
3. Малък к.п.д.

Стабилизатор на напрежение от последователен тип. Най-простият стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие е показан на фиг.



Фиг. 7.19. Последователен стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие

7.19. Състои се от диференциален усилвател, реализиран с операционен усилвател ОУ, източник на еталонно напрежение $U_{ет}$ и делител на напрежение за обратна връзка R_1, R_2. Стабилизираното напрежение се получава на изхода на усилвателя. Източникът на еталонно напрежение е свързан към неинвертиращия вход, а част от изходното напрежение – към инвертиращия вход на усилвателя.

Резисторът R_3 изравнява входното съпротивление на неинвертиращия вход на усилвателя с входното съпротивление на инвертиращия вход. По този начин се постига температурна стабилизация. За да се изпълни тази

(7.61) $$\Delta U_{опх} = -k_y \sigma \Delta U_0.$$

От друга страна

(7.62) $$U_{опх} = U_0 + R_0 I_0$$

и

(7.63) $$\Delta U_{опх} = \Delta U_0 + \Delta I_0 R_0.$$

От (7.61) и (7.63) се получава

(7.64) $$\Delta U_0 + \Delta I_0 R_0 = -k_y \sigma \Delta U_0,$$

или

(7.65) $$\Delta U_0 (1 + k_y \sigma) = -\Delta I_0 R_0.$$

Тогава

(7.66) $$-\frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} = \frac{R_0}{1+k_y \sigma} = R_i$$

е вътрешното съпротивление на стабилизатора. При $k_y > 1000$ формула (7.66) се опростява:

(7.67) $$R_i = \frac{R_0}{k_y \sigma}.$$

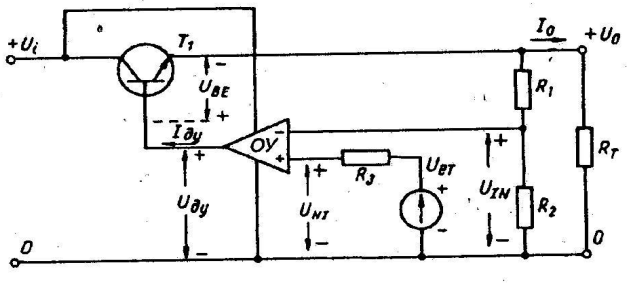
Ако $k_y \sigma$ се замести от (7.59), се получава

(7.68) $$R_i = \frac{U_0 R_0}{U_i k_{ст}}.$$

Формули (7.67) и (7.68) са равностойни.

Стабилизатор на напрежение за голям изходен ток. Разгледаните дотук компенсационни стабилизатори на напрежение имат максимален изходен ток I_0, равен на максималния допустим ток на диференциалния усилвател. Почти винаги тази стойност е недостатъчна за захранване на електронна апаратура. За да се увеличи изходният ток на стабилизатора, към диференциалния усилвател се включва допълнителен усилвател на ток.

На фиг. 7.22 е показана схема на такъв стабилизатор. Тя се различава от схемата на фиг. 7.19 по това, че е добавен транзисторът T_1, който е свързан по схема с общ колектор или т.нар. емитерен повторител. В този случай изходното напрежение на стабилизатора U_0 е приблизително рав-



Фиг. 7.22. Стабилизатор на напрежение за голям изходен ток

но на изходното напрежение на диференциалния усилвател $U_{ду}$.

Понеже отрицателната обратна връзка се взема от изхода на стабилизатора, изходното му напрежение се определя от (7.52) и е

$$U_0 = \frac{U_{ет}}{\sigma}.$$

Тогава

(7.69) $$U_{ду} = U_0 + U_{BE_{T_1}}.$$

Коефициентът на стабилизация и тук се определя съгласно със (7.59), защото усилвателят с транзистора T_1 има коефициент на усилване по напрежение приблизително единица (затова се нарича емитерен повторител).

Изходният ток на стабилизатора е

(7.70) $$I_0 = h_{21E_{T_1}} . I_{ду},$$

където $h_{21E_{T_1}}$ е статичният коефициент на усилване по ток на транзистора T_1;

$I_{ду}$ – изходният ток на диференциалния усилвател.

Вътрешното съпротивление на стабилизатора се получава от (7.64), като към R_0 се прибави входното съпротивление на транзистора T_1, приведено към тока на диференциалния усилвател:

(7.71) $$\Delta U_0 + \Delta I_0 R_0 + h_{11E_{T_1}} . \frac{\Delta I_0}{h_{21E_{T_1}}} = -k_y \sigma \Delta U_0.$$

След аналогични на предния случай преработки на (7.71) се получава

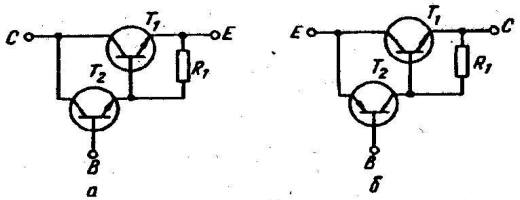
(7.72) $$R_i = \frac{\frac{R_0}{h_{21E_{T_1}}} + h_{11E_{T_1}}}{k_y \sigma} = \frac{\frac{R_0 + h_{11E_{T_1}}}{h_{21E_{T_1}}}}{k_y \sigma},$$

или

(7.73) $$R_i = \frac{U_0}{U_i} \frac{\frac{R_0}{h_{21E_{T_1}}} + h_{11E_{T_1}}}{k_y \sigma} = \frac{U_0}{U_i} \frac{\frac{R_0 + h_{11E_{T_1}}}{h_{21E_{T_1}}}}{k_y \sigma},$$

Изходният ток на диференциалния усилвател е конструктивно определена величина и обикновено има стойност около 10 mA. Тогава изходният ток на стабилизатора зависи само от статичния коефициент на усилване на транзистора T_1 (7.70). За получаване на голям изходен ток I_0 е необходим голям статичен коефициент на усилване по ток на транзистора:

(7.74) $$h_{21E} = \frac{I_0}{I_{ду}}.$$



Фиг. 7.23 Съставни транзистори
а – схема на Дарлингтон; *б* – схема с допълнителна симетрия

Много често не е възможно да се постигне такова усилване само с един транзистор и се налага използването на т.нар. *съставен транзистор* (фиг. 7.23).

Съставен транзистор като регулиращ елемент. Съставните транзистори са два вида:

– изработени от транзистори с еднотипна проводимост (само NPN или само PNP) – схема на Дарлингтон;

– изработени от транзистори с различна, редуваща се проводимост – схема с допълнителна симетрия.

На фиг. 7.23 *а* е показана т.нар. *схема на Дарлингтон*. Нейните параметри са следните:

– статичен коефициент на усилване по ток, равен на произведението от статичните коефициенти на усилване на отделните транзистори

(7.75) $$h_{21\Sigma} = h_{21_{T_1}} + h_{21_{T_2}};$$

– голямо входно съпротивление

(7.76) $$h_{11E\Sigma} = h_{11E_{T_2}} + h_{11E_{T_1}} h_{21E_{T_2}};$$

– напрежение на насищане

(7.77) $$U_{CEsat\Sigma} = U_{CEsat_{T_2}} + U_{BE_{T_1}}.$$

По тази схема могат да се свържат и по-голям брой транзистори както от NPN, така и от PNP тип. Изводите на колектора и на емитера на съставния транзистор винаги съвпадат с едноименните електроди на най-мощния транзистор от схемата, а от базовият извод е базата на най-маломощния, входен транзистор.

Схемата, показана на фиг. 7.23 *б*, е т.нар. схема на *съставен транзистор с допълнителна симетрия*. При нея са използвани двойка транзистори с различна проводимост. По тази схема също могат да се свържат неограничен брой транзистори, но трябва да се редуват по вида на проводимостта – NPN, PNP и т.н. Изводите на еквивалентния транзистор изцяло се определят от изводите на входния, най-маломощния транзистор,

в случая T_2. Този транзистор определя и типа на проводимостта на съставния транзистор – PNP или NPN (в случая PNP). Схемата има следните предимства:

– статичен коефициент на усилване по ток, равен на произведението от статичните коефициенти на усилване на отделните транзистори

(7.78) $$h_{21E\Sigma} = h_{21E_{T_1}} h_{21E_{T_2}};$$

– малко входно съпротивление, равно на входното съпротивление на входния транзистор

(7.79) $$h_{11E\Sigma} = h_{11E_{T_2}};$$

– напрежение на насищане

(7.80) $$U_{CEsat\Sigma} = U_{CEsat_{T_2}} + U_{BE_{T_1}}.$$

Това напрежение на насищане остава едно и също независимо от броя на транзисторите в схемата, понеже всяка двойка разнополярни транзистори са свързани паралелно с емитерите и колекторите си, за разлика от предишната схема, където всички преходи база–емитер са свързани последователно.

От сравнението на двете схеми се вижда, че за регулиращ транзистор в последователните стабилизатори на напрежение е по-добре да се използва схемата с допълнителна симетрия (фиг. 7.23 *б*). Нейните предимства пред схемата на Дарлингтон са:

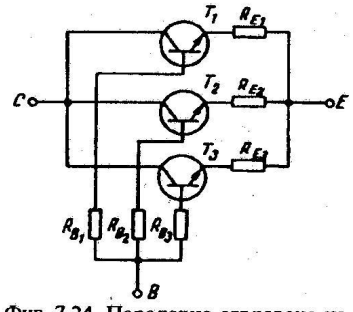
– малко входно съпротивление независимо от броя на транзисторите;

– малко напрежение на насищане независимо от броя на транзисторите;

– възможност за свободен избор на вида на проводимостта на съставния транзистор независимо от проводимостта на най-мощния транзистор.

Тези предимства се проявяват най-добре при три или повече транзистори, свързани по посочената схема.

Паралелно свързани транзистори. Това свързване (фиг. 7.24) се използва, когато е невъзможно изходният ток на стабилизатора да се получи само с един транзистор. Транзисторите, които се свързват паралелно, трябва да са от един и същи тип и с еднакви статични коефициенти на усилване по ток. Малките разлики в коефициентите и нелинейността на характеристиките им се изравняват чрез създаването на отрицателна обратна връзка по ток за всеки транзистор. Това се постига чрез включването на



Фиг. 7.24. Паралелно свързване на транзистори

резисторите R_{E_1}, R_{E_2} и R_{E_3}. Ако токът на някой от паралелно свързаните транзистори се увеличи спрямо останалите, падът на напрежение върху неговия резистор R_E се увеличава. Този напрежителен пад действа запушващо на съответния транзистор и по този начин токът му се изравнява с тока на останалите транзистори.

Съпротивлението на резистора R_E се избира така, че напрежителният пад върху него да е

(7.81) $$U_{R_E} = I_E R_E = (0{,}3 \div 0{,}6),\ \text{V}.$$

Резисторите R_{B_1}, R_{B_2} и R_{B_3} невинаги са необходими. Те предотвратяват самовъзбуждането на схемата и допълнително изравняват входните съпротивления на отделните паралелно свързани транзистори.

Поради наличието на резистори в емитерните и базовите вериги на транзисторите входното им съпротивление и напрежението на насищане се увеличават. Това е неблагоприятно за работата на стабилизатора, затова трябва да се използват възможно най-малките стойности на тези съпротивления.

