

ИЛИЯ
ТОНЕВ
ВАСИЛ
БУЦЕВ
КРУМ
КУРТЕВ

ЕЛЕКТРО- ТЕХНИКА И ЕЛЕКТРО- НИКА

ТЕХНИКА

Доц. инж. ИЛИЯ
ТОНЕВ ИЛИЕВ

Доц. к. т. н. инж.

РАСИЛ
МЕТОЗАРОВ
УЦЕВ

Доц. к. т. н. инж.

КРУМ МИТЕВ
КУРТЕВ

977
77

ЭЛЕКТРО- ТЕХНИКА И ЭЛЕКТРО- НИКА

ИЗДАТЕЛСТВО
„ТЕХНИКА“
СОФИЯ, 1991

Учебникът е предназначен за студентите от направление химични технологии на Технологичния университет — София. В него са застъпени следните раздели на електротехниката и електрониката: електрически вериги за променлив ток, електрически измервания, трансформатори, електрически машини за постоянен и променлив ток, полупроводникови елементи, електронни усилватели, електронни генератори, импулсни и логически схеми, токозахранващи устройства. Изложеният материал съответствува на учебната програма по дисциплината електротехника и електроника за направление химични технологии към висшите химикотехнологични институти.

Отделните глави на учебника са написани от авторите, както следва: 1, 2, 4 и 7 — от доц. И. Тонев, 3, 5 и 6 — от доц. В. Буцев и 8, 9, 10, 11 и 12 — от доц. К. Куртев.

©Илия Тонев Илиев
Васил Светозаров Буцев
Крум Митев Куртев, 1991
с/о Jusautor, Sofia

15586

878

A3507/991

ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОНИКА

Автори: доц. инж. Илия Тонев Илиев
доц. к. т. н. инж. Васил Светозаров Буцев
доц. к. т. н. инж. Крум Митев Куртев
Рецензенти: доц. к. т. н. инж. Димчо Димитров Цанов
доц. к. т. н. инж. Костадин Атанасов Илиев

Националност българска Първо издание Код 03 $\frac{9533122411}{4805-255-91}$ Изд. № 16489

Научен редактор инж. Илиана Сумрова Художник Веселин Цанов Художествена редактор Вихра Стоева Технически редактор Вера Григорова Коректор Станка Стаматова

Дадена за набор на 1. VI. 1990 г. Подписана за печат м. февруари 1991 г.
Излязла от печат м. март 1991 г.

Формат 60×90/16 Пет. коли 20 Изд. коли 20

УИК 22,20 Тираж 4000+60

Издателство „Техника“, бул. Руски 6, София
Държавна печатница „Г. Димитров“, Ямбол

БИБЛИОТЕКА
НА ВИШИТЕ ТЕХНИЧЕСКИ
И-ТИ-СОФИЯ

ПЪРВА ГЛАВА

КРАТКИ СВЕДЕНИЯ ОТ ТЕОРИЯТА НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ВЕРИГИ ЗА ПРОМЕНЛИВ ТОК

18.

1.1. Периодични и синусоидни величини

Величини, които се изменят във времето, се наричат променливи. В електротехниката и електрониката това са електродвижещи напрежения (е. д. н.), напрежения, токове, интензитет на магнитни и електрически полета, магнитна индукция, магнитни потоци и др.

Стойностите на величините в даден момент на времето се наричат моментни. За е. д. н., напрежение и ток е прието да се означават с малки букви от латинската азбука, съответно e , u и i , т. е.

$$(1.1) \quad e = F_1(t), u = F_2(t) \text{ и } i = F_3(t).$$

В техниката се използват предимно периодични е. д. н., напрежения и токове, стойностите на които се повтарят през равни интервали от време. За тях са в сила равенствата

$$(1.2) \quad \begin{aligned} e &= F_1(t) = F_1(t + kT); \\ u &= F_2(t) = F_2(t + kT); \\ i &= F_3(t) = F_3(t + kT). \end{aligned}$$

В (1.2) величината T е постоянна и се нарича период на е. д. н., напрежението и тока, а k може да бъде всяко цяло число. Периодът е най-малкият интервал от време, след който се повтарят стойностите на периодичните величини. Реципрочната величина $\frac{1}{T}$ на периода се нарича честота. Честотата се означава с f и е

$$(1.3) \quad f = \frac{1}{T}.$$

От (1.3) се вижда, че честотата е равна на броя на периодите за една секунда.

Единицата за честота в системата СИ е херц (Hz). Честотата е 1 Hz, когато за една секунда сигналът има един период.

За енергийни цели се използват е. д. н., напрежения и токове с ниски честоти (в Европа честотата е 50 Hz, а в Америка — 60 Hz). За някои специални електрозадвижвания в промишлеността се използват е. д. н., напрежения и токове с честоти, които са по-ниски и по-високи от 50 Hz, но не повече от неколкостотин херца. В елек-

тронната изчислителна техника, електрониката, радио- и телевизионната техника честотите са от части от херца до милиарди херца.

Периодичните е. д. н., напрежения и токове могат да се изменят по най-различни закони във времето. Технически най-целесъобразни (особено за енергийни цели) и същевременно най-прости по израз са синусоидните или хармоничните е. д. н., напрежения и токове. Те се изменят по следния начин:

$$(1.4) \quad \begin{aligned} e &= E_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_e\right); \\ u &= U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_u\right); \\ i &= I_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_i\right). \end{aligned}$$



Единствената променлива величина в дясната част на равенствата е времето t . От изразите се вижда, че периодът на е. д. н., напрежението и тока е T и че техните най-големи стойности са съответно E_m , U_m и I_m . Последните се наричат максимални стойности или амплитуди.

Величината, която определя стойността на едно трептене във всеки момент от времето t , се нарича негова фаза. В нашия случай фазите на е. д. н., напрежението и тока са съответно ψ_e , ψ_u и ψ_i .

$$\left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_e\right); \left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_u\right); \left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_i\right)$$

Аргументите ψ_e , ψ_u и ψ_i на синусоидните функции, които определят стойностите на е. д. н., напрежението и тока за момента от време $t=0$, се наричат начални фази. Те зависят от момента, който се приема за начало на отчитане на времето.

Понеже $f = \frac{1}{T}$, (1.4) може да се изрази и по следния начин:

$$e = E_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t + \psi_e\right) = E_m \sin(2\pi f t + \psi_e) = E_m \sin(\omega t + \psi_e);$$

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$$

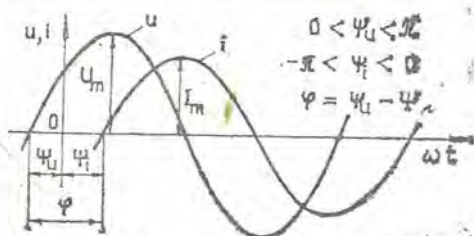
$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

Величината $\omega = 2\pi f$ се нарича кръгова честота,

За да е ясен физическият смисъл на различните по знак стойности на токовете, напреженията и е. д. н., върху елементите на схемата на електрическата верига с еднопосочни стрелки се изчисляват т. нар. условни положителни посоки. Те показват какво се разбира под положителна стойност на функцията на съответната физична величина (вж. например фиг. 1.7).

При разглеждане на две синусоидни функции с една и съща че-

тота разликата на техните начални фази се нарича фазова разлика. Сногу често тя се означава с φ . Например, ако разгледаме синусоидата на тока спрямо тази на напрежението, фазовата разлика е $\psi = \varphi_u - \varphi_i$. На фиг. 1.1 са изобразени в декартова координатна система синусоидите на напрежението и тока и са означени техните начални фази φ_u и φ_i и фазовата разлика φ .



Фиг. 1.1

Ако синусоидните функции с еднаква честота имат една и съща начална фаза, казваме, че те съвпадат по фаза. Ако фазовата им разлика е $\pm \pi$, казваме че са противоположни по фаза.)

Когато говорим за мрежа за променлив ток, имаме предвид електрическа верига, в която действа източник на е. д. н. със синусоидна форма и с честота 50 Hz.

1.2. Ефективна и средна стойност на периодични е.д.н. напрежения и токове

Понеже топлинното действие на тока е пропорционално на квадрата на тока, за големините на периодичните токове, напрежения и е. д. н. обикновено се съди по тяхната средна квадратична стойност за един период. Тя се нарича още ефективна стойност. Ефективната стойност на периодичните токове, напрежения и е. д. н. се означава съответно с I , U и E :

$$(1.5) \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}; \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}; \quad E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}.$$

Да разгледаме топлинното действие на периодичен ток i , който тече във верига със съпротивление R . Според закона на Джаул-Ленц Q - количеството топлина, която се отделя във веригата от тока i за елементарно време dt , е $Ri^2 dt$, а за всеки период е

$$(1.6) \quad \int_0^T Ri^2 dt = R \int_0^T i^2 dt = R \left(\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right) T = RI^2 T.$$

За средната стойност на мощността, с която се характеризира отделянето на топлина във веригата, се получава

$$(1.7) \quad \left[\frac{1}{T} \int_0^T R i^2 dt = R I^2 \right]$$

Чрез въвеждането на ефективната стойност на периодичния ток изразът за средната мощност се получава в същия вид, както и при постоянен ток.

За синусоиден ток $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$

$$\begin{aligned} \text{и} \quad \int_0^T i^2 dt &= I_m^2 \int_0^T \sin^2(\omega t + \psi_i) dt = \frac{I_m^2}{2} \int_0^T [1 - \cos 2(\omega t + \psi_i)] dt = \\ &= \frac{I_m^2}{2} \left[\int_0^T dt - \int_0^T \cos 2(\omega t + \psi_i) dt \right] = \frac{I_m^2}{2} T, \end{aligned}$$

понеже вторият интеграл е равен на нула. [Тогава ефективната стойност на синусоидния ток е

$$(1.8) \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

Ефективните стойности на синусоидните напрежение и е.д.н. са

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}.$$

Освен от ефективните стойности на периодичните е.д.н., напрежения и токове понякога се интересуваме и от техните средни аритметични стойности, които се наричат и средни стойности. [Под средни стойности за интервала от време от t_1 до t_2 разбираме величините

$$(1.9) \quad E_{cp} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} e dt; \quad U_{cp} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u dt; \quad I_{cp} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} i dt.]$$

¹ За синусоидни е.д.н. напрежения и токове обикновено под средна стойност се разбира средната стойност на положителната полувърна, т.е. тя е определена за интервал от време половин период, но обхващащ положителната полувърна на синусоидата:

$$(1.10) \quad E_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E_m \sin \omega t dt = \frac{2E_m}{\omega T} \left[-\cos \omega t \right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{4E_m}{2\pi f T} = \frac{2}{\pi} E_m.$$

Съответно

$$U_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} U_m, \quad I_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} I_m.$$

Със средните стойности се работи при изправянето на променливия ток.