Максималният брой на паралелно свързаните транзистори теоретично е неограничен. Ограничение има обаче от конструктивно-технологични съображения и от факта, че базовите токове на всички транзистори от групата се сумират и се получава твърде голям резултатен базов ток. Този ток обикновено се осигурява от един транзистор от същия тип, свързан по схемата на Дарлингтон с групата от N паралелно свързани транзистори. Неговият емитерен ток се определя от формулата

(7.82) $$I_E = \sum_{i=1}^{N} I_{B_i} = N I_{B_N}.$$

Но базовият ток на всеки от паралелно свързаните транзистори е

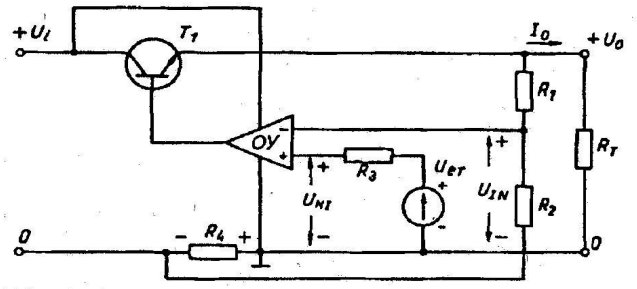
(7.83) $$I_{B_N} = \frac{I_E}{h_{21E}} = \frac{I_0}{N}\,\frac{1}{h_{21E}}.$$

От (7.82) и (7.83) се получава

(7.84) $$N_{\max} = h_{21E}.$$

За мощните транзистори ($I_C = 10 \div 20A$) h_{21E} е в границите от 10 до 30. В тези граници е и максималният брой паралелно свързани транзистори от една група.

Компенсиране на вътрешното съпротивление на стабилизатора. От (7.72) и (7.73) се вижда, че вътрешното съпротивление на стабилизатора може да се намали с подбор на подходящи параметри на усилвателя и на регулиращия транзистор, но не може да достигне нулева стойност. Когато се поставя изискването изходното напрежение на стабилизатора да бъде независимо от товарния ток ($R_l = 0$) или напрежението да се повишава при нарастването на тока ($R_l < 0$), се налага



Фиг. 7.25*а*. Стабилизатор на напрежение с малко вътрешно съпротивление

въвеждането на *положителна обратна връзка по товарен ток* (фиг. 7.25*а*).

Действието на схемата е следното. Чрез резистивния делител на напрежение R_1, R_2 се осъществява отрицателна обратна връзка по изходно напрежение и неговото стабилизиране. С резистора R_4 се въвежда положителна обратна връзка по изходен ток. Тогава напрежението, подавано към инвертиращия вход на усилвателя, е

(7.85) $$U_{\text{IN}} = U_0 \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_2 + R_4} - I_0 R_4.$$

Понеже съпротивлението на R_4 е с няколко порядъка по-малко от съпротивлението на R_1 и R_2, то може да се пренебрегне и горното равенство добива вида

(7.86) $$U_{\text{IN}} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_0 R_4 = U_0 \sigma - I_0 R_4.$$

От (7.47), (7.48) и (7.86) се получава

(7.87) $$U_0 = k_y \frac{U_{\text{ет}} + I_0 R_4}{1 + k_y \sigma}.$$

Ако в знаменателя единицата се пренебрегне, понеже $k_y \sigma \gg 1$, тогава

(7.88) $$U_0 = \frac{U_{\text{ет}} + I_0 R_4}{\sigma}.$$

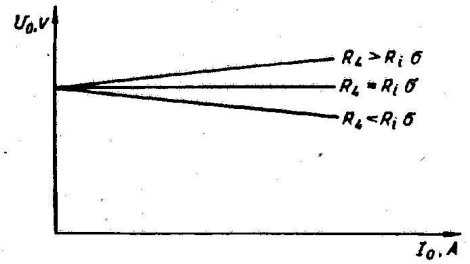
При промяна на тока I_0 изходното напрежение се изменя от вътрешното съпротивление на стабилизатора така

(7.89) $$\Delta U_0 = -\Delta I_0 R_i.$$

Обаче, съгласно със (7.88), под въздействието на положителната обратна връзка по ток изходното напрежение ще се увеличи с

(7.90) $$\Delta U_1 = \frac{\Delta I_0 R_4}{\sigma}.$$

Тази промяна е с обратен знак на вътрешния пад на напрежение, т.е



Фиг. 7.25 *б*. Товарни характеристики на стабилизатора от фиг. 7.25*а*

изходното напрежение ще се увеличава. Ако се постави изискването в крайна сметка изходното напрежение да не се промени, т.е.

(7.91) $$\Delta U_0 + \Delta U_1 = 0,$$

тогава от (7.89) и (7.90) се получава

(7.92) $$\Delta I_0 R_i = \frac{\Delta I_0 R_4}{\sigma},$$

или

(7.93) $$R_4 = \sigma R_i.$$

Вътрешното съпротивление на стабилизатора R_i се определя от формулите (7.66), (7.67), (7.72), (7.73). На фиг. 7.25 *б* са показани *товарните характеристики* на стабилизатора от фиг. 7.25 *а* при различни стойности на R_4.

7.5. ЗАЩИТА НА ТРАНЗИСТОРНИТЕ СТАБИЛИЗАТОРИ ОТ СВРЪХТОКОВЕ И ПРЕНАПРЕЖЕНИЯ

7.5.1. Защита от свръхтокове

По време на работа токът в изходната верига на електронния стабилизатор на напрежение може да нарасне над допустимата стойност и да се получи т.нар. *свръхток*. Причини за това могат да бъдат: неподходящ товар, късо съединение в товарната верига, неправилен режим на работа на товара и т.н. Особено опасен за стабилизатора е *режимът на късо съединение*, защото обратните връзки на регулатора и в този режим се стремят да поддържат изходното напрежение постоянно, т.е вътрешното съпротивление на стабилизатора е много малко и токът на късо съединение нараства многократно над номиналния. При този режим цялата мощност на захранващия токоизточник се превръща в топлина в самия токоизточник и в регулиращия транзистор на стабилизатора. Това довежда до бързо прегряване и повреда на претоварените елементи – най-често на регулиращия транзистор.

За да се предпазят стабилизаторите на напрежение от повреда при

възникване на свръхток, се използват средства за *токова защита*. Те могат да се разделят на две групи:

а) защита с общо предназначение;

б) електронни защити.

Защитите с общо предназначение се използват широко в електротехниката и като частен случай се прилагат и при електронните стабилизатори. Те са:

Защита с разтопяеми предпазители. Тези предпазители имат разтопяема вложка (жичка). Те представляват изкуствено създадено слабо място в електрическата верига, което се прекъсва при възникване на свръхток. Прекъсването става вследствие на разтопяване от прегряване на специално калибрирана токопровеждаща вложка. Времето, за което предпазителят прекъсва веригата след възникване на свръхток, зависи от конструкцията му и от големината на тока. При токово претоварване, по-голямо от 10-кратния номинален ток на предпазителя, времето за прекъсване зависи само от конструкцията на предпазителя. В тази връзка съществуват следните видове предпазители:

а) бързодействащи;

б) нормални;

в) бавнодействащи.

Бързодействащите предпазители изгарят за време, по-малко от 2ms. Те се използват за индивидуална защита на мощни и скъпи електронни вентили – диоди и тиристори.

Нормалните предпазители изгарят за време около 20 ms. Използват се широко за обща защита на електрически вериги.

Бавнодействащите предпазители имат повишена топлинна инертност и изгарят за време, по-голямо от 50 ms. Използват се за защита на електрически вериги, в които възникват краткотрайни свръхтокове през време на естествени преходни процеси – например включване на електродвигатели, трансформатори, вериги с незаредени кондензатори и др.

Разтопяемите предпазители имат следните *предимства:*

а) безотказност (техният принцип на действие гарантира 100 % изключване на веригата при поява на свръхток);

б) ниска цена;

в) лесен монтаж.

Недостатъците на разтопяемите предпазители са:

а) малка точност на прага на задействане – голям толеранс на тока на разтопяване на вложките за различните екземпляри от един и същи тип;

б) невъзможност за автоматично самовъзстановяване без намесата на оператор;

в) необходимост от постоянна наличност на резервни разтопяеми

вложки.

Разтопяемите предпазители се използват като основна защита при маломощни неотговорни стабилизатори с малка вероятност за претоварване. Освен това те са задължителна дублираща защита при всички видове токозахранващи устройства независимо от наличието на други защитни устройства и схеми.

Защита с автоматични предпазители (автомати). Автоматите представляват електромеханични апарати, които разкъсват електрическата верига по механичен път при токово претоварване. Тяхната механична система е така устроена, че да гарантира сигурно изключване дори при счупване на детайл от автомата. Изключването се извършва от пружина, която се освобождава от чувствителния спрямо тока елемент. Чувствителният елемент може да бъде един или няколко – според броя на изключваните от автомата вериги и според работната му характеристика. Съществуват чувствителни елементи, изработени с *биметална пластина*, които реагират с различна скорост на претоварването в зависимост от I^2. Електромагнитните чувствителни елементи реагират много бързо, но само от токове на късо съединение.

Автоматите с високо качество притежават всички положителни свойства на разтопяемите предпазители и нямат недостатъците им. Техен основен недостатък е високата цена, което ограничава приложението им. Използват се при тиристорни преобразуватели със средна и голяма мощност.

Релейна защита. Релейната защита се изработва от два елемента – чувствителен елемент (токово реле) и комутиращ елемент (контактор, реле). Токовото реле представлява прецизен електромеханичен апарат с точно регулируем праг на задействане. Когато токът, протичащ през бобината на релето, превиши зададената стойност, релето се задейства и изключва веригата на комутиращия контактор. Със своите силови контакти той разкъсва веригата и прекъсва свръхтока.

Този тип защита от свръхтокове се използва рядко в електронните токозахранващи устройства.

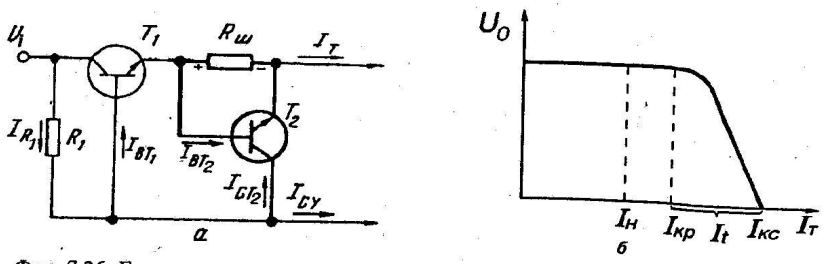
При електронните схеми за защита от свръхтокове измерителните и комутиращите елементи са електронни – най-често транзистори или тиристори. В зависимост от изходната характеристика, която получава защитаваният стабилизатор, те биват два вида:

– защита чрез токоограничаване;

– защита с релейно действие.

Електронни защити чрез токоограничаване. Този вид защита въздейства върху регулиращия транзистор на стабилизатора по такъв начин, че той ограничава тока на късо съединение до определена

стойност. На фиг. 7.26 *а* е даден вариант въз основа на схемите от фиг. 7.19 и 7.22. Показани са само допълнителните елементи на защитата, които са начертани с по-плътни линии. Действието на схемата е следното. При протичане на товарния ток $I_т$ през резистора $R_ш$ върху него се образува пад на напрежение с показаната полярност:



Фиг. 7.26. Електронна защита от свръхток с токоограничаване
а – принципна схема; *б* – външна характеристика на стабилизатора

(7.94) $$U_{R_ш} = R_ш I_т.$$

Това напрежение е пропорционално на тока $I_т$ и е приложено между база–емитер на транзистора T_2. Резисторът $R_ш$ е с малко съпротивление, затова при номинален ток падът на напрежение върху $R_ш$ не е достатъчен да отпуши транзистора T_2 и през него не тече колекторен ток. Когато товарният ток превиши номиналната си стойност и достигне една критична стойност $I_{кр}$ (фиг. 7.26 *б*), падът на напрежение върху $R_ш$ става достатъчен да отпуши транзистора T_2 и през колекторната му верига протича токът $I_{C_{T_2}}$. Този ток увеличава тока през резистора R_1, следователно и пада на напрежение върху него, което предизвиква намаляването на изходното напрежение на стабилизатора. Характеристиката му става силно падаща и изходното напрежение стига до нула при тока на късо съединение $I_{кс}$.

Токът на късо съединение (фиг. 7.26 *б*) е

(7.95) $$I_{кс} = I_{кр} + I_1.$$

Токът I_1 създава допълнителния пад на напрежение върху $R_ш$ след отпушването на транзистора T_2, за да протече необходимият колекторен ток:

(7.96) $$I_1 R_ш = h_{11E_{T_2}} \frac{I_{C_{T_2}}}{h_{21E_{T_2}}}.$$

При късо съединение цялото входно напрежение на стабилизатора се поема от транзистора T_1. Тогава колекторния ток на транзистора T_2 ще бъде

(7.97) $$I_{C_{T_2}} \approx \frac{U_i}{R_1}.$$

От съвместното решаване на уравнения (7.95), (7.96) и (7.97) се получава

(7.98) $$I_{кс} = I_{кр} + \frac{h_{11E_{T_2}} U_i}{R_1 R_ш h_{21E_{T_2}}}.$$

От (7.98) се вижда, че токът на късо съединение винаги е по-голям от тока на задействане на защитата $I_{кр}$. Разликата между тези два тока ще е много по-малка, ако транзисторът T_2 има по-малко входно съпротивление и по-голям статичен коефициент на усилване по ток.

Топлинните загуби в регулиращия транзистор в режим на късо съединение са

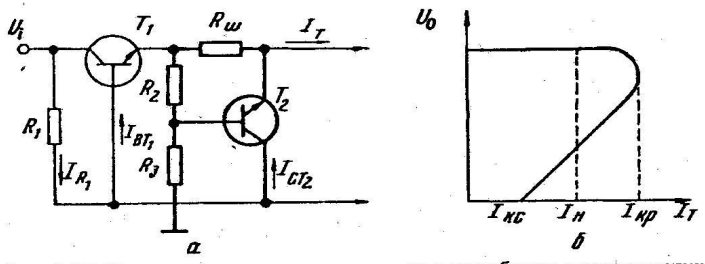
(7.99) $$P_{C_{T_1}(кс)} = U_i I_{кс}.$$

Същите загуби при нормална работа на стабилизатора с номинален ток са

(7.100) $$P_{C_{T_1}} = U_{CE_{T_1}} I_т = (U_i - U_0) I_т.$$

От сравняването на уравнения (7.99) и (7.100) става ясно, че при тази схема на защита топлинните загуби при късо съединение многократно надвишават загубите при нормален режим. За да не се повреди регулиращият транзистор, той трябва да бъде изчислен за режим на късо съединение. Това изисква голямо презапасяване по мощност, което е неефективно особено при по-мощни стабилизатори.

Друго решение на проблема е, ако токът на късо съединение се намали до такава стойност, че загубите при аварийен режим да не са по-големи от загубите при работен режим. Това се постига чрез схемата от фиг. 7.27 *а*. И тук са показани само допълнителните елементи, които трябва да се включат към стабилизаторите от фиг. 7.19 и 7.22. Между база – емитер на транзистора T_2 се подава сумата от двете напрежения. Едното от тях е напрежението върху резистора R_2, което е част от изходното напрежение



Фиг. 7.27. Електронна защита от свръхток с подобрена характеристика
а – принципна схема; *б* – външна характеристика на стабилизатора

и действа запушващо на транзистора T_2. Другото е падът на напрежение върху резистора $R_ш$, който е пропорционален на товарния ток и действа отпушващо на транзистора. Напрежението база–емитер на T_2 е

(7.101) $$U_{BE_{T_2}} = U_{R_ш} - U_{R_2} = I_т R_ш - U_0 \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Докато товарният ток $I_т$ е по-малък от критичния $I_{кр}$, резултатното напрежение $U_{BE_{T_2}}$ е отрицателно и транзисторът T_2 е запушен. Когато токът $I_т$ стане равен на критичния $I_{кр}$, напрежението $U_{BE_{T_2}}$ добива положителна стойност, достатъчна за отпушването на транзистора T_2. През него започва да тече колекторен ток $I_{C_{T_2}}$, който увеличава пада на напрежение върху R_1, т.е. върху транзистора T_1, и изходното напрежение започва да намалява. От (7.101) следва, че това предизвиква увеличаване на положителното напрежение на базата на транзистора T_2 и неговият колекторен ток се увеличава, а изходното напрежение на стабилизатора се намалява още и т.н. Процесът се развива лавинообразно и при късо съединение токът се ограничава до стойност, по-малка от критичния и от номиналния ток.

При товарен ток, равен на критичния, транзисторът T_1 разсейва най-голяма топлинна мощност:

(7.102) $$P_{C_{T_1}(кр)} = (U_i - U_0) I_{кр}.$$

Топлинната мощност върху транзистора T_1 при късо съединение е

(7.103) $$P_{C_{T_1}(кс)} = U_i I_{кс}.$$

Ако двете мощности са равни, тогава

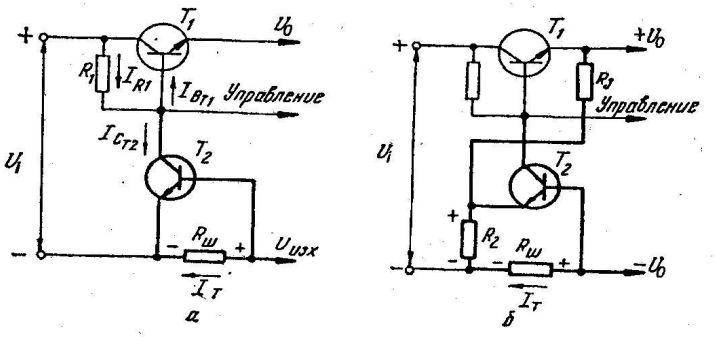
(7.104) $$U_i I_{кс} = (U_i - U_0) I_{кр},$$

или

(7.105) $$I_{кс} = I_{кр} \left(1 - \frac{U_0}{U_i}\right).$$

При изпълнение на условието (7.105) транзисторът T_1 при режим на късо съединение е натоварен топлинно също толкова, колкото и при номинален работен режим.

Транзисторът T_2 в схемите от фиг. 7.26 *а* и 7.27 *а* може да се свърже и по начините, показани на фиг. 7.28. Действието на схемата от фиг. 7.28 *а* е аналогично на действието на схемата от фиг. 7.26 *а*, а на схемата от фиг. 7.28 *б* – на действието на схемата от фиг. 7.27 *а*. Различието се състои само в мястото на включване на резистора $R_ш$. Тук той е свързан към проводника с отрицателна полярност. Това в някои случаи е по-удобно, например при прилагане на положителна обратна връзка по ток (фиг. 7.25) може да се използва един и същи резистор за обратна връзка и за защита.



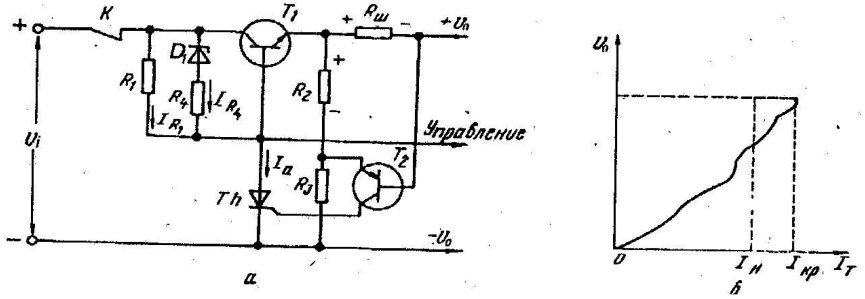
Фиг. 7.28. Схема на включване на резистора $R_ш$ в отрицателната шина
а – за получаване на характеристиката от фиг. 7.26 *б*; *б* – за получаване на характеристиката от фиг. 7.27 *б*

За схемите от фиг. 7.28 трябва да се има предвид, че транзисторът T_2 при нормален работен режим на стабилизатора има напрежение колектор–емитер, което е равно на изходното напрежение:

(7.106) $$U_{CE_{T_2}} = U_0.$$

Всички разгледани дотук схеми на електронни защити чрез токоограничаване се самовъзстановяват при премахване на причината за претоварването.

Електронна защита от свръхток с релейно действие. Най-важната особеност на защитата с релейно действие е тази, че при претоварване тя изключва товарния ток ($I_{кс} = 0$) и остава в това състояние, докато ѝ се окаже външно въздействие за повторно включване. Ако своевременно причината за претоварването е била отстранена, стабилизаторът се включва и заработва в нормален режим. Ако причината за претоварването по ток продължава да съществува, защитата веднага отново прекъсва тока.



Фиг. 7.29. Защита от свръхток с релейно действие
а – принципна схема; *б* – външна характеристика на стабилизатора

На фиг. 7.29 *а* е показана схема на защита от свръхток с релейно действие. Релейният елемент е маломощният тиристор *Th*, който се управлява от транзистора T_2. Транзисторът T_2 е от тип PNP и е свързан по известната вече от фиг. 7.27 *а* схема. Напрежението върху резистора R_2 действа запушващо, а напрежението върху резистора $R_ш$ – отпушващо на транзистора T_2. Когато токът през $R_ш$ нарасне до стойност, равна на критичната – $I_т = I_{кр}$, транзисторът T_2 се отпушва и през управляващия електрод на тиристора *Th* протича ток. Тиристорът се включва и потенциалът на базата на регулиращия транзистор T_1 се изравнява с този на отрицателната шина на стабилизатора. Транзисторът T_1 се запушва, товарният ток става равен на нула (фиг. 7.29 *б*). Даденото състояние остава устойчиво до възстановяване на управляващите свойства на тиристора. Това може да стане само чрез прекъсване на тока през веригата на стабилизатора, т.е. на тиристора, чрез отваряне на ключа *K*. В никакъв случай не трябва да се прекъсва веригата само на тиристора *Th*, защото в този момент стабилизаторът ще остане без защита.

Стабилитронът D_1 и резисторът R_4 осигуряват допълнителен ток, необходим за удържане на тиристора във включено състояние. При нормална работа на стабилизатора напрежението върху резистора R_1 е по-малко от работното напрежение на стабилитрона:

(7.107) $$U_{R_1} \approx U_i - U_0 < U_{z_1}$$

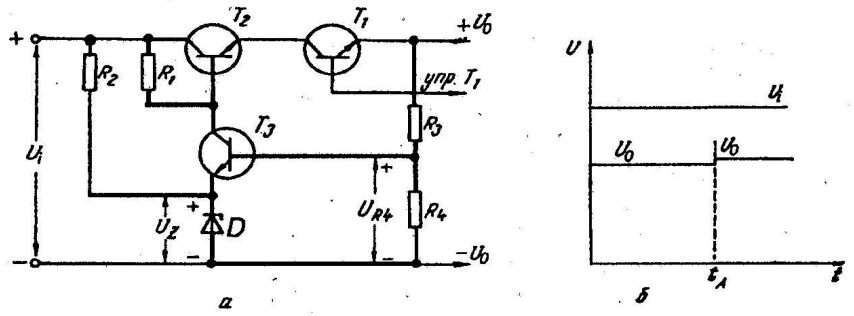
и веригата D_1, R_4 не оказва влияние на работата на стабилизатора. При включен тиристор $U_0 = 0$ и $U_{R_1} = U_i$. Токът през тиристора е

(7.108) $$I_{F_{Th}} = \frac{U_i}{R_1} + \frac{U_i - U_{z_1}}{R_4}.$$

Този ток трябва да бъде достатъчен за удържане на тиристора във включено състояние.