Отношението на ефективната стойност към средната стойност на положителната полувълна се нарича коефициент на формата на кривата

$$(1.11) \quad \left[k_f = \frac{E}{E_{\text{ср}}} \right]$$

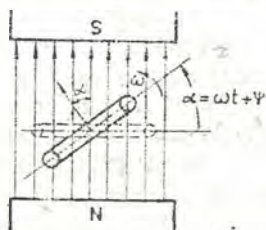
За синусоидни величини той е

$$k_f = \frac{E}{E_{\text{ср}}} = \frac{E_m}{\frac{E_m}{\sqrt{2}}} : \frac{2E_m}{\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11.$$

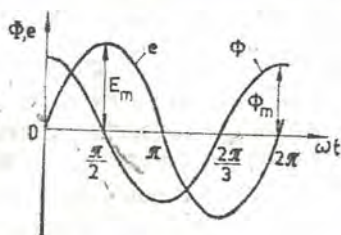
28

1.3. Принцип на действие на генераторите за променлив ток

Синусоидноизменящо се във времето е. д. н. може да се получи, ако една навивка се върти с постоянна скорост в равномерно магнитно поле около ос, която е перпендикулярна на магнитните линии (фиг. 1.2). При $\alpha=0$, т. е. когато нормалата към равнината на навивката сключва ъгъл 0° с магнитните линии, магнитният поток Φ , който се обхваща от навивката, има максимал-



Фиг. 1.2



Фиг. 1.3

на стойност Φ_m . При завъртане на навивката на ъгъл α потокът, който тя обхваща, е

$$(1.12) \quad \Phi = \Phi_m \cos \alpha.$$

Ако навивката се върти с постоянна ъглова скорост ω и ако в началния момент $t=0$ нормалата към равнината на навивката сключва с магнитните линии ъгъл ψ ,

$$(1.13) \quad \alpha = \omega t + \psi$$

и

$$(1.14) \quad \Phi = \Phi_m \cos(\omega t + \psi).$$

В навижката се индуктира е. д. н.

$$(1.15) \quad e = -\frac{d\Phi}{dt} = \omega\Phi_m \sin(\omega t + \psi) = E_m \sin(\omega t + \psi),$$

където $E_m = \omega\Phi_m$.

На фиг. 1.3 са показани в декартова координатна система синусоидите на магнитния поток Φ и електродвижещото напрежение e при $\psi = 0^\circ$. Индуктираното е. д. н. има максимална стойност, когато $\Phi = 0$, понеже тогава се получава най-голяма скорост на изменение на магнитния поток.

Генераторите за променлив ток, които се използват в техниката, по принцип на действие не се различават от разгледаната по-горе възможност за получаване на синусоидно е. д. н., но тяхното конструктивно изпълнение има редица особености, които ще разгледаме по-нататък.

1.4. Векторни диаграми

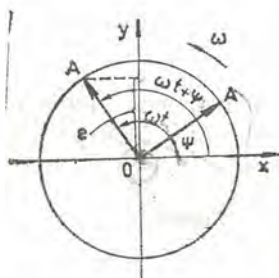
При разглеждане на веригите за променлив ток често се налага да събираме е. д. н., напрежения или токове с една и съща честота, но с различни амплитуди и начални фази. Тази задача се разрешава съвсем просто и нагледно, ако за изобразяване на синусоидните функции се използват въртящи се вектори.

Да разгледаме как ще изобразим с въртящ се вектор синусоидната функция $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$. За целта ще вземем две взаимно перпендикулярни оси Ox и Oy (фиг. 1.4). Ще се условим положителните ъгли да нанасяме в посока, която е обратна на посоката на въртене на часовниковите стрелки. Ще начертаем под ъгъл ψ към оста Ox вектор \vec{OA} , който в известен мащаб е равен на амплитудата E_m на електродвижещото напрежение. Ако векторът \vec{OA} се върти около началото O с постоянна ъглова скорост ω , равна на кръговата честота на е. д. н., след време t векторът ще се завърти на ъгъл ωt и ще сключва с оста Ox ъгъл $(\omega t + \psi)$. Тогава проекцията на вектора върху оста Oy ще е равна на $OA \sin(\omega t + \psi)$, т. е. в приетия от нас мащаб дава стойността на е. д. н. $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$ в момента от време t . Изменението на е. д. н. e за един период ще получим за едно пълно завъртане на вектора \vec{OA} . Оттук следва, че синусоидната функция можем да изобразим с вектор, който се върти с ъглова скорост, равна на кръговата честота на изобразяваната функция, при което дължината на вектора определя амплитудата на функцията, а положението на вектора в момента $t=0$ — нейната начална фаза.

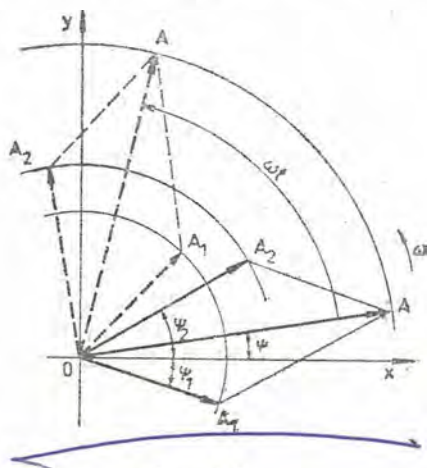
Като използваме изобразяването на синусоидни функции с въртящи се вектори, да намерим сумата на две е. д. н. с една и съща честота

$$e_1 = E_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) \quad \text{и} \quad e_2 = E_{2m} \sin(\omega t + \psi_2).$$

На чертежа разполагаме векторите \vec{OA}_1 и \vec{OA}_2 , дължината на които в дадения мащаб отговарят на амплитудите E_{1m} и E_{2m} на е. д. н.



Фиг. 1.4

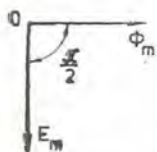


Фиг. 1.5

e_1 и e_2 така, че да сключват с оста Ox съответно ъгли ψ_1 и ψ_2 (Фиг. 1.5). Като съберем векторите \vec{OA}_1 и \vec{OA}_2 , получаваме вектора \vec{OA} , който сключва ъгъл ψ с оста Ox . Понеже векторите \vec{OA}_1 и \vec{OA}_2 се въртят с еднаква ъглова скорост, то и векторът \vec{OA} ще се върти със същата ъглова скорост и във всеки момент от времето взаимното разположение на трите вектора ще бъде едно и също. Сумата от проекциите на векторите \vec{OA}_1 и \vec{OA}_2 върху оста Oy във всеки момент на времето дава стойността на резултантното е. д. н. $e = e_1 + e_2$. Понеже алгебричната сума на проекциите на няколко вектора върху една ос е равна на проекцията на вектора, който представлява тяхната векторна сума, проекцията на вектора \vec{OA} върху оста Oy във всеки момент от времето дава стойността на е. д. н. e , т. е. векторът \vec{OA} изобразява резултантното е. д. н. $e = e_1 + e_2$. Дължината на вектора \vec{OA} в приетия мащаб определя амплитудата на сумарното е. д. н., а ъгълът ψ , който векторът \vec{OA} сключва с оста Ox в момента $t=0$, представлява началната фаза на това е. д. н. Резултантното е. д. н. e има същата честота и се изменя във времето също по синусоиден закон.

Ясно е, че същият способ може да се приложи за събирането или изваждането на произволен брой е. д. н., напрежения или токове със синусоидна форма и еднаква честота.

От казаното следва, че векторът, който изобразява сумата на няколко е. д. н., напрежения или токове с една и съща честота, е равен на геометричната сума на векторите, които изобразяват отделните е. д. н., напрежения или токове.



Фиг. 1.6

Много често нас ни интересуват само максималните или ефективните стойности (последните винаги могат да се получат от амплитудите, като се разделят на $\sqrt{2}$) на е. д. н., напреженията или токовете и фазовите разлики между тях и за нас е важно разположението на векторите един спрямо друг, но не

и тяхното разположение спрямо осите. Тогава един от векторите разполагаме на чертежа както ни е удобно, но останалите вектори трябва да бъдат ориентирани спрямо него. В този случай въртене-то на векторите не е наложително.

Съвкупността на векторите, които изобразяват синусоидните величини с една и съща честота, свързани с една електрическа верига за променлив ток, се нарича векторна диаграма на веригата.

На фиг. 1.6 е начертана векторната диаграма на магнитния поток и индуктираното е. д. н. за случая от т. 1.3. Понеже е. д. н. изостава по фаза на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ спрямо магнитния поток, на векторната диаграма

векторът, който изобразява е. д. н., е отместен на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в отрицателна посока спрямо вектора, който изобразява синусоидно изменящия се магнитен поток.

№33

1.5. Ток на установения режим в електрическа верига с последователно свързани резистор, bobина и кондензатор при синусоидно напрежение

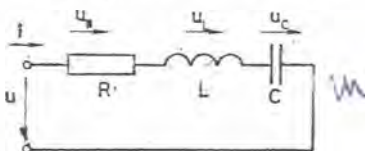
Основната задача при изчислението на веригите за променлив ток е определянето на тока във веригата при дадени напрежение и величините, които характеризират нейните елементи.

Електрическите вериги за променлив ток се образуват от следните елементи: резистори, индуктивни бобини и кондензатори. Тези елементи се характеризират с техните съпротивление R , индуктивност L и капацитет C . Величините R , L и C се наричат параметри на електрическата верига за променлив ток. Много често се допуска, че елементите на електрическата верига са идеализирани, т. е. около резисторите не се образуват електрическо и магнитно поле, следо-

или
кове
на
и
на
н.,
л-
ги
е-
и
з-
е
е
е

вателно те не притежават капацитет и индуктивност; проводниците, от които са навити бобините, нямат съпротивление; диелектриците на кондензаторите са идеални (в тях няма загуба на енергия). При така направената предпоставка задачата се разрешава по-лесно и получените резултати са по-нагледни.