7.5.2. Защита от пренапрежения

Пренапрежения биха могли да се появят на входа и на изхода на стабилизатора. Пренапреженията на входа са изключително рядко срещано явление и обикновено се дължат на грешно включване към по-високо захранващо напрежение. Ето защо този вариант тук няма да бъде разгледан. Пренапреженията на изхода на стабилизатора могат да възникнат при повреда в случаите, когато регулиращият транзистор е пробит или наситен вследствие на повреда в усилвателя. В този случай цялото входно напрежение на стабилизатора „излиза“ на изхода му. Почти винаги това е недопустимо за захранваната апаратура. Макар и по-рядко, пренапрежения на изхода могат да се появят и вследствие на допиране на изходните шини до проводници с по-високо напрежение – поради повреда в изола-



Фиг. 7.30. Защита от пренапрежение на изхода чрез ограничаване на напрежението
а – принципна схема; *б* – диаграма на работа

цията им или поради грешка в монтажа.

Пренапреженията на изхода на стабилизатора са опасни за захранваните апарати и затова се използват специални схеми за защита.

Защита от пренапрежение чрез допълнителен ограничител на напрежение. На фиг. 7.30 са показани само елементите на защитата и регулиращия транзистор на стабилизатора T_1. Последователно с него е свързан транзисторът T_2, който заедно с транзистора T_3, диода D и резисторите R_1–R_4 образуват елементарен стабилизатор на напрежение с невисоки показатели. В нормален работен режим напрежението на стабилитрона D и напрежението върху резистора R_4 са еднакви:

$$U_z = U_{R_4} = U_0 \frac{R_4}{R_3+R_4}. \tag{7.109}$$

Следователно напрежението база–емитер на транзистора T_3 е равно на нула:

$$U_{BE_{T_3}} = U_{R_4} - U_z = U_0 \frac{R_4}{R_3+R_4} - U_z = 0. \tag{7.110}$$

Транзисторът T_3 е запушен, а транзисторът T_2 е наситен от базовия си ток, протичащ през R_1. Схемата не влияе върху работата на основния стабилизатор.

Ако възникне аварийна ситуация и транзисторът T_1 се пробие или се насити, изходното напрежение ще започне да се повишава (момента t_A на фиг. 7.30 *б*). Съгласно с формула (7.110) напрежението база–емитер на транзистора T_3 ще стане

$$U'_{BE_{T_3}} = U'_0 \frac{R_4}{R_3+R_4} - U_z > 0. \tag{7.111}$$

Транзисторът T_3 започва да работи в активен режим и заедно с транзистора T_2 стабилизира напрежението до нова стойност – U'_0:

$$U_0 = (U_z + U'_{BE_{T_2}}) \frac{R_3+R_4}{R_4}. \tag{7.112}$$

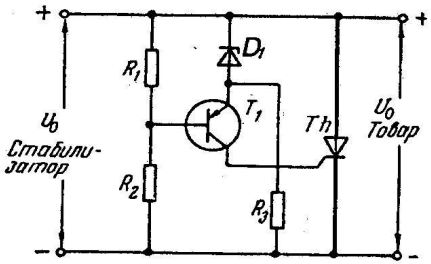
От (7.110) и (7.112) се получава

$$\Delta U_0 = U'_0 - U_0 = U'_{BE_{T_3}} \frac{R_3+R_4}{R_4}. \tag{7.113}$$

Напреженията база–емитер на транзистора е малко – части от волта. Ясно е, че повишаването на изходното напрежение е пропорционално на реципрочната стойност на коефициента на предаване на делителя R_3, R_4. Затова е желателно той да бъде по-голям от 0,5.

Разгледаната схема повишава чувствително цената и намалява к.п.д. на стабилизатора. Тя не може да предпази консуматора от пренапрежения, възникнали от допиране на други токопроводящи проводници до изходните шини. Но тази схема има едно голямо предимство – при авария с основния стабилизатор захранването на консуматора не се прекратява.

Защита от пренапрежения с късосъединител. При този вид защита пренапрежението се отстранява чрез съединяване накъсо на изводите на стабилизатора, при което изходното напрежение става равно на нула. На фиг. 7.31 е показана схема на такава защита. Изпълнителният елемент, т.е. *късосъединителят*, е тиристорът *Th*, който е включен паралелно на изхода на стабилизатора и на товара. Управлението му се извършва от транзистора T_1.



Фиг. 7.31. Защита от пренапрежение чрез късосъединител

Когато изходното напрежение има номинална стойност U_0, режимът на схемата е така настроен, че напрежението база–емитер на транзистора T_1 е равно на нула:

$$U_{BE_{T_1}} = U_{R_1} - U_z = U_0 \frac{R_1}{R_1+R_2} - U_z = 0. \tag{7.114}$$

Транзисторът T_1 е запушен, тиристорът *Th* също е запушен, защитата не е задействана и не влияе на изходното напрежение. Ако поради авария изходното напрежение се увеличи, от (7.114) следва, че напрежението на база–емитер на транзистора T_1 става различно от нула и той се отпушва:

$$U'_{BE_{T_1}} = U_0 \frac{R_1}{R_1+R_2} - U_z > 0. \tag{7.115}$$

Колекторният ток на транзистора T_1 протича през управляващия

електрод на тиристора *Th* и той се включва, като дава накъсо изходните шини на стабилизатора и на товара. Ако електронната защита от претоварване по ток на стабилизатора е в изправност, тя се задейства и ограничава тока до стойността, зададена като ток на късо съединение. Ако пренапрежението е възникнало от пробив на регулиращия транзистор на стабилизатора, защитата по ток също е повредена и няма да изключи. В този случай изгаря разтопяемият предпазител, предвиден като дублираща защита от токово претоварване.

От уравнение (7.115) може да се определи напрежението на задействане на защитата:

$$U_0' = (U_z + U'_{BE_{T_1}})\frac{R_1+R_2}{R_1}. \tag{7.116}$$

където $U'_{BE_{T_1}}$ е напрежението база–емитер на транзистора T_1, което осигурява колекторен ток, равен на управляващия ток на включване на тиристора *Th*. И при тази защита е желателно отношението $\frac{R_1}{R_1+R_2}$ да е по-голямо от 0,5.

Защитата се възстановява, т.е. премахва късото съединение, след изключване на цялото захранващо устройство. При това токът през тиристорът *Th* се прекъсва и той възстановява управляващите си свойства.

Тази защита е много сигурна. Тя има предимството, че се задейства независимо от коя посока е дошло пренапрежението – от стабилизатора, от товара или от допиране на външни токопроводящи проводници до шините. Като неин недостатък може да се посочи това, че захранването на товара се прекъсва при задействане на защитата.

7.6. ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА РЕЖИМА НА РЕГУЛИРАЩИЯ ТРАНЗИСТОР В ПОСЛЕДОВАТЕЛНИТЕ СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ С НЕПРЕКЪСНАТО ДЕЙСТВИЕ

Регулиращият транзистор в последователните компенсационни стабилизатори на напрежение с непрекъснато действие е най-мощният елемент в схемата. През него преминава целият ток на товара както в нормален работен режим, така и в екстремни режими – на токоограничаване или на късо съединение. Напрежението на регулиращия транзистор също се изменя в широки граници – от напрежение, близко до напрежението на насищане на транзистора U_{CEsat}, до максималното входно напрежение на стабилизатора $U_{i\ max}$. Затова задачата за правилното избиране на транзистора е сложна и трябва оптимално да удовлетворява две противоречиви условия: сигурност при експлоатация и ниска цена. Тази задача се решава в следната последователност:

а) избор на типа на транзистора;

б) проверка на допустимите гранични натоварвания на избрания транзистор;

в) избор на начина на охлаждане и проектиране на охладителя.

Изходните данни за избора и изчисляването на регулиращия транзистор са основните изходни данни за проектиране на стабилизатора, а именно:

– изходно напрежение на стабилизатора по стойност и по вид – постоянно или изменящо се;

– изходен ток на стабилизатора по стойност и по вид – постоянен или изменящ се;

– граници на изменение на входното напрежение;

– коефициент на пулсации на входното напрежение;

– вътрешно съпротивление на захранващия токоизточник.

Въз основа на гореизброените изходни данни изчисляването се извършва в следната последователност:

1. Избира се типът на проводимост на транзистора – NPN или PNP според приетата обща схема на стабилизатора.

2. Предварително се избира конкретен тип транзистор по зададените напрежение и ток. Транзисторът трябва да издържа максималния ток на стабилизатора и ако стабилизаторът е с електронна защита от свръхток, транзисторът трябва да издържа и максималната стойност на входното напрежение.

Входното напрежение на стабилизатора се изчислява по следните формули:

а) минимално входно напрежение

$$U_{i\ min} = \frac{U_{0\ max} + 1{,}1\ U_{CE\ sat}}{1 - k_п}, \tag{7.117}$$

където $U_{0\ max}$ е максималната стойност на изходното напрежение на стабилизатора, когато е регулируемо;

$k_п$ – коефициентът на пулсации на входното напрежение;

б) номинално входно напрежение

$$U_i = \frac{U_{i\ min}}{1 - b}, \tag{7.118}$$

където b е относителното намаление на входното напрежение;

в) максимално входно напрежение

$$U_{i\ max} = U_i(1+a), \tag{7.119}$$

където a е относителното увеличение на входното напрежение.

Максималното работно напрежение на регулиращия транзистор е

$$U_{CE\ max} = U_{i\ max} - U_{0\ min}. \tag{7.120}$$

Когато стабилизаторът има електронна защита по ток,

(7.121) $$U_{CE\ max} = U_{i\ max}.$$

Колекторният ток на транзистора е приблизително равен на товарния ток:

(7.122) $$I_{C\ max} = I_{т\ max} + I_R.$$

където I_R е токът на вътрешната консумация на стабилизатора.

При наличието на електронна защита от свръхток се намира и токът на късо съединение $I_{кс}$. От получените напрежения и токове се определя топлинната мощност, отделяна в транзистора:

а) за нормален работен режим

(7.123) $$P_{C\ max} = U_{CE\ max}\ I_{C\ max};$$

б) за режим на късо съединение с електронна защита

(7.124) $$P_{C\ (кс)} = U_{i\ max}\ I_{кс}.$$

Желателно е стабилизаторът да бъде проектиран така, че двете топлинни мощности (вж. (7.132) и (7.133)) да са равни:

(7.125) $$P_{C\ max} = P_{C\ (кс)}.$$

Ако това условие не може да се изпълни, при по-нататъшното проектиране се използва по-голямата от двете мощности.

3. Изчислява се охлаждащият радиатор въз основа на получената топлинна мощност, отделяна в транзистора. За маломощни стабилизатори най-често се използват радиатори с естествено въздушно охлаждане. Поради малката температурна разлика между колектора на транзистора и околната среда добра точност дава следният начин на изчисляване. Изходните данни са: топлинна мощност P_C, W; максимална температура на околната среда t_o, °C; максимална допустима температура на прехода колектор–емитер на транзистора $t_{j\ max}$, °C; топлинно съпротивление преход–корпус на транзистора $R_{tjк}$, °C/W; начин на закрепване на транзистора върху радиатора – със или без изолационна подложка. Ако е с изолационна подложка, трябва да се знае и нейното топлинно съпротивление $R_{tкр}$, °C/W.

Сумарното топлинно съпротивление преход–радиатор е

(7.126) $$R_{tjр} = R_{tjк} + R_{tкр},\ °C/W.$$

Топлинното съпротивление, което трябва да има радиаторът, за да разсейва зададената мощност при конкретните условия, е

(7.127) $$R_{tр} = \frac{t_j - t_o}{P_C} - R_{tjр},\ °C/W,$$

където $t_j \le t_{j\ max}$ е избраната работна температура на прехода колектор–емитер на транзистора.

В зависимост от полученото топлинно съпротивление $R_{tр}$ се избира по каталог стандартен радиатор. Ако за радиатор се използва алуминиева или медна плоча, закрепена вертикално, по следната приблизителна

формула се определя повърхността му:

(7.128) $$S_р = \frac{1200}{R_{tр}},\ cm^2.$$

Това е площта на активно охлаждащата повърхност. Ако част от повърхността е долепена до топлоизолационни материали, тя трябва да се приспадне от общата площ.

В някои случаи предварително са зададени размерът на радиатора с неговото топлинно съпротивление, типът на транзистора и параметрите на околната среда. Търси се каква е максималната топлинна мощност, която може да се отдели в транзистора при тези условия.

Сумарното топлинно съпротивление преход–околна среда се определя по формулата

(7.129) $$R_{tΣ} = R_{tjк} + R_{tкр} + R_{tр},\ °C/W.$$

На базата на приета работна температура на прехода $t_j \le t_{j\ max}$ се определя температурната разлика на преход – околна среда:

(7.130) $$\Delta t = t_j - t_o,\ °C.$$

Тогава топлинната мощност на колектора, при която се достига тази температура, е

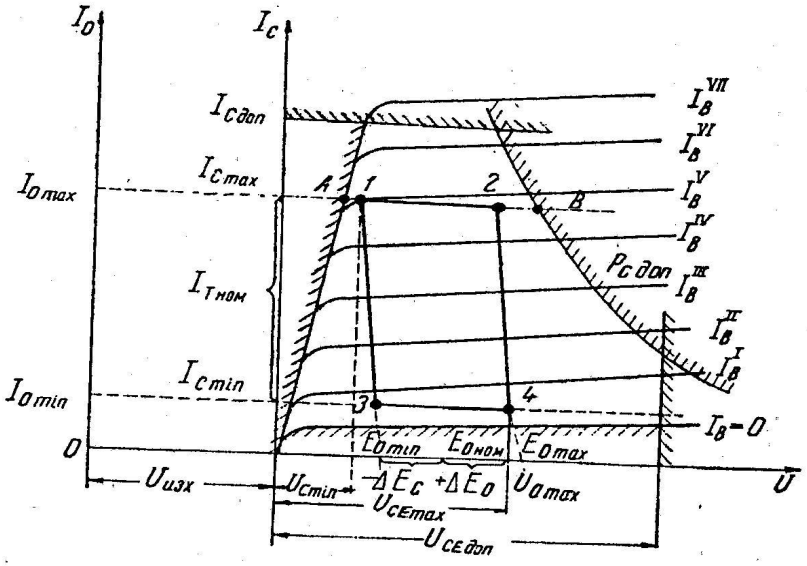
(7.131) $$P_C = \frac{\Delta t}{R_{tΣ}},\ W.$$

4. Ако при топлинните изчисления се получат недопустима температура на транзистора и технологично неудобни размери на радиатора, избира се друг тип транзистор или се прави група от паралелно или последователно свързани транзистори.

Работният режим на регулиращия транзистор е илюстриран на фиг. 7.32.

Построяването на диаграмата се извършва в следния ред. Начертава се координатната система U, I_0. Върху оста на напрежението се нанася отсечката на изходното напрежение $U_{изх}$, в края на която се построява оста на тока I_C. В новата координатна система се построява семейството колекторни характеристики на избрания регулиращ транзистор. Нанасят се граничните условия – максимален допустим колекторен ток ($I_{Cдоп}$) и максимално допустимо напрежение на колектор–емитер $U_{CEдоп}$, които представляват прави линии, успоредни на координатните оси. Според вида на транзистора и начина на охлаждане се изчислява и построява хиперболата на допустимите топлинни загуби върху колектора $U_{CE}I_C = P_C$. С това възможната работна област на транзистора се ограничава от напрежението му на насищане, максималния допустим ток на колектора, максималните допустими колекторни загуби, максималното допустимо напрежение колектор–емитер и обратния колекторен ток при $I_B = 0$. На фигурата тези граници са защриховани към забранената област.

Понеже транзисторът не може да работи с базов ток, равен на нула,



Фиг. 7.32. Графично изобразяване на работната област на регулиращия транзистор

минималният колекторен ток $I_{C\,min}$ се избира така, че да е по-голям от обратния колекторен ток. Когато стабилизаторът работи на празен ход, това е токът на усилвателните стъпала, параметричния стабилизатор на напрежение и делителя на напрежение за обратната връзка. На графиката се прекарва права линия, успоредна на абсцисната ос, на височина $I_{C\,min}$.

Максималният колекторен ток е равен на сумата от номиналния товарен ток $I_{т\,ном}$ и минималния колекторен ток:

(7.132) $$I_{C\,max} = I_{C\,min} + I_{т\,ном}.$$

На графиката се прекарва права линия с тази ордината, успоредна на линията $I_{C\,min}$. Това са двете работни линии на транзистора при минимален и максимален товар.

Най-ниското възможно напрежение колектор–емитер при максимален товар се получава в пресечната точка на $I_{C\,max}$ с линията на напрежението на насищане (т. *A*). Тази точка обаче е граничен случай, затова крайната точка *1* на тази работна права се избира с известен запас по напрежение. Същото важи и за точка *2* – тя не трябва да навлиза в забранената област на превишена топлинна мощност, т.е. вдясно от т. *B*.

При намаляване на товара правата *1–2* ще се измества успоредно сама на себе си надолу. Поради наличието на вътрешно съпротивление на токоизправителя точките *3* и *4* са изместени надясно спрямо точките

1 и *2*, като отсечките *3–1* и *4–2* са външните характеристики на токоизправителя при минимално и максимално мрежово напрежение. Пресечните точки на тези характеристики с оста на напрежението дават $E_{0\,min}$ (определя се от местоположението на точка *1*) и $E_{0\,max}$, което е

(7.133) $$E_{0\,max} = E_{0\,min}\left(1 + \frac{a+b}{100}\right).$$

С построяването на четириъгълника *1*, *2*, *3*, *4* определянето на работната област на регулиращия транзистор е завършено.

Показаното тук графично представяне е в сила за случая, когато $U_0 =$ = const. Ако U_0 е регулируемо, с неговото изменение се променя и положението на оста I_C. Заедно с нея се придвижват и характеристиките на транзистора с ограничителните линии (защрихованата област). В същото време четириъгълникът *1*, *2*, *3*, *4* ще остане неподвижен, понеже е свързан с основната координатна система E_0, I_0. В този случай разрешената работна зона на транзистора трябва да бъде достатъчно голяма, за да може и в екстремните режими на изходното и входното напрежение четириъгълникът да остане вътре в нея.

7.7. СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ С ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

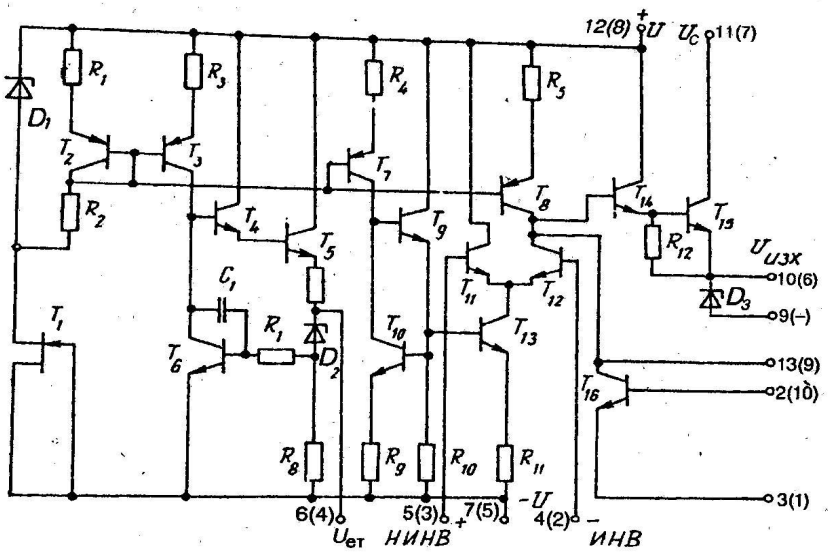
С развитието на микроелектрониката стана възможно за конструиране на стабилизатори на напрежение да се използват интегрални схеми – с общо и със специално предназначение. От схемите с общо предназначение широко се прилагат операционните усилватели (ОУ), а от схемите със специално предназначение – стабилизаторите, реализирани с ИС 723, ИС 78XX и др.

Стабилизатори на напрежение с ИС 723. ИС 723 (оригиналната е μA 723) представлява комплектен маломощен стабилизатор на напрежение с вграден източник на еталонно напрежение, диференциален усилвател, регулиращ транзистор и транзистор за защита от свръхток.

На фиг. 7.33 е показана принципната електрическа схема на ИС 723. Транзисторите T_{14} и T_{15} образуват регулиращото стъпало по схема на съставен транзистор. Усилвателят е диференциален, изпълнен с транзисторите T_{11}, T_{12} и T_{13}. Базата на T_{11} е неинвертиращият вход, а базата на T_{12} – инвертиращият вход.

Транзисторът T_8 е стабилизатор на ток. Той се използва като колекторен товар с голямо динамично съпротивление на транзистора T_{12}.

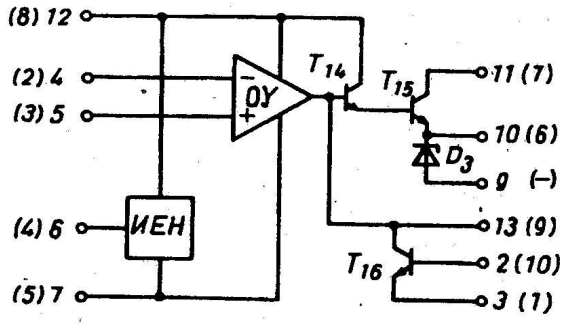
Транзисторите T_1, T_3, T_7, T_8 и T_{13} са стабилизатори на ток. Еталонното напрежение на T_3, T_7 и T_8 се създава от стабилитрона D_1 с напрежение на стабилизация 6,2 V. Той се захранва от стабилизатора на ток с T_1, който е полеви транзистор с N канал и много голямо динамично съпро-



Фиг. 7.33. Принципна електрическа схема на ИС 723

тивление. Това прави напрежението на D_1 практически независимо от входното напрежение. Токовият стабилизатор на диференциалния усилвател с T_{13} получава еталонно напрежение от компенсационен стабилизатор на еталонно напрежение с T_9 и T_{10}.