Да разгледаме електрическа верига, която се състои от последователно свързани резистор със съпротивление R , бобина с индуктивност L и кондензатор с капацитет C (фиг. 1.7). Нека към изводите на веригата да се приложи синусоидно напрежение $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$. При последователно свързване на елементите на веригата това напрежение е равно на сумата от напрежителните падове в отделните участъци:



Фиг. 1.7

(1.16)

$$u = u_R + u_L + u_C, \quad \text{По закон на Кирхоф}$$

където

(1.17)

$$u_R = Ri \quad \text{з-к на Ом}$$

е напрежителният пад в резистора R ,

(1.18)

$$u_L = L \frac{di}{dt}$$

е напрежението в краищата на бобината, което уравнисява равното му и противоположно по фаза е.д.н. на самоиндукция $e_L =$

$$-L \frac{di}{dt} \text{ и}$$

$$e_L = -u_L$$

(1.19)

$$u_C = \frac{q}{C}$$

е напрежението между изводите на кондензатора.

Като имаме предвид, че

(1.20)

$$i = \frac{dq}{dt},$$

количеството електричество q , е

(1.21)

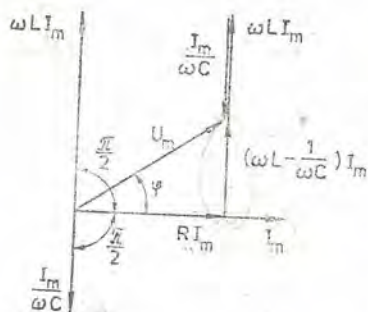
$$q = \int i dt.$$

Тогава (1.16) добива следния вид

(1.22)

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = U_m \sin(\omega t + \psi_u).$$

Полученото уравнение е линейно нехомогенно интегрално-диференциално уравнение с постоянни коефициенти, което се свежда до линейно диференциално уравнение от втори ред. Общият интеграл на това уравнение се получава като сума от решението на хомогенното интегрално-диференциално уравнение



Фиг. 1.8

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = 0$$

и частния интеграл, който представлява синусоидна функция на времето с кръгова честота ω , понеже свободният член на уравнението е синусоидна функция на времето със същата честота.

Решението на хомогенното диференциално уравнение клони бързо към нула с нарастване на времето t .

То дава преходния режим в електрическата верига след включване на напрежение към нейните краища. Затова токът, който се установява във веригата, се определя само от частния интеграл на диференциалното уравнение

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

Следователно нашата задача се свежда до определяне на амплитудата на тока I_m и фазовата разлика $\varphi = \psi_u - \psi_i$. Понеже началната фаза на приложеното напрежение ψ_u не оказва влияние на тока в установения режим, за опростяване на изчисленията ще положим $\psi_u = 0$. Тогава

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u) = U_m \sin \omega t$$

и

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i) = I_m \sin(\omega t - \varphi).$$

Като заместим u и i в (1.22), се получава

$$(1.23) \quad RI_m \sin(\omega t - \varphi) + \omega LI_m \cos(\omega t - \varphi) - \frac{I_m}{\omega C} \cos(\omega t - \varphi) = U_m \sin \omega t.$$

Амплитудата на тока I_m и фазовата разлика φ ще намерим графо-аналитично, като построим векторната диаграма на веригата. При построяването ѝ изходен е векторът, който изобразява тока $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ (фиг. 1.8). Да видим как трябва да бъдат ориентирани спрямо него векторите, които изобразяват трите съставки, u_R , u_L и u_C на напрежението $u = u_R + u_L + u_C$.

Първата съставка

$$(1.24) \quad \underline{I} \quad u_R = Ri = RI_m \sin(\omega t - \varphi)$$

съвпада по фаза с тока и има амплитуда RI_m . Затова векторът, който я изобразява, има дължина RI_m в мащаба на напреженията и съвпада по посока с вектора на тока.

Втората съставка

$$(1.25) \quad u_L = L \frac{di}{dt} = \omega LI_m \cos(\omega t - \varphi) = \omega LI_m \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$$

изпреварва по фаза тока на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ и има амплитуда ωLI_m . Векторът, който я изобразява, е с дължина ωLI_m и е завъртян на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в положителна посока спрямо вектора на тока.

Третата съставка

$$(1.26) \quad u_C = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int idt = -\frac{I_m}{\omega C} \cos(\omega t - \varphi) = \frac{I_m}{\omega C} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)$$

изостава по фаза от тока на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ и има амплитуда $\frac{I_m}{\omega C}$. Затова векторът, който я изобразява, има дължина $\frac{I_m}{\omega C}$ и е завъртян на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в отрицателна посока спрямо вектора на тока.

Геометричната сума на векторите, които изобразяват трите съставки u_R , u_L и u_C на приложеното напрежение u , определя вектора, който изобразява това напрежение.

Векторите, които изобразяват приложеното напрежение на входа на веригата $u = U_m \sin \omega t$ и тока във веригата $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$, сключват ъгъл φ , който е фазовата разлика между тях.

От правоъгълния триъгълник с катети RI_m и $\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) I_m$ и хипотенуза U_m намираме

$$(1.27) \quad R^2 I_m^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 I_m^2 = U_m^2,$$

т. е.

$$(1.28) \quad I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

и

$$(1.29) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$

или

$$(1.30) \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Ние определихме амплитудата на тока I_m и фазовата разлика φ между напрежението и тока. Следователно токът на установения режим е

$$(1.31) \quad i = I_m \sin(\omega t - \varphi) = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin\left(\omega t - \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right).$$

1.6. Пълно, активно и реактивно съпротивление

Амплитудата на тока е

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Като разделим двете части на това равенство с $\sqrt{2}$, намираме връзката между ефективните стойности на напрежението и тока

$$(1.32) \quad I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

От тези две формули се вижда, че за да определим максималната или ефективната стойност на тока, трябва да разделим съответната стойност на напрежението с величината $\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$. Тази величина се нарича пълно съпротивление на веригата или импеданс и се означава със z :

$$(1.33) \quad z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \frac{U_m}{I_m} = \frac{U}{I}.$$

Пълното съпротивление може да се определи и с отношението на максималните или ефективните стойности на напрежението и тока.

Величината R се нарича активно съпротивление на веригата. То определя необратимите активни процеси във веригата — в разглеждания случай преобразуването на електрическата енергия в топлина.

Величината $\omega L - \frac{1}{\omega C}$, която има размерност на съпротивление, се нарича реактивно съпротивление на веригата. То се означава с X :

$$(1.34) \quad X = \omega L - \frac{1}{\omega C}.$$

Реактивното съпротивление отчита влиянието, което оказват бобината и кондензаторът на променливия ток.

Членът ωL се нарича индуктивно съпротивление и се означава с X_L :

$$(1.35) \quad X_L = \omega L.$$

Индуктивното съпротивление отчита влиянието на индуктивността на бобината, когато през нея протича променлив ток.

Членът $\frac{1}{\omega C}$ се нарича капацитивно съпротивление и се означава с X_C :

$$(1.36) \quad X_C = \frac{1}{\omega C}.$$

Капацитивното съпротивление отчита влиянието на капацитета при протичане на променлив ток през кондензатора.

Ползвайки (1.34), (1.33) става

$$(1.37) \quad z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

Обстоятелството, че индуктивното съпротивление $X_L = \omega L$, посредством което се определя напрежението на бобината $u_L = \omega L I_m \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$, и капацитивното съпротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$, чрез което се намира напрежението на кондензатора $u_C = \frac{I_m}{\omega C} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ влизат в израза за реактивното съпротивление с противоположни знаци, се обяснява с това, че фазовата разлика между u_L и u_C е π . Понеже съставките u_R и $(u_L + u_C)$ на приложеното напрежение са дефазирани на ъгъл $\frac{\pi}{2}$, пълното съпротивление на веригата не се определя от аритметичното събиране на R и X , а се изчислява по формулата $z = \sqrt{R^2 + X^2}$.

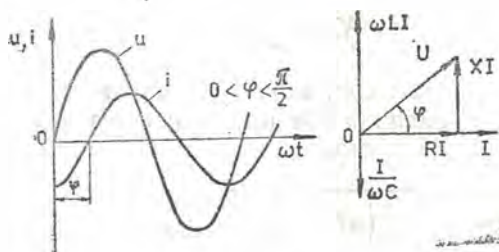
Величините X_L , X_C и z зависят не само от параметрите на веригата L и C , но и от честотата на приложеното напрежение. Стойността на индуктивното съпротивление $X_L = \omega L$ е правопропорционална на честотата, а на капацитивното съпротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$ — обратнопропорционална на честотата.]

1.7. Фазова разлика между напрежението и тока

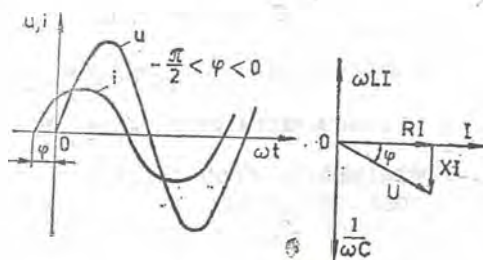
Резонанс на напреженията

От израза (1.30) за фазовата разлика

$\varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$ се вижда, че в общия случай токът на установения режим не съвпада по фаза с приложеното напрежение.



Фиг. 1.9



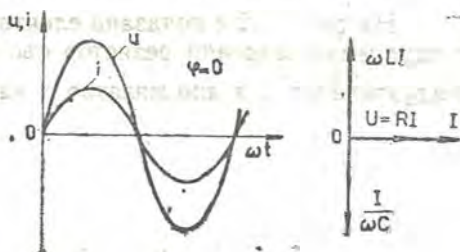
Фиг. 1.10

При $X > 0$, или $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, т. е. когато във веригата влиянието на индуктивността преобладава над влиянието на капацитета, $\frac{\pi}{2} \geq \varphi > 0$. На фиг. 1.9 са дадени синусоидите на напрежението и тока и съответстващата векторна диаграма. Токът изостава по фаза от напрежението и векторът, който го изобразява, е завъртян в отрицателна посока спрямо вектора на напрежението.