Еталонното напрежение за стабилизация се получава от стабилитрона D_2 с напрежение $U_{ет}$ = 7,1 V, ток на стабилизация 100 μA и ТКН = +2,1 mV/°C. Стабилитронът се захранва през транзисторите T_4 и T_5, които заедно с T_6 образуват стабилизатор на ток с термокомпенсация на ста-



Фиг. 7.34. Блокова схема на ИС 723

билитрона. Това се постига чрез отрицателния ТКН на прехода емитер – база на T_6.

Транзисторът T_{16} служи за токова защита на схемата. Той се свързва така, че при повишаване на тока над допустимата стойност се насища и съединява базата на T_{14} с емитера на T_{15}. В резултат на това T_{14} и T_{15} се запушват.

Схемата се произвежда в корпус ТО-100 (метало-стъклен с десет извода) или корпус DIL-14. Номерацията на изводите без скоби (фиг. 7.33) отговаря на корпус DIL-14, а в скобите – на корпус ТО-100. Вътрешните вериги на схемата се захранват през изводите 12(+) и 7(–) с напрежение от 8 до 40 V. На извода *6* е изведен източник на еталонно напрежение $U_{ет}$ = 7,1 V. Максималният ток, който може да се консумира от изхода на еталонния източник, е 15 mA. Усилвателят ОУ е диференциален, на извода *5* е изведен неинвертиращият му вход, а на извод *4* – инвертиращият му вход. Коефициентът на усилване на усилвателя е k_y = = 2000. Транзисторът T_{15} е изходен, колекторът и емитерът му са изведени на отделни изводи, което позволява универсално приложение на схемата. Неговите данни са: максимален колекторен ток I = 150 mA; максимално напрежение – колектор–емитер U_{CEmax} = 40 V; входно съпротивление при емитерен ток 50 mA h_{11E} = 6000 Ω; максимална мощност P_{Cmax} = = 500 mW. При изпълнение в пластмасов корпус DIL-14 схемата има допълнителен извод *9*, на който е изведен анодът на стабилитрона D_3 за 6,2 V, чийто катод е свързан с емитера на транзистора T_{15}. Ако схемата е в корпус ТО-100, този извод липсва. Максималната топлинна мощност на цялата интегрална схема е 800 mW.

Описаните възли на ИС 723 са показани на блоковата схема на фиг. 7.34, която е удобна да се използва при проектирането на стабилизатори.

На фиг. 7.35 са показани два варианта на стабилизатори на напрежение. Схемата на фиг. 7.35 *а* е на най-обикновен стабилизатор за фиксирано изходно напрежение в обхвата 8–30 V и за товарен ток 10–30 mA. Изходното напрежение зависи от коефициента на предаване σ на делителя R_2, R_3, тъй като

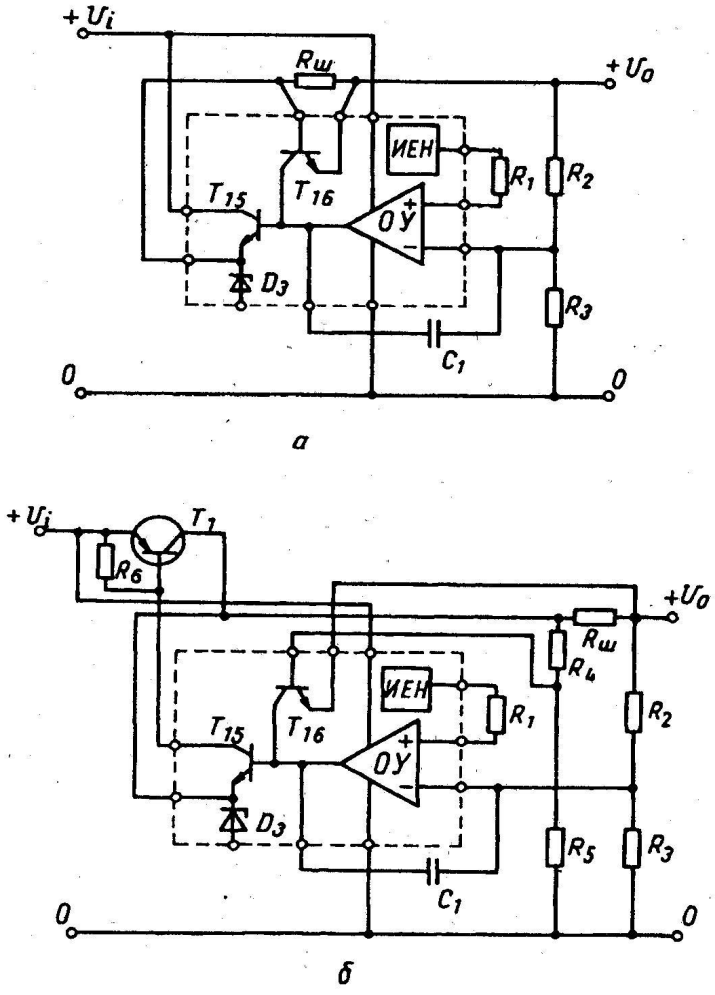
(7.134) $$U_{ет} = U_0 \frac{R_3}{R_2+R_3} = \sigma U_0.$$

При $U_{ет}$ = 7,1 V

(7.135) $$U_0 = 7{,}1 \frac{R_2+R_3}{R_3}, \text{ V}.$$

Резисторът R_1 се поставя за изравняване на входните съпротивления на инвертиращия и неинвертиращия вход на усилвателя. Неговото съпротивление е

(7.136) $$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_2+R_3}.$$



Фиг. 7.35. Стабилизатори на напрежение, реализирани с ИС 723
а – за ток до 30 mA; *б* – за по-голям ток

Резисторът $R_ш$ служи за получаване на сигнал за токовата защита. В този случай защитата е с токоограничение, като $I_{кс} > I_{кр}$.

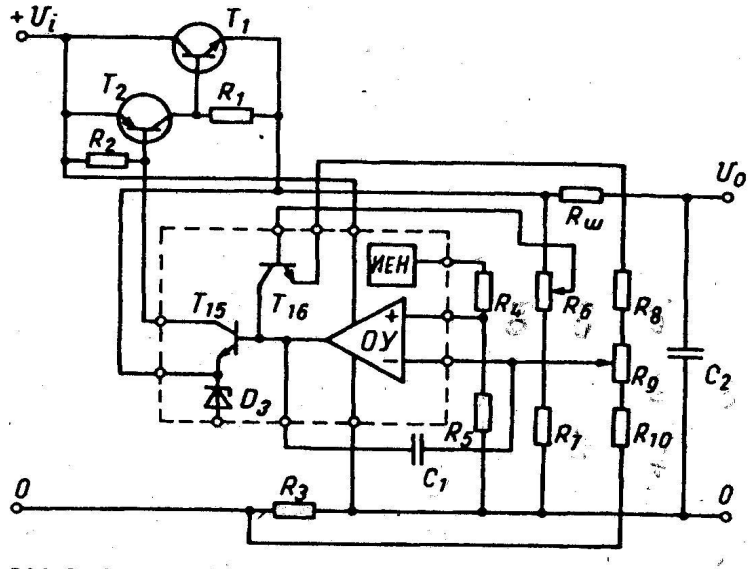
Кондензаторът C_1 създава честотно зависима отрицателна обратна връзка по напрежение и предотвратява самовъзбуждането на схемата. Кондензаторът C_2 е филтриращ.

Схемата на фиг. 7.35 *б* е с аналогично действие и параметри. Разликата е в това, че изходният ток на стабилизатора е увеличен чрез свързване на допълнителен транзистор T_1.

На фиг. 7.36 е показана схема на стабилизатор с по-големи възможности. Изходният ток е увеличен чувствително чрез включване на два транзистора T_1 и T_2 и може да достигне няколко ампера. Изчислява се по формулата

(7.137) $$I_т = I_{0\ 723} h_{21E_{T_1}} . h_{21E_{T_2}}.$$

Изходното напрежение е регулируемо и може да бъде по-ниско от



Фиг. 7.36. Стабилизатор на напрежение за повишена мощност, реализиран с ИС 723

еталонното поради въвеждането на делителя R_4, R_5, който подава на неинвертиращия вход на усилвателя само част от еталонното напрежение. И в този случай за по-добра термокомпенсация се препоръчва да се спазва условието

(7.138) $$\frac{R_4 R_5}{R_4+R_5} = \frac{(R_8+0{,}5R_9)(R_{10}+0{,}5R_9)}{R_8+R_9+R_{10}}.$$

Чрез резистора R_3 и създаваната от него положителна обратна връзка по ток се постига компенсация на вътрешното съпротивление на стабилизатора.

Защитата от токово претоварване е с токоограничаване и с намалена стойност на тока на късо съединение (фиг. 7.27). Сигналът, пропорцио-

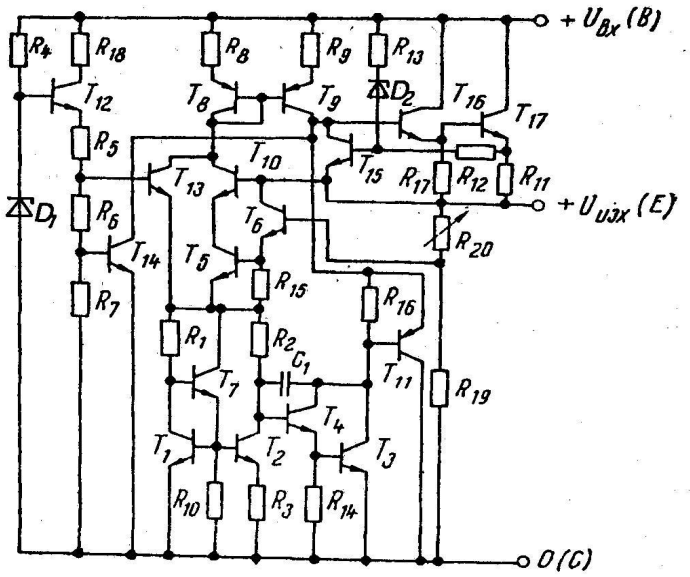
нален на тока, се получава от резистора $R_ш$, а праговото напрежение
задействане се взима от делителя R_6, R_7. Чрез потенциометъра
стойността на критичния ток на защитата може да се изменя в извест
граници. При това токът на късо съединение остава непроменен.

Кондензаторът C_1 предотвратява самовъзбуждането на схемата,
кондензаторът C_2 е филтров.

Стабилизатори на напрежение, реализирани с ИС от сериите 78XX и 79XX. Интегралните стабилизатори на напрежение тип 78XX и 79XX са мощни монолитни схеми с три извода, монтирани в корпус ТО-3 или ТО-220. Произвеждат се в два варианта – за положително изходно напрежение (78XX) и за отрицателно изходно напрежение (79XX). Стабилизаторите от тази серия се свързват между източника на постоянно напрежение и консуматора като четириполюсник с Т-образна схема. Произвеждат се за фиксирани изходни напрежения със следните стойности: 5, 6, 8, 12, 15, 18, 24 V и максимален ток 1,5 А. Номиналната стойност на изходното напрежение се отбелязва с последните две цифри в означението на схемата – например 7805 е за 5 V изходно напрежение, 7824 -- за 24 V, и т.н. Максималната разсейвана мощност за стабилизатора, монтиран в корпус ТО-3, е 30 W с радиатор, а за корпус ТО-220 – 15 W също с радиатор.

Принципната схема на стабилизатор от серията ИС 78XX е показана на фиг. 7.37. Източникът на еталонно напрежение се състои от транзисторите $T_1 - T_6$ и резисторите $R_1 - R_3$. Транзисторите T_1 и T_2 и резисторите R_1 и R_2 осъществяват температурната компенсация на еталонното напрежение. Регулиращите транзистори са T_{16} и T_{17}, свързани по схемата на Дарлингтон. Усилвателят е реализиран с T_3, T_4 и T_{11}. Кондензаторът C_1 е за честотна корекция, т.е. против самовъзбуждане. За увеличаване на усилването и оттам и на коефициента на стабилизация, за товар на транзистора T_{11} е включен токов стабилизатор, състоящ се от транзисторите T_8 и T_9 и резисторите R_8 и R_9. Използването на токов стабилизатор за динамичен товар на усилвателния транзистор налага употребата на специална пускова верига за първоначално включване на схемата.

Пусковата верига е съставена от стабилитрона D_1, транзисторите T_{12} и T_{13} и резисторите R_5 и R_7. При включване на схемата токовият стабилизатор с T_8 и T_9 е запушен, транзисторите T_{16} и T_{17} са запушени и източникът на еталонно напрежение няма захранване. Тогава през стабилизатора на напрежение, съставен от D_1 и T_{12}, транзисторът T_{13} се отпушва и пропуска ток към източника на еталонно напрежение, който се задейства. Когато еталонното и изходното напрежение достигнат номиналните си стойности, транзисторът T_{13} се запушва и пусковата верига се изключва.

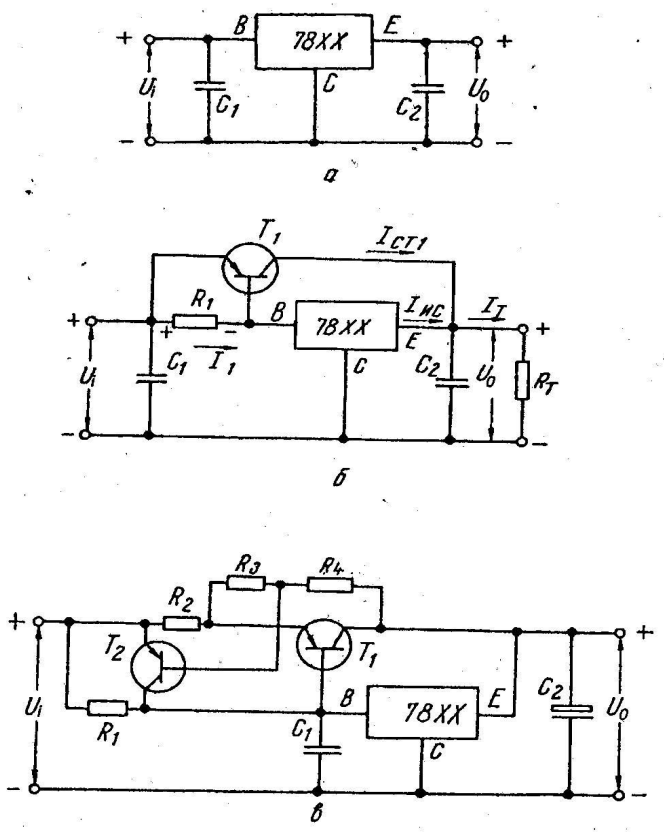


Фиг. 7.37. Принципна електрическа схема на стабилизатор, реализиран с ИС от серията 78XX

Чрез транзистора T_{14} е реализирана топлинната защита на стабилизатора. Делителят с R_5, R_6 и R_7 осигурява напрежение база–емитер на T_{14} около 0,4 V, което не е достатъчно за неговото отпушване. При повишаване на температурата на целия кристал на стабилизатора напрежението на отпушване на транзистора T_{14} се намалява. При температура 175°C транзисторът се насища и свързва базовата верига на съставния транзистор T_{16}, T_{17} към маса.

Транзисторът T_{15} и резисторът R_{11} осъществяват бързодействаща защита от свръхток. Прагът на задействане на защитата се регулира автоматично чрез веригата R_{13}, D_2 и R_{12}. Когато напрежението колектор–емитер на T_{17} превиши 8 V, стабилитронът D_2 започва да пропуска ток и допълнително създаденият пад на напрежение върху резистора R_{12} намалява прага на задействане на защитата по ток. Така транзисторът T_{17} и цялата интегрална схема се предпазват от прегряване.

С ИС 78XX могат да се правят много разновидности на електронни стабилизатори. На фиг. 7.38 *а* е показан най-простият вариант, чрез който се получават номиналното напрежение и номиналният ток на схемата. Тази схема е удобна от технологична гледна точка и се препоръчва да се използва. Кондензаторите C_1 и C_2 са филтрови, като C_2 освен това затваря веригата на променливите токове, генерирани от товара.



Фиг. 7.38. Стабилизатори на напрежение, реализирани с ИС от серията 78XX
а – обикновени; *б* и *в* – с разширяване на обхвата по ток

Когато товарният ток, който може да пропусне ИС, не е достатъчен, разширяването на обхвата ѝ по ток може да се извърши по схемите от фиг. 7.38 *б* и *в*. На фиг. 7.38 *б* е показана схема само с един допълнителен транзистор. Действието ѝ е следното. Докато токът на товара е малък, той преминава през ИС и падът на напрежение върху резистора R_1 не е достатъчен, за да отпуши транзистора T_1. При достигане на определена стойност на тока през R_1 транзисторът T_1 се отпушва и неговият колекторен ток шунтира ИС. Общият ток през товара е

(7.139) $$I_т = I_{ИС} + I_{C_{T_1}}.$$

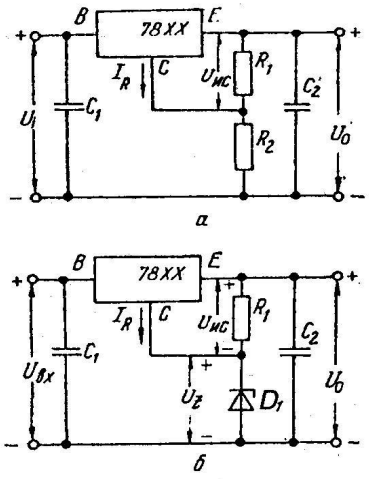
Недостатък на тази схема е, че няма защита от токово претоварване,

понеже транзисторът T_1 е извън защитните вериги.

Схемата от фиг. 7.38 *в* е лишена от този недостатък. Транзисторът T_1 разширява обхвата по тока на интегралната схема по същия начин както току-що описания. Новото е в действието на транзистора T_2. Той получава управляващо напрежение от резисторите R_2 и R_3. Напрежението база–емитер на T_2 е

(7.140) $$U_{BE_{T_2}} = U_{R_2} + U_{R_3} = I_{E_{T_1}} R_2 + U_{CE_{T_1}} \frac{R_3}{R_3+R_4}.$$

Вижда се, че това напрежение е пропорционално едновременно на тока и на напрежението колектор – емитер на транзистора T_1. Когато напрежението база–емитер на T_2 е по-малко от неговия праг на отпушване, транзисторът е запушен. Ако токът през T_1 се увеличи над определена стойност, транзисторът T_2 се отпушва, започва да шунтира R_1 и по този начин ограничава тока през T_1. Прагът на отпушване на T_2 се намалява пропорционално на напрежението колектор – емитер на транзистора T_1, като по този начин го предпазва от прегряване.



Фиг. 7.39. Повишаване на изходното напрежение на ИС от серията 78XX
а – чрез резисторен делител; *б* – чрез параметричен стабилизатор на напрежение

Когато е необходимо да се получи напрежение, по-високо от номиналното напрежение на ИС, се използват специални начини за разширяване на обхвата по напрежение. На фиг. 7.39 *а* е показано най-простото решение на задачата. Изходното напрежение на ИС $U_{ИС}$ е падът върху резистора R_1. Върху резистора R_2 се получава допълнителен пад на напрежение, който се сумира с пада върху R_1 и дава изходното напрежение:

(7.141) $$U_0 = U_{ИС} \frac{R_1+R_2}{R_1} + I_R R_2.$$

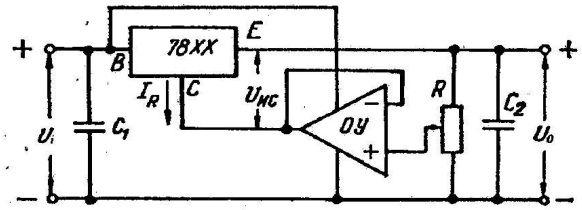
Ако резисторът R_2 се направи променлив, изходното напрежение може да се регулира в известни граници.

Вместо резистивен делител на напрежение за създаване на допълнително напрежение може да се използва параметричен стабилизатор на напрежение (фиг. 7.39 *б*). Изходното напрежение е

(7.142) $$U_0 = U_{ИС} + U_z.$$

Схемата на фиг. 7.40 дава възможност за плавно регулиране на изходното напрежение. Това се постига, като изводът за маса на стаби-

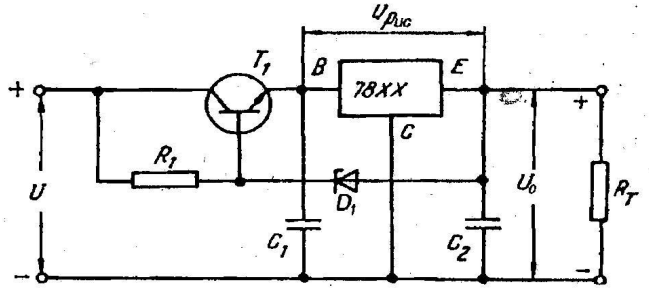
лизатора се свързва към изхода на един ОУ, работещ с коефициент на усилване по напрежение, равен на единица. Той служи само да отстрани влиянието на тока на собствената консумация на стабилизатора I_R. Регулирането на изходното напрежение се извършва плавно с потенциометъра R.



Фиг. 7.40. Стабилизатор с плавно регулиране на изходното напрежение

Когато захранващото напрежение е с по-голяма стойност и е неподходящо за директно захранване на интегралния стабилизатор, за разширяване на обхвата по входно напрежение може да се използва схемата от фиг. 7.41. Входното напрежение се разпределя по следния начин:

(7.143) $$U_i = U_{CE_{T_1}} + U_{р_{ИС}} + U_0.$$



Фиг. 7.41. Разширяване на обхвата по входно напрежение

Понеже U_0 е стабилизирано, а максималната стойност на $U_{р_{ИС}}$ е равна на напрежението на стабилизация на стабилитрона D_1, останалата част от входното напрежение, както и промените му се поемат от транзистора T_1. Това дава възможност работното напрежение на ИС да се поддържа по-малко от 8 V, което гарантира най-пълното й натоварване по ток.

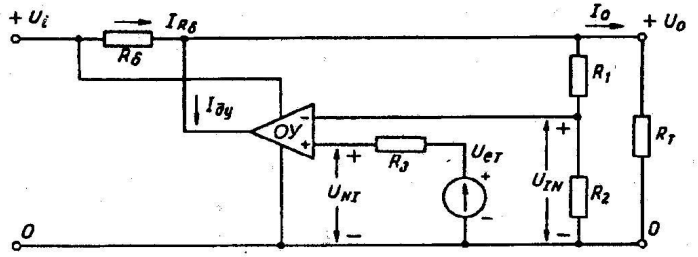
Всички разгледани дотук схеми с ИС 78XX могат да се изработят и с ИС 79XX, която е за отрицателно изходно напрежение. При това трябва да се смени и типът на проводимост на използваните транзистори.