При $X < 0$ или $\omega L < \frac{1}{\omega C}$, т. е. във веригата влиянието на капацитета преобладава над влиянието на индуктивността, $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi < 0$. На

фиг. 1.10 са изобразени синусоидите на напрежението и тока и съответстващата векторна диаграма.

Токът съвпада по фаза с приложеното напрежение само при $X=0$. Реактивното съпротивление е равно на нула, ако във веригата няма



Фиг. 1.11

бобини и кондензатори, т. е. тя е съставена само от резистори, или ако реактивните съпротивления взаимно се компенсират. От векторната диграма, дадена на фиг. 1.11, се вижда, че при $X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$

сумата от векторите, които изобразяват съставките u_L и u_C на приложеното напрежение, е равна на нула и векторите, които изобразяват приложеното напрежение и тока, съвпадат по посока, т. е. $\varphi = 0$.

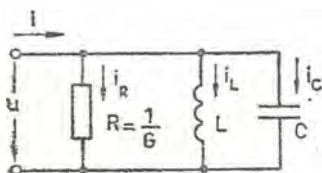
Когато токът съвпада по фаза с приложеното напрежение вследствие взаимната компенсация на индуктивното и капацитивното съпротивление, казваме, че електрическата верига е в резонанс. Резонансът в електрическата верига с последователно свързани резистор R , бобина L и кондензатор C се нарича още резонанс на напреженията, понеже $u_L = -u_C$, т. е. $u_L + u_C = 0$.

При достатъчно големи X_L и X_C ($X_L = X_C > R$) напреженията върху бобината и кондензатора u_L и u_C стават по-големи от приложеното напрежение към цялата верига u . Резонансът на напреженията в някои случаи (когато не е очакван предварително) може да се окаже опасен за устройството, защото напреженията върху бобината и кондензатора може да превишат техните допустими напрежения и да настъпи електрически пробив на изолацията на бобината и диелектрика на кондензатора.

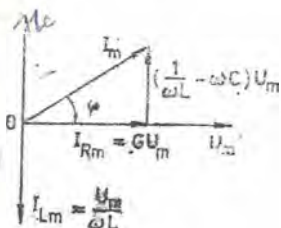
В последните три параграфа ние разгледахме най-общия случай, когато електрическата верига се състои от последователно свързани резистор със съпротивление R , бобина с индуктивност L и кондензатор с капацитет C . В някои случаи могат да липсват един или два от елементите на веригата. Тогава във формулите или на векторните диаграми ще липсват тези членове или вектори, които изразяват липсващите елементи.

1.8. Ток на установения режим в електрическа верига с паралелно свързани резистор, бобина и кондензатор при синусоидно напрежение

На фиг. 1.12 е показана електрическа верига която се състои от паралелно свързани резистор със съпротивление $R = \frac{1}{G}$, бобина с индуктивност L и кондензатор с капацитет C .



Фиг. 1.12



Фиг. 1.13

Първият закон на Кирхоф дава

$$(1.38) \quad i = i_R + i_L + i_C.$$

Токовете в клоновете можем да изразим чрез приложеното напрежение. Токът в резистора е

$$(1.39) \quad \left[i_R = \frac{u}{R} = Gu, \right]$$

токът през бобината —

$$(1.40) \quad \left[i_L = \frac{1}{L} \int u dt \right]$$

(понеже $u = -e_L = \frac{d\psi_L}{dt}$, $\psi_L = \int u dt$ и $\psi_L = Li$),
токът през кондензатора —

$$(1.41) \quad \underline{i_C} = \frac{dq}{dt} = \frac{d(Cu)}{dt} = C \frac{du}{dt}.$$

Като заместим токовете в (1.38), се получава

$$(1.42) \quad \left[i = Gu + \frac{1}{L} \int u dt + C \frac{du}{dt} \right]$$

Когато към веригата е приложено синусовидно напрежение $u = U_m \sin \omega t$, токът също е синусовиден $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$. Замествайки функциите на напрежението и тока в (1.42), получаваме

$$(1.42) \quad I_m \sin(\omega t - \varphi) = I_m \cos \varphi \sin \omega t - I_m \sin \varphi \cos \omega t =$$

$$i = GU_m \sin \omega t - \frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t + \omega CU_m \cos \omega t.$$

Това равенство е в сила за всеки момент на времето.

При $\omega t = 0$, $\sin \omega t = 0$, $\cos \omega t = 1$ и

$$(1.44) \quad I_m \cos \varphi = GU_m.$$

При $\omega t = \frac{\pi}{2}$, $\sin \omega t = 1$, $\cos \omega t = 0$ и

$$(1.45) \quad I_m \sin \varphi = \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) U_m.$$

Като последните две равенства се повдигнат на квадрат, съберат се и резултатът се коренува, се намира

$$(1.46) \quad I_m = U_m \sqrt{G^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^2}.$$

Като се раздели (1.45) на (1.44), се получава

$$(1.47) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{1}{\omega L} - \omega C}{G}.$$

На фиг. 1.13 е начертана векторната диаграма на токовете и напрежението. При начертаването на векторната диаграма за изходен вектор се взема векторът на напрежението и спрямо него се ориентират векторите на токовете. Понеже токът в резистора съвпада по фаза с напрежението, неговият вектор е по посоката на вектора на напрежението. Токът в кондензатора изпреварва по фаза напрежението на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ и затова векторът, който го изобразява, е завъртян на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в положителна посока спрямо вектора на напрежението. Токът в бобината изостава по фаза спрямо напрежението на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ и на векторната диаграма неговият вектор е завъртян в отрицателна посока на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ спрямо вектора на напрежението.

Като съберем векторите на токовете през резистора, бобината и кондензатора, намираме вектора на тока в неразклонената верига.

На векторната диграма е представен случаят, когато $\omega C > \frac{1}{\omega L}$. При т. е. токът в кондензатора е по-голям от тока в бобината.

Като разделим (1.46) на $\sqrt{2}$, намираме връзката между ефективните стойности на тока и напрежението:

$$(1.48) \quad I = U \sqrt{G^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^2} = Uy,$$

където

$$(1.49) \quad y = \sqrt{G^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^2}.$$

Величината y се нарича пълна проводимост на веригата. Величината G се нарича активна проводимост, $\frac{1}{\omega L}$ — индуктивна проводимост и се означава с B_L , ωC — капацитивна проводимост и се означава с B_C , $\frac{1}{\omega L} - \omega C$ — реактивна проводимост и се означава с B . Следователно

$$(1.50) \quad B_L = \frac{1}{\omega L};$$

$$(1.51) \quad B_C = \omega C;$$

$$(1.52) \quad B = \frac{1}{\omega L} - \omega C = B_L - B_C.$$

$$(1.53) \quad y = \sqrt{G^2 + B^2}.$$

Реактивната проводимост е равна на разликата от индуктивната и капацитивната проводимост, защото токовете в бобината и кондензатора имат фазова разлика π , т. е. във всеки момент на времето техните посоки са противоположни.

Пълната проводимост се определя с равенството $y = \sqrt{G^2 + B^2}$, понеже фазовата разлика между тока в резистора и токовете в бобината и кондензатора е $\frac{\pi}{2}$.

Индуктивната, капацитивната и пълната проводимост зависят не само от параметрите на веригата, но и от честотата на тока. Индуктивната проводимост е обратнопропорционална на честотата, а капацитивната — правопропорционална на честотата.

$\frac{1}{\omega L}$ При $\frac{1}{\omega L} > \omega C$ токът през bobината е по-голям от тока през кондензатора и общият ток i изостава по фаза на ъгъл φ от напрежението, при което $0 < \varphi \leq \frac{\pi}{2}$. При $\omega C > \frac{1}{\omega L}$ токът през кондензатора е по-голям от тока през bobината и общият ток i изпреварва по фаза на ъгъл φ напрежението, при което $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi < 0$.

При $\frac{1}{\omega L} = \omega C$ общият ток i е равен на тока i_R през резистора. В този случай токът i съпада по фаза с напрежението и казваме, че във веригата е настъпил резонанс. Този резонанс се нарича резонанс на токовете, понеже $i_L = -i_C$, т. е. $i_L + i_C = 0$. При достатъчно големи $\frac{1}{\omega L}$ и ωC токовете през bobината и кондензатора могат да достигнат стойности, много по-големи от общия ток i .

Разгледахме най-общия случай, когато в електрическата верига са свързани паралелно резистор със съпротивление R , bobина с индуктивност L и кондензатор с капацитет C . В частен случай могат да липсват един или два от елементите на веригата. Тогава във формулите или векторните диаграми няма да фигурират тези членове или вектори, които изразяват липсващите елементи.

56

1.9. Мощност във веригите за променлив ток

Видяхме, че когато към входа на една електрическа верига е приложено синусовидно напрежение $u = U_m \sin \omega t$, токът във веригата също е синусоиден, но в общия случай той е изместен по фаза от напрежението и е $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$.

Работата dA , която се извършва във веригата за елементарно време dt , е

$$(1.54) \quad dA = udq = uidt.$$

Скоростта на извършване на работата се нарича моментна мощност и се означава с p . Тя е

$$(1.55) \quad p = \frac{dA}{dt} = ui = U_m I_m \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi).$$

Като имаме предвид, че $\frac{U_m}{\sqrt{2}} = U$, $\frac{I_m}{\sqrt{2}} = I$ и

$$(1.56) \quad \sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)],$$

за моментната мощност се получава

$$(1.57) \quad p = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t - \varphi).$$

Средната стойност на мощността за един период (т. е. работа извършена за единица време) се нарича активна мощност и се начева с P . Тя е

$$(1.58) \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T UI \cos \varphi dt - \frac{1}{T} \int_0^T UI \cos(2\omega t - \varphi) dt = UI \cos$$

понеже вторият интеграл в дадените граници е нула.

Активната мощност зависи не само от произведението на ефективните стойности на напрежението и тока, но и от тяхната фазова разлика φ . Множителят $\cos \varphi$ се нарича фактор на мощността или коефициент на мощността. Активната мощност е винаги по-малка от произведението на ефективните стойности на напрежението и тока, понеже косинусът не може да бъде по-голям от единица. Само в граничния случай, когато $\varphi = 0$ и $\cos \varphi = 1$, $P = UI$. В другия граничен случай, когато $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ и $\cos \varphi = 0$, активната мощност е равна на

нула. При едни и същи ефективни стойности на напрежението и тока активната мощност е толкова по-голяма, колкото факторът на мощността е по-близък до единица.

Определена активна мощност се предава най-икономично по електрическите линии, когато $\cos \varphi = 1$, тъй като тогава токът I е минимален и обуславя възможните най-малки в тях загуби — $P_{\text{заг}} = R_{\text{л}} I^2$. В това се състои и много важната от икономическа гледна точка проблема $\cos \varphi$.

При разглеждане на енергийните процеси във веригите за променлив ток е необходимо да държим сметка не само за превръщането на електрическата енергия в топлина или други видове енергия, но и на факта, че запасът на енергия в магнитното и електрическото поле, които са свързани с разглежданата верига, непрекъснато се изменя. Енергията на магнитното поле $W_{\text{м}}$ на bobина с индуктивност L и енергията на електрическото поле $W_{\text{е}}$ на кондензатор с капацитет C са съответно

$$(1.59) \quad W_{\text{м}} = \frac{1}{2} Li^2$$

и

$$(1.60) \quad W_{\text{е}} = \frac{1}{2} Cu^2.$$

Да направим анализ на енергийните процеси в електрическа верига, която се състои от последователно свързани резистор със съ-

противление R , бобина с индуктивност L и кондензатор с капацитет C . От основното уравнение за тази верига

$$u = u_R + u_L + u_C = Ri + L \frac{di}{dt} + u_C$$

можем да преинем към елементарни работи, като умножим двете части на равенството с $dq = idt = Cdu_C$, а именно

$$(1.61) \quad uiddt = Ri^2dt + Lidt + Cu_Cdu_C = Ri^2dt + d(W_m + W_e).$$

От (1.61) се вижда, че работата $uiddt$, която извършва източникът на напрежение за време dt , се изразходва за отделяне на топлина в резистора и за изменение на енергията на магнитното и електрическото поле. При това величината Ri^2dt е винаги положителна, докато величините $uiddt$ и $d(W_m + W_e)$ могат да добиват както положителни, така и отрицателни стойности. Отрицателните стойности показват, че в някои моменти на времето източникът на напрежение става приемник на енергия, а полетата — източник на енергия.

От израза за моментната мощност]

$$p = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t - \varphi)$$

следва, че моментната стойност на мощността се изменя с кръгова честота 2ω , която е два пъти по-голяма от кръговата честота на напрежението и тока. За разлика от веригите за постоянен ток, където енергията постъпва равномерно, при веригите за променлив ток скоростта на постъпване на енергията постоянно се изменя.

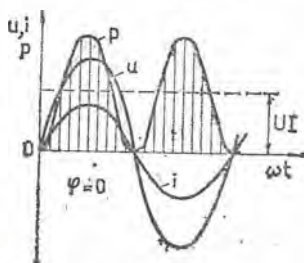
За да изясним по-добре характера на енергийните процеси във веригите за променлив ток, ще разгледаме двата гранични случая, когато $\cos \varphi = 1$ и когато $\cos \varphi = 0$.

При $\cos \varphi = 1$, т. е. $\varphi = 0$,

$$(1.62) \quad p = UI - UI \cos 2\omega t$$

$$\text{и } p_{\max} = 2UI, \quad p_{\min} = 0, \quad P = UI.$$

На фиг. 1.14 са дадени кривите на напрежението и тока, които съвпадат по фаза, и кривата на моментната мощност. В този случай моментната мощност p се колебае с кръгова честота 2ω около своята средна стойност UI . При това моментната мощност не добива отрицателни стойности, т. е. енергията през цялото време постъпва във веригата] и въпреки че постъпването на енергия в различните



Фиг. 1.14

моменти става с различна скорост, няма връщане на енергия от веригата към източника на напрежение. В този случай цялата енергия, която постъпва във веригата, се превръща в топлина.

При $\cos \varphi = 0$, т. е. при $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$,

$$(1.63) \quad p = \mp UI \sin 2\omega t$$

$$\text{и } p_{\max} = UI, \quad p_{\min} = -UI, \quad P = 0.$$



Фиг. 1.15

На фиг. 1.15 са дадени синусоидите на напрежението, тока и моментната мощност за двата случая: $\varphi = \frac{\pi}{2}$ и $\varphi = -\frac{\pi}{2}$. Моментната мощност и в двата случая се колебае около абсцисната ос с кръгова честота 2ω . При това в течение на четвърт период стойностите на моментната мощност са положителни, а през следващия четвърт период — отрицателни. Когато $p > 0$, енергията постъпва във веригата, а когато $p < 0$, енергията се връща обратно от веригата в източника на напрежение.

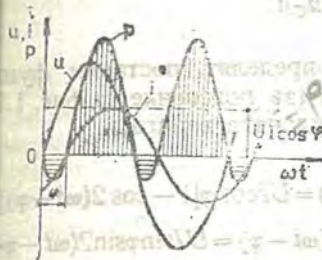
Понеже при $\cos \varphi = 0$ ограничените от кривата на моментната мощност и абсцисната ос площи, които са над абсцисната ос (те определят енергията, която постъпва във веригата), са равни на площите, които са под абсцисната ос (те определят енергията, която се връща от веригата в източника), работата за цял брой полупериоди, която се извършва във веригата, е равна на нула. В разглежданите случаи енергийните процеси се състоят само в колебания на енергия между източника на напрежение и веригата, без да има превръщане на електрическата енергия в друг вид енергия. При $\varphi = \frac{\pi}{2}$ енергията, която постъпва във веригата, временно се запасява в магнитното поле, когато полето се усилва (i расте по абсолютна стойност) и изцяло се връща в източника, когато магнитното поле намалява (i намалява по абсолютна стойност; $W_m = \frac{1}{2} Li^2$). При $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ енергията, която постъпва във веригата, временно се запасява в електрическото поле, когато полето се усилва (u_C расте по абсолютна

стойност), и изцяло се връща в източника, когато електрическото поле отслабва (u_c намалява по абсолютна стойност; $W_e = \frac{1}{2} C u_c^2$).

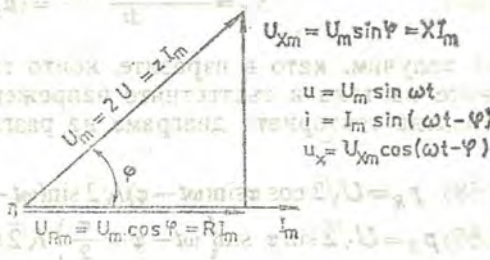
При $1 > \cos \varphi > 0$, т. е. $0 < |\varphi| < \frac{\pi}{2}$,

$$(1.64) \quad p = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t - \varphi)$$

$$p_{\max} = UI(\cos \varphi + 1), \quad p_{\min} = UI(\cos \varphi - 1), \quad P = UI \cos \varphi.$$



Фиг. 1.16



Фиг. 1.17

На фиг. 1.16 са дадени кривите на напрежението, тока и моментната мощност. Моментната мощност се колебае с кръгова честота 2ω около ос, която е над абсцисната ос на разстояние, равно на активната мощност $P = UI \cos \varphi$. При това, въпреки че моментната мощност добива и отрицателни стойности, частите на периода, в които тя е положителна, са по-големи и площите, които ограничават кривата на моментната мощност над абсцисната ос, са по-големи от площите под абсцисната ос. Следователно енергията, която постъпва от източника на напрежение във веригата, е по-голяма от енергията, която се връща от веригата в източника. В този случай съществуват едновременно процес на преобразуване на електрическата енергия в топлина и процес на запасяване и връщане на енергия от полетата, които са свързани с веригата.

Като разделим уравнението

$$u idt = u_R i dt + u_L i dt + u_C i dt = Ri^2 dt + d(W_m + W_e),$$

което дава елементарните работи, на dt , ще получим уравнението за мощностите в разглежданата верига

$$(1.65) \quad ui = u_R i + u_L i + u_C i = Ri^2 + \frac{d(W_m + W_e)}{dt}.$$

От него се вижда, че моментната мощност е равна на сумата от скоростта на преобразуване на електрическата енергия в топлина

$p_R = u_R i$ и скоростта на постъпване на електрическата енергия в мнитното и електрическото поле $p_X = \frac{d(W_M + W_e)}{dt}$.

Законът, по който се изменят във времето мощностите

$$(1.66) \quad p_R = Ri^2 = u_R i$$

и

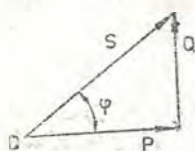
$$(1.67) \quad p_X = \frac{d(W_M + W_e)}{dt} = (u_L + u_C)i,$$

ще получим, като в изразите, които ги определят, поставим функциите на тока и съответните напрежения (за пояснение на фиг. 1.18 е дадена векторната диаграма на разглежданата верига):

$$(1.68) \quad p_R = U\sqrt{2} \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) = UI \cos \varphi [1 - \cos 2(\omega t - \varphi)]$$

$$(1.69) \quad p_X = U\sqrt{2} \sin \varphi \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) = UI \sin \varphi \sin 2(\omega t - \varphi)$$

Амплитудата на променливата съставка на мощността p_R (скоростта, с която електрическата енергия се преобразува в топлина на резистора) е равна на активната мощност



Фиг. 1.18

$P = UI \cos \varphi$.

Амплитудата на мощността p_X (скоростта на постъпване на енергията в полетата, свързани с електрическата верига) се нарича реактивна мощност и се означава с Q, а амплитудата на променливата съставка на моментната мощност p — привидна или пълна мощност и се означава с S. Следователно

$$(1.70) \quad Q = UI \sin \varphi$$

и

$$(1.71) \quad S = UI.$$

Активната, реактивната и привидната мощност имат еднаква размерност, но на практика е прието активната мощност да се измерва с единицата ват (W), реактивната мощност — с единицата волт.ампер реактивен (VAR) и привидната мощност — с единицата волт.ампер (VA). Това е направено, понеже превръщането на електрическата енергия в друг вид енергия се определя от активната мощност

$$(1.72) \quad A = \int_0^t p dt = \int_0^t p_R dt + \int_0^t p_X dt = \int_0^t P dt,$$

В М
 тий като при $t = kT$ (k цяло число) $\int_0^t p_x dt = 0$.