7.8. СТАБИЛИЗАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ ОТ ПАРАЛЕЛЕН ТИП

Стабилизаторите на напрежение от паралелен тип работят по начин, съчетаващ принципите на параметричния и компенсационния стабилизатор. На фиг. 7.42 е показана основната схема на стабилизатор на напрежение от този тип. Той действа по следния начин. В установен режим изходното напрежение U_0 е равно на напрежението на изхода на диференциалния усилвател. Токът, който тече през баластния резистор $R_б$, се разделя през диференциалния усилвател $I_{ду}$ и през товара I_0. Изходното напрежение е

(7.144) $$U_0 = U_i - U_{R_б} = U_i - I_{R_б}R_б,$$

където $U_{R_б} = I_{R_б}R_б$ е падът на напрежение върху баластния резистор $R_б$.



Фиг. 7.42. Паралелен стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие

Токът през баластния резистор е сумата от товарния ток и тока на диференциалния усилвател (токът през делителя R_1, R_2 се пренебрегва):

(7.145) $$I_{R_б} = I_0 + I_{ду}.$$

Тогава

(7.146) $$U_0 = U_i - R_б(I_0 + I_{ду}).$$

Но изходното напрежение на стабилизатора U_0 е равно на изходното напрежение на диференциалния усилвател $U_{ду}$, което се определя от израза

(7.147) $$U_{ду} = k_y(U_{NI} - U_{IN}),$$

или

(7.148) $$U_{ду} = k_y(U_{ет} - U_0\sigma),$$

където $\sigma = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ е коефициентът на предаване на делителя за обратна връзка. Като се замести $U_{ду}$ с U_0, се получава

(7.149) $$U_0 = k_y U_{ет} - k_y U_0 \sigma,$$

или

(7.150) $$U_0 = U_{ет}\frac{k_y}{1 + k_y\sigma}.$$

При достатъчно голямо усилване на диференциалния усилвател $k_y\sigma \gg 1$, (7.150) става

(7.151) $$U_0 = \frac{U_{ст}}{\sigma}.$$

Вижда се, че уравнение (7.151) е еднакво със (7.52), т.е. регулировъчната характеристика е същата както при стабилизатор от последователен тип.

По аналогичен начин може да се докаже, че формулите за коефициента на стабилизация и за вътрешното съпротивление са също еднакви:

(7.152) $$k_{ст} = \frac{U_0}{U_i} k_y\sigma;$$

(7.153) $$R_i = \frac{R_0}{k_y\sigma},$$

или

(7.154) $$R_i = \frac{U_0}{U_i} \cdot \frac{R_0}{k_{ст}}.$$

Когато стабилизаторът работи на празен ход, токът $I_0 = 0$. Тогава токът $I_{R_б} = I_{ду}$. Ако токът $I_{R_б}$ е по-голям от допустимия изходен ток на диференциалния усилвател, трябва да се използва схемата от фиг. 7.43. Понеже на изхода на диференциалния усилвател е включен транзисторът T_1, който работи като усилвател с общ емитер, т.е. инвертира фазата на сигнала, за да се запази отрицателният характер на обратната връзка по напрежение, налага се да се разменят входовете на усилвателя.

Изходното напрежение е

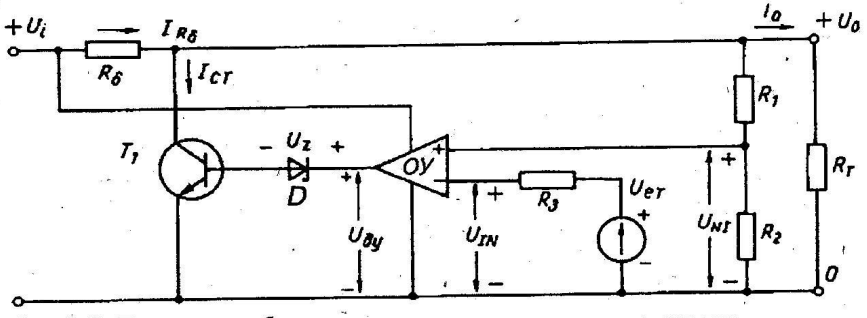
(7.155) $$U_0 = U_i - R_б(I_0 + I_{C_{T_1}}).$$

Стабилитронът D съгласува изходното напрежение на усилвателя с напрежението база – емитер на транзистора T_1, което е 0,4–0,7 V или

(7.156) $$U_{BE(T_1)} = U_{ду} - U_z.$$

Така диференциалният усилвател работи в оптимален режим.

Компенсационните стабилизатори на напрежение от паралелен тип



Фиг. 7.43. Паралелен стабилизатор на напрежение за голям изходен ток

имат следните качества:

1. Защитеност на електронните елементи от претоварване по ток при късо съединение на изхода.

2. Малък к.п.д., който клони към нула с приближаване до режима на празен ход.

Стабилизаторите от този тип се използват при захранване от източник на ток ($I_{R_б}$ = const) или в случаите, когато консуматорът може да се превръща в генератор и I_0 да си смени посоката (например спирачен режим на електродвигател).

7.9. КЛЮЧОВИ СТАБИЛИЗАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Най-големият недостатък на стабилизаторите с непрекъснато действие е техният малък к.п.д. Обикновено той е под 50 %. Това се дължи на техния принцип на работа – по същество те са ограничители на напрежение.

Формата на работните напрежения (входно и изходно) на такъв стабилизатор за продължителен период от време е показана на фиг. 7.44. Вижда се, че за да се получи стабилно изходно напрежение U_0, минималната стойност на входното напрежение $U_{i\,min}$ трябва да е по-голяма от U_0. Полезната енергия, която се отдава на консуматора, е

(7.157) $$W_0 = \int_0^t U_0 i_0 \, dt.$$

където U_0 = const е изходното напрежение на стабилизатора;

i_0 – изходният ток на стабилизатора (постоянен или изменящ се);

t – времето на работа на стабилизатора.

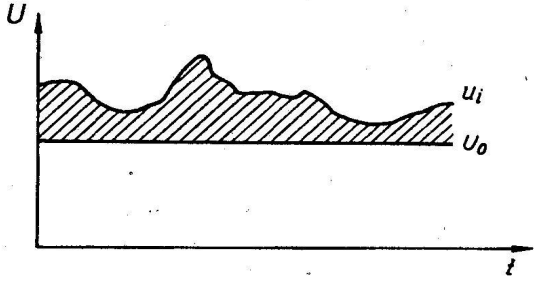
Консумираната енергия от токоизточника е

(7.158) $$W_i = \int_0^t u_i i_i \, dt,$$

или, ако $i_i = i_0$,

(7.159) $$W_i = \int_0^t u_i i_0 \, dt.$$

Тук i_i е входният ток, който е равен на сумата от изходния ток i_0 и тока на соб-



Фиг. 7.44. Форма на входното и изходното напрежение на стабилизатор с непрекъснато действие

ствена консумация на стабилизатора i_Q:

(7.160) $$i_i = i_0 + i_Q.$$

Разликата между консумираната и полезната енергия е енергията, която се превръща в топлина в стабилизатора и е загубена за консуматора енергия. Тя е пропорционална на разликата между входното и изходното напрежение:

(7.161) $$W_{заг} = \int_0^t (U_i - U_0) i_0 \, dt.$$

Коефициентът на полезно действие на стабилизатора е

(7.162) $$\eta = \frac{W_0}{W_i}$$

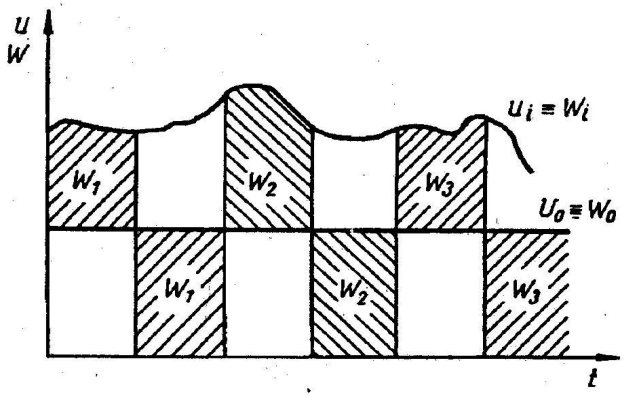
и е толкова по-голям, колкото $W_{заг}$ е по-малка.

Вредните последствия от голямата стойност на загубената енергия са:

– голям непроизводителен разход на енергия;

– увеличаване на размерите и масата на токозахранващото устройство поради използване на по-мощни елементи с по-големи размери (транзистори, токоизправител) и на охлаждащи радиатори.

Намаляването на $W_{заг}$ може да се осъществи чрез преобразувател–регулатор на напрежение, работещ на друг принцип (фиг. 7.45). Принципът се състои в дозирано предаване на енергия (на дискретни порции) от входа към изхода на преобразувателя, като излишъкът от енергия в дадена порция се натрупва в пасивен елемент с реактивно съпротивление от схемата и през последвалата пауза се изпраща към консуматора. При този режим на работа к.п.д. е голям и практически не зависи от разликата между входното и изходното напрежение.



Фиг. 7.45. Форма на входното и изходното напрежение на стабилизатор с ключово действие

Понеже входното напрежение трябва да се подава към изхода периодично на порции, силовият регулиращ елемент в схемата е необходимо да работи в *ключов режим*, т.е. с две устойчиви състояния: *включено* ($R = 0$) и *изключено* ($R = \infty$). Затова тези преобразуватели – регулатори на напрежение се наричат *ключови преобразуватели*. За краткост обаче по-нататък в текста ще бъдат наричани само *преобразуватели*.

Класификация на преобразувателите. Преобразувателите на напрежение могат да бъдат класифицирани по няколко различни признака.

а. Според начина на натрупване на енергия и предаването ѝ към изхода:

– *прав преобразувател* – който при включен ключов елемент предава част от входната енергия директно на изхода, а останалата част от енергията се натрупва в индуктивността на дросела и се предава на изхода при изключен ключов елемент;

– *обратен преобразувател* – който при включен ключов елемент натрупва цялата входяща енергия в индуктивността на дросела и я прехвърля към изхода при изключен ключов елемент; тук непрекъснатостта на изходния ток се поддържа от капацитета на кондензатор, включен паралелно на изхода;

– *комбиниран преобразувател* – представлява два преобразувателя (прав и обратен), работещи с общ ключов елемент.

б. Според регулировъчната характеристика:

– *понижаващ преобразувател* – когато изходното напрежение е по-малко от входното;

– *повишаващ преобразувател* – когато изходното напрежение е по-голямо от входното.

в. Според диапазона на регулиране на изходното напрежение:

– *с пълно регулиране;*

– *с непълно регулиране.*

г. Според наличието на електрическа връзка между входната и изходната верига:

– *с директна връзка;*

– *с изолирани вход и изход.*

Прав преобразувател. Схемата на правия преобразувател е дадена на фиг. 7.46, където са показани само елементите на силовата верига. Схемата за управление на ключовия транзистор е означена като блок и няма да се разглежда тук, защото е много сложна. Те се изработват като интегрални схеми.

Преобразувателят се състои от ключовия транзистор T_1, обратния диод D_1, дросела L_1 и кондензаторите C_1 и C_2. Действието му е илюстрирано с диаграмите на фиг. 7.47.

При включване на транзистора T_1 (фиг. 7.47 *а*) цялото входно напре-