Активната, реактивната и привидната мощност се изразяват и по следните начини:

$$(1.73) \quad P = UI \cos \varphi = RI^2 = GU^2;$$

$$(1.74) \quad Q = UI \sin \varphi = XI^2 = BU^2;$$

$$(1.75) \quad S = UI = zI^2 = yU^2.$$

ру
 . I
 От тези съотношения се вижда, че мощностите представляват страните на правоъгълен триъгълник: хипотенузата е привидната мощност, а катетите — активната и реактивната мощност. Този триъгълник се нарича триъгълник на мощностите. Той е начертан на фиг. 1.18.

-φ)
 -φ
 От него следва:

$$(1.76) \quad P = S \cos \varphi;$$

$$(1.77) \quad Q = S \sin \varphi;$$

$$(1.78) \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2},$$

$$(1.79) \quad \sin \varphi = \frac{Q}{S},$$

$$(1.80) \quad \cos \varphi = \frac{P}{S},$$

$$(1.81) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P}.$$

1.10. Символичен метод за изчисляване на електрическите вериги при променлив ток

Представянето на синусоидните е. д. н., напрежения и токове с вектори опростява изчисляването на веригите за променлив ток. Методът е нагледен, но не може да реши задачата при сложни електрически вериги и не винаги дава необходимата точност, понеже на него са присъщи грешките, свързани с всяко графично построение.

Аналитичните методи за изчисляване на електрическите вериги при променлив ток дават възможност да се направят съответните изчисления с желана от нас точност. Един от тези методи е т. нар. символичен метод. Той се основава на представянето на векторите с комплексни числа. При него геометричните действия с векторите се свеждат до алгебрични действия с комплексните числа, които ги изобразяват.

Едно комплексно число може да се представи по три различни начина

$$(1.82) \quad A = a_1 + ja_2 = a \cos \alpha + j a \sin \alpha = a e^{j\alpha},$$

където $j = \sqrt{-1}$, а e основата на натуралните логаритми.

Формата $a_1 + ja_2$ на комплексното число се нарича алгебрична форма на представянето му, формата $a \cos \alpha + j a \sin \alpha$ — тригонометрична, $a e^{j\alpha}$ — степенна.

За преминаване от една форма на комплексното число в друга използват следните равенства:

$$(1.83) \quad a_1 = a \cos \alpha;$$

$$(1.84) \quad a_2 = j a \sin \alpha,$$

$$(1.85) \quad a = \sqrt{a_1^2 + a_2^2},$$

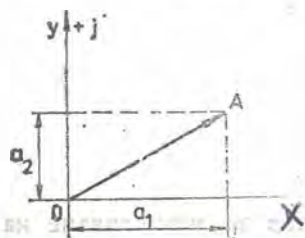
$$(1.86) \quad \alpha = \arctg \frac{a_2}{a_1}.$$

Величината $a = \sqrt{a_1^2 + a_2^2}$ се нарича модул на комплексното число, а α — негов аргумент.

Геометрично комплексните числа се изобразяват в т. нар. комплексна равнина, [която] се образува от две взаимноперпендикулярни оси: Ox и Oy (фиг. 1.19). По оста Ox се нанасят реалните числа, а по оста Oy — имагинерните числа. Първата ос се нарича ос на реалните числа, а втората — ос на имагинерните числа. На всяко комплексно число съответствува една точка от комплексната равнина, и обратно. Всяка точка от комплексната равнина определя един вектор, който може да се прекара от началото на координатната система и край на който ще се намира в споменатата точка. Затова векторите, които се прекарват от началото на координатната система, се изобразяват с комплексните числа, които съответствуват на точките, в които лежат техните краища.

Ако аргументът на комплексното число $a e^{j\alpha}$ нараства линейно с течение на времето, т. е. $\alpha = \omega t$, точката, която съответствува на това комплексно число, се движи в комплексната равнина с постоянна ъглова скорост ω в обратна посока на движението на часовниковите стрелки и описва окръжност с радиус a и център в началото на координатната система. В такъв случай комплексното число $a e^{j\omega t}$ изобразява един въртящ се вектор.

Видяхме, че синусоидните е. д. н., напрежения и токове могат да се изобразяват с въртящи се вектори, а тях, от друга страна, мо-



Фиг. 1.19

Тич
 нем да изобразяваме с комплексни числа. Следователно синусоидните функции можем да изобразяваме непосредствено със съответстващите им комплексни числа.

Например синусоидното е. д. н. $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ може да бъде изобразено с въртящ се вектор, на който съответствува комплексното число

р
 а,
 а
 (1.87) $E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m \cos(\omega t + \psi_e) + j E_m \sin(\omega t + \psi_e)$

Моментната стойност на синусоидната функция се дава с втория член на тригонометричната форма на съответстващото комплексно число, взет без имагинерната единица.

Равенство (1.87) може да се напише и по следния начин:

(1.88) $E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m e^{j\psi_e} e^{j\omega t}$

Величината $E_m e^{j\psi_e}$, която определя амплитудата и началната фаза на електродвижещото напрежение, се нарича комплексна амплитуда и се означава с \dot{E}_m , т. е. като над буквата, с която се означава максималната стойност, се постави точка.

Съответно комплексните амплитуди на напрежението и тока са

л
 н.
 се
 $\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}$ и $\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$

Преминаването към моментни стойности става чрез умножаване на комплексната амплитуда с величината $e^{j\omega t}$.

По-често вместо с максималните стойности се работи с ефективните.

Комплексните числа, които определят ефективните стойности и началните фази на е. д. н., напрежението и тока, се наричат техни комплекси и се означават съответно

Г
 $\dot{E} = E e^{j\psi_e}$, $\dot{U} = U e^{j\psi_u}$ и $\dot{I} = I e^{j\psi_i}$

Необходимо е да отбележим, че умножаването на едно комплексно число с множителя $(+j)$ съответствува на завъртане на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в положителна посока на вектора, който го изобразява, а умножаването на комплексното число с множителя $(-j)$ — на завъртане на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в отрицателна посока на съответния вектор.

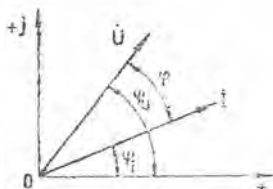
Когато във входа на една електрическа верига е приложено напрежение $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$, токът във веригата е

$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ (08.1)

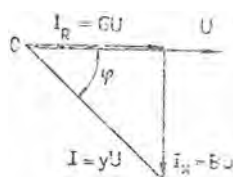
На фиг. 1.20 е дадена векторната диаграма на веригата. Комплексите на напрежението \dot{U} и тока \dot{I} са съответно

$$\dot{U} = Ue^{j\psi_u} \text{ и } \dot{I} = Ie^{j\psi_i}$$

Да определим отношението на комплекса на напрежението \dot{U} и комплекса на тока \dot{I} :



Фиг. 1.20



Фиг. 1.21

$$(1.89) \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{Ie^{j\psi_i}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_u - \psi_i)} = z e^{j\varphi} = z \cos \varphi + jz \sin \varphi = R + jX,$$

където $R = z \cos \varphi$, $X = z \sin \varphi$ и z са съответно активното, реактивното и пълното съпротивление на веригата. Съотношението между съпротивленията се виждат от векторната диаграма на фиг. 1.17. Правоъгълният триъгълник с хипотенуза zI_m и катети RI_m и XI_m се нарича триъгълник на напреженията. Ако неговите страни се разделят на I_m , ще се получи нов триъгълник с хипотенуза z и катети R и X , който се нарича триъгълник на съпротивленията.

Комплексното число, което представлява отношението на комплексите на напрежението и тока, се нарича комплекс на пълното съпротивление и се означава с \dot{Z} . Комплексът на пълното съпротивление има реална част активното съпротивление на веригата и имагиерна част реактивното съпротивление на веригата, т. е.

$$\dot{Z} = R + jX.$$

Равенство (1.89) е получено за електрическа верига, в която са свързани последователно елементи с активно съпротивление R и реактивно X . Ако не се знае какви елементи има във веригата и как са свързани те, получените от (1.89) R и X се наричат еквивалентни съпротивления на електрическата верига.

Да определим и отношението на комплекса на тока \dot{I} и комплекса на напрежението \dot{U} :

$$(1.90) \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{I \cdot e^{j\psi_i}}{Ue^{j\psi_u}} = \frac{I}{U} e^{j(\psi_i - \psi_u)} = ye^{-j\varphi} = y \cos \varphi - jy \sin \varphi = G - jB,$$

дето $G = y \cos \varphi$, $B = y \sin \varphi$ и y са съответно активната, реактивната пълната проводимост на веригата.

Съотношенията между проводимостите се виждат от векторната диаграма за паралелната верига, която е начертана на фиг. 1.21.

Правоъгълният триъгълник с хипотенуза yU и катети RU и BV се нарича триъгълник на токовете. Когато неговите страни се разделят на U , се получава нов триъгълник с хипотенуза y и катети R и B , който се нарича триъгълник на проводимостите.

Комплексното число, което представлява отношението на комплексите на тока и напрежението, се нарича комплекс на пълната проводимост и се означава с Y . Комплексът на пълната проводимост има реална част активната проводимост и имагинерна част реактивната проводимост с обратен знак, т. е.

$$Y = G - jB.$$

Равенство (1.90) е получено за електрическа верига, която се състои от паралелно свързани елементи с активна проводимост G и реактивна проводимост B . Ако не се знае какви елементи има във веригата и как са свързани те, получените от (1.90) G и B се наричат еквивалентни проводимости на веригата.

Произведението на комплексите на пълното съпротивление и пълната проводимост е единица, което следва непосредствено от тяхното определение

$$(1.91) \quad ZY = 1 \quad \text{или} \quad (R + jX)(G - jB) = 1.$$

Следователно във веригите са променлив ток реципрочни величини са комплексите на пълното съпротивление и пълната проводимост. Полученото съотношение

$$(1.92) \quad i = \frac{\dot{U}}{Z}, \quad \dot{U} = Zi, \quad i = Y\dot{U}, \quad \dot{U} = \frac{i}{Y}$$

изразява закона на Ом в символична форма за електрическите вериги за променлив ток и дава в една формула връзката между ефективните стойности на напрежението и тока, като отчита и тяхната фазова разлика.

Според първия закон на Кирхоф сумата от моментните стойности на токовете, които текат към и от една възлова точка на електрическа верига, е равна на нула, т. е. $\sum_{k=1}^n i_k = 0$. При синусоидни токове с една и съща честота чрез изразяване на токовете с техните комплекси се получава

$$(1.93) \quad \sum_{k=1}^n i_k = 0.$$

Вторият закон на Кирхсф гласи, че сумата от моментните стойности на е. д. н., които действуват в един затворен контур от сложна електрическа верига, е равна на сумата на напрежителните падения във всички клонове, които образуват контура, т. е. $\sum_{k=1}^n e_k = \sum_{k=1}^n U_k$

При синусоиден ток законът на Ом в символична форма дава $U_k = Z_k I_k$. Като се изразят с техните комплексни величините, които влизат в равенството на втория закон на Кирхсф, той се получава в символична форма

$$(1.94) \quad \sum_{k=1}^n \dot{E}_k = \sum_{k=1}^n Z_k \dot{I}_k$$

Когато се прилагат законите на Кирхсф в символична форма трябва да се поставят условни положителни посоки на всички е. д. н. и токове. При това трябва да се има предвид, че посоките на е. д. н. и токовете се изменят два пъти за един период и ако в даден момент някои е. д. н. и токове имат отрицателни стойности, в този момент техните действителни посоки са противоположни на условно приетите положителни посоки.

66

1.11. Трифазни системи електрически вериги

Многофазна система електрически вериги се нарича съвкупността от няколко електрически вериги, в които действуват електродвижещи напрежения с една и съща честота, различаващи се по фаза.

Всяка отделна електрическа верига се нарича „фаза“. Броят на веригите определя броя на фазите.

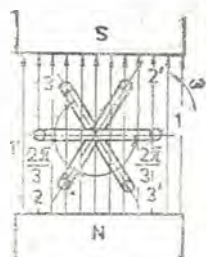
Е. д. н., които действуват в отделните вериги, образуват многофазна система е. д. н. Същото се отнася и за напреженията и токовете на отделните вериги.

Многофазните системи е. д. н., напрежения и токове биват симетрични и несиметрични. Системата е. д. н. (напрежения или токове) е симетрична, когато всичките е. д. н. (напрежения или токове) имат еднакви амплитуди и всяко следващо е. д. н. е изместено на един и същи фазов ъгъл спрямо предишното. Ако е нарушено едно от двете условия или и двете, системата е. д. н. (напрежения или токове) е несиметрична.

Произвеждането, пренасянето на големи разстояния и разпределението на електрическата енергия между консуматорите се извършва изключително в трифазни системи. Причините за това са предимствата на трифазните системи, най-важните от които са:

1. Значително намаляване на разхода на проводници за пренасянето на електрическата енергия.
2. Възможност за получаване по много прост начин на въртящо магнитно поле, което е залегнало в принципа на действие на електродвигателите за променлив ток.
3. Наличие на две стойности на работните напрежения в една и съща захранваща мрежа.

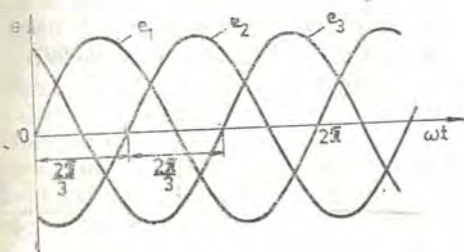
На фиг. 1.22 е дадено принципното устройство на елементарен трифазен генератор. Той се различава от генератора на фиг. 1.2 по това, че във въздушната междина на постоянния магнит се въртят с постоянна скорост три навивки. За да се получи симетрична трифазна система е. д. н., трите навивки са изработени еднакво, осите им съвпадат и равнините им са изместени в пространството една спрямо друга на ъгъл $\frac{2\pi}{3}$. На



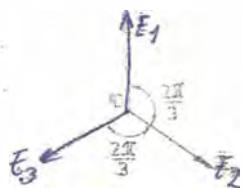
Фиг. 1.22

практика реалните генератори дават симетрична трифазна система напрежения.

На фиг. 1.23 са начертани синусоидите на е. д. н., индуцирани в трите намотки, като е приет начален момент на времето, когато е. д. н. на първата навивка преминава през нула. Е. д. н. на фазата 2 изостава по фаза на ъгъл $\frac{2\pi}{3}$ от е. д. н. на фазата 1, а е. д. н. на фазата 3 изостава по фаза на същия ъгъл от е. д. н. на фазата 2. За



Фиг. 1.23



Фиг. 1.24

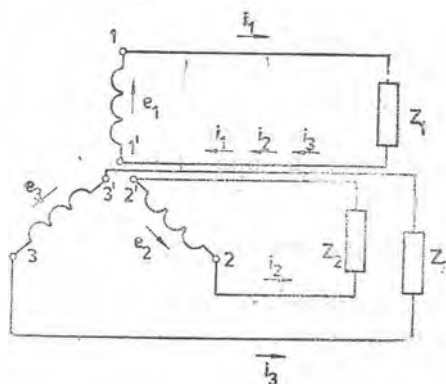
симетричната трифазна система е. д. н. се написват следните уравнения за моментните стойности на отделните е. д. н.:

$$e_1 = E_m \sin \omega t;$$

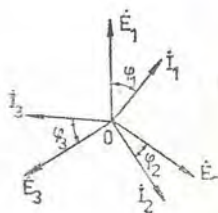
$$(1.95) \quad e_2 = E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$e_3 = E_m \sin \left(\omega t - 2 \frac{2\pi}{3} \right) = E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right).$$

На фиг. 1.24 е дадена векторната диаграма на симетричната трифазна система е. д. н. Векторът \vec{E}_2 е отместен на ъгъл $\frac{2\pi}{3}$ в отрицателна посока спрямо вектора \vec{E}_1 , а векторът \vec{E}_3 е отместен също на ъгъл $\frac{2\pi}{3}$ в отрицателна посока спрямо вектора \vec{E}_2 . Последователността на фазите 1, 2 и 3 се нарича права, а последователността на фазите 1, 3 и 2 — обратна. Обикновено се работи с права последователност на фазите.



Фиг. 1.25



Фиг. 1.26

От векторната диаграма на фиг. 1.24 се вижда, че във всеки момент на времето алгебричната сума на е. д. н. на трите фази е равна на нула. Това се установява веднага, ако се съберат геометрично трите вектора, които изобразяват е. д. н. в трите фази. Следователно можем да напишем

$$(1.96) \quad \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3 = 0$$

или

$$(1.97) \quad e_1 + e_2 + e_3 = 0.$$

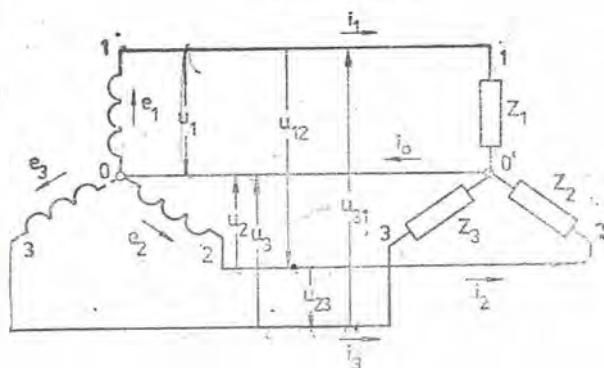
Равенство (1.97) е в сила и за всяка симетрична многофазна система е. д. н., напрежения или токове.

На схемите трифазните генератори се изобразяват с три намотки 1—1', 2—2' и 3—3', разположени на чертежа както векторите на съответстващите им е. д. н., и то така, че положителните посоки на е. д. н. на схемата съвпадат с посоките на векторите, които ги изобразяват на векторната диаграма (фиг. 1.25). Ако свържем към началото и края на всяка фаза на генератора три еднакви консуматора Z_1 , Z_2 и Z_3 , то и токовете i_1 , i_2 и i_3 ще имат еднакви амплитуди и ще

га трет изместени по фаза на един и същ ъгъл от съответното е. д. н. (фиг. 1.26). Вследствие на това токовете са изместени по фаза спрямо друг на ъгъл $\frac{2\pi}{3}$ и образуват симетрична трифазна система токове, за която

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0.$$



Фиг. 1.27

Товар на трифазната система, който осигурява симетрична токова система, се нарича симетричен или равномерен.

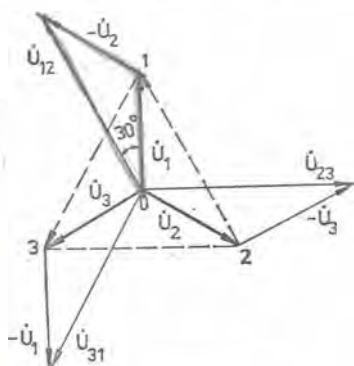
При дадената на фиг. 1.27 трифазна система всяка отделна верига независимо свързана от останалите две. Така получената трифазна система се нарича несвързана. При несвързани трифазни системи трябва шест проводника за пренасяне на електрическата енергия от генератора до консуматорите.

Броят на необходимите проводници може да бъде намален, ако вместо трите отделни обратни проводника използваме един общ проводник, като свържем към него краищата 1', 2' и 3' на трите фази на генератора и краищата на трите фази на консуматора (фиг. 1.27). При това условията на работа на консуматора не се изменят, защото напрежението между началото и края на всяка фаза на консуматора, както и при несвързаната система, е равно на напрежението на съответната фаза на генератора. Получената трифазна система се нарича свързана. Понеже фазите на генератора и консуматора са свързани във вид на трилъчева звезда, съединението се нарича звезда.

Общата точка, в която са свързани краищата на фазите на гене-

ратора или консуматора, се нарича съответно нулева или неутрална точка на генератора или консуматора.

Проводникът, който съединява неутралните точки на генератора и консуматора, се нарича нулев проводник, а трите провод



Фиг. 1.28

вар напреженията на фазите на консуматора няма да бъдат равни на фазовите напрежения на генератора и не образуват симетрична трифазна система напрежения.

Напреженията в краищата на фазите на генератора или консуматора се наричат фазови напрежения, напреженията между два нейни проводника — линейни напрежения.

Токовете, които протичат във фазите на генератора или консуматора, се наричат фазови токове, а токовете в линейните проводници — линейни токове.

При свързване звезда фазовите и линейните токове са еднакви, което се вижда непосредствено от фиг. 1.27.

На същата фигура фазовите напрежения са означени с u_1, u_2, u_3 , а линейните — с u_{12}, u_{23} и u_{31} . Между линейните и фазовите напрежения съществуват следните зависимости:

МОМЕНТНИ СЪОТНОШЕНИЯ

$$(1.101) \quad \dot{U}_{12} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2, \quad \dot{U}_{23} = \dot{U}_2 - \dot{U}_3, \quad \dot{U}_{31} = \dot{U}_3 - \dot{U}_1.$$

Векторната диаграма на фазовите и линейните напрежения при симетрична система е дадена на фиг. 1.28. Линейното напрежение \dot{U}_{12} се получава, като от вектора \dot{U}_1 се извади векторът \dot{U}_2 , т. е. към вектора \dot{U}_1 се прибави векторът $-\dot{U}_2$.

Аналогично се получават и векторите \dot{U}_{23} и \dot{U}_{31} на другите два линейни напрежения.

Трите линейни напрежения образуват симетрична трилъчева звезда, която е завъртяна спрямо звездата на фазовите напрежения на ъгъл 30° в положителна посока.

векторната диаграма се вижда, че векторите на линейните напрежения могат да се получат по-лесно, като съединим с прави линия краищата на векторите, които изобразяват фазовите напрежения. При приетата права последователност векторите на линейните напрежения са насочени от 2 към 1, от 3 към 2 и от 1 към 3. Разликата между ефективната стойност на линейните напрежения и ефективната стойност на фазовите напрежения U_ϕ ще намерим, като разгледаме равнобедрения триъгълник с бедра фазовите напрежения \vec{U}_1 и $-\vec{U}_2$ и основа линейното напрежение \vec{U}_{12} . От този триъгълник имаме

$$02) \quad U_L = 2U_\phi \cos 30^\circ = 2U_\phi \frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3}U_\phi$$

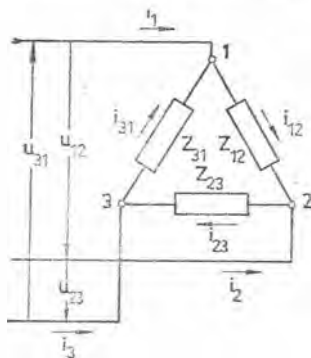
В България и в редица други страни в мрежите за ниско напрежение са приети следните стандартни стойности: за фазовите напрежения — 220 V, за линейните напрежения — 380 V (ефективни стойности).

У нас е прието еднофазните консуматори, каквито са осветителни лампи, електродомакински уреди и др., да се свързват към трифазната система в звезда. Тъй като не може да се осигури симетричен товар към трифазната система, всеки консуматор (например дадено домакинство) се свързва към енергийната система посредством един нулеен проводник, който в случая се нарича фаза, и нулевия проводник. От гледна точка на техника на безопасността нулевият проводник се заземява. Всички консуматори, които имат метални токопроводещи части (електрически печки, котлони, бойлери, ютии, електрически машини и др.), се свързват към мрежата за променлив ток чрез жилен кабел: чрез два от проводниците консуматорът получава фазовото напрежение („фаза“ и „нула“), а посредством третия — металните нетокопроводещи части се свързват с нулевия проводник. За целта служат контактите от тип „Шоко“. Това свързване предотвратява възможността обслужващите хора да попаднат под напрежение при пробив на изолацията между токопроводещите части и корпуса на уреда.

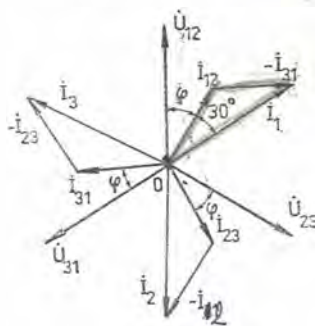
При симетрични трифазни консуматори, каквито са трифазните електродвигатели, трифазни съпротивителни електрически пещи и др., които са свързани в звезда, нулевият проводник не е необходим. Много често обаче той се използва за зануляване на металните нетокопроводещи части за предпазване на обслужващия персонал. Ако нулевият проводник липсва, се пристъпва към заземяване на металните нетокопроводещи части.

Ако свържем три консуматора Z_{12} , Z_{23} и Z_{31} непосредствено между техните линейни проводника, които идват от трифазния генератор, тогава да използваме нулев проводник, ще получим свързване на консуматорите в триъгълник (фиг. 1.29). При това свързване няма разлика между фазовите и линейните напрежения, понеже напрежението между началото и края на всяка фаза на консуматора е ли-

нейното напрежение. При свързване триъгълник фазовите и нейните токове са различни. На фиг. 1.29 фазовите токове са означени с i_{12} , i_{23} и i_{31} положителните посоки на които се приемат от към 2, от 2 към 3 и от 3 към 1, а линейните — с i_1 , i_2 и i_3 положителните



Фиг. 1.29



Фиг. 1.30

ните посоки на които както преди са от генератора към консуматора. От първия закон на Кирхоф за възловите точки 1, 2 и 3 се получава

$$(1.103) \quad I_1 = I_{12} - I_{31}, \quad I_2 = I_{23} - I_{12}, \quad I_3 = I_{31} - I_{23}.$$

Сумата на последните три равенства дава

$$(1.104) \quad I_1 + I_2 + I_3 = 0,$$

т. е. сумата от моментните стойности на линейните токове при свързване триъгълник винаги е равна на нула.

Когато товарът е симетричен ($Z_{12} = Z_{23} = Z_{31}$), фазовите токове имат еднакви ефективни стойности и са отместени на един и същ ъгъл от съответните напрежения. На фиг. 1.30 е дадена векторната диаграма на напреженията и токовете при симетричен товар. Векторната диаграма са начертани и линейните токове. Тези вектори са намерени, ползвайки уравненията (1.103). Линейните токове образуват също симетрична трифазна система токове. Звездата на линейните токове е завъртяна на ъгъл 30° в положителна посока спрямо звездата на фазовите токове. Като разгледаме равнобедрен триъгълник с бедра фазовите токове \vec{I}_{12} и $-\vec{I}_{31}$ и основа линейния ток \vec{I}_1 , за връзката между ефективните стойности I_L и I_ϕ на линейните и фазовите токове при симетричен товар получаваме съотношението, както между линейните и фазовите напрежения свързване звезда, а именно

$$(1.105) \quad I_L = \sqrt{3} I_\phi.$$

В триъгълник могат да се свързват и фазите на генератора. За да представляват линейните напрежения симетрична трифазна система, фазите на генератора трябва да се съединяват по строго определен начин, например: началото на първа фаза да се свърже с края на трета фаза, началото на втора фаза — с края на първа фаза и началото на трета фаза — с края на втора фаза. Тогава в получения затворен триъгълник сумата от моментните стойности на трите е. д. н. на генератора е нула и ако към линейните проводници няма свързани консуматори, не протича ток в затворения триъгълник. Токове във фазите на генератора протичат, когато към линейните проводници се свържат консуматори. При симетрична система линейни токове и тук е в сила съотношението $I_{\phi} = \frac{I_{\lambda}}{\sqrt{3}}$.

Трябва да отбележим, че при трифазните генератори принципът на действие на които бе разгледан на фиг. 1.22, не се използва свързване триъгълник на фазите на генератора. При трифазните трансформатори обаче се използват и двата вида свързване на намотките им — звезда и триъгълник. За консуматорите генераторната страна представляват вторичните намотки на трансформатора.

Активната мощност на трифазната система е равна на сумата от активните мощности на отделните фази: \downarrow

$$(1.106) P = P_1 + P_2 + P_3 = U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_1 + U_{2\phi} I_{2\phi} \cos \varphi_2 + U_{3\phi} I_{3\phi} \cos \varphi_3,$$

където $U_{1\phi}$, $U_{2\phi}$ и $U_{3\phi}$ са фазовите напрежения;

$I_{1\phi}$, $I_{2\phi}$ и $I_{3\phi}$ — фазовите токове;

φ_1 , φ_2 и φ_3 — фазовите разлики между съответните фазови напрежения и токове.

При симетричен товар, когато $U_{1\phi} = U_{2\phi} = U_{3\phi} = U_{\phi}$, $I_{1\phi} = I_{2\phi} = I_{3\phi} = I_{\phi}$ и $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi$,

$$(1.107) P = 3P_1 = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi.$$

За да изразим мощността чрез линейните напрежения и токове, ще припомним, че при свързване на консуматорите в звезда

$$U_{\phi} = \frac{U_{\lambda}}{\sqrt{3}} \text{ и } I_{\phi} = I_{\lambda},$$

а при свързване триъгълник —

$$U_{\phi} = U_{\lambda} \text{ и } I_{\phi} = \frac{I_{\lambda}}{\sqrt{3}},$$

откъдето и в двата случая

$$3U_{\phi} I_{\phi} = 3 \frac{U_{\lambda} I_{\lambda}}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} U_{\lambda} I_{\lambda}.$$

Тогава формулата за активната мощност на трифазната система добива вида

$$(1.108) \quad P = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi,$$

където, както и по-рано, φ е фазовата разлика между фазови напрежения и токове.

Аналогично за реактивната мощност на трифазната система при симетричен товар имаме

$$(1.109) \quad Q = 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi$$

или

$$(1.110) \quad Q = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi.$$

Величината

$$(1.111) \quad S = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}}$$

се нарича привидна или пълна мощност на трифазната система при симетричен товар.

Между активната, реактивната и привидната мощности на трифазната система при симетричен товар съществуват същите съотношения, както и при еднофазен променлив ток:

$$P = S \cos \varphi, \quad Q = S \sin \varphi, \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2},$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}, \quad \sin \varphi = \frac{Q}{S}, \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P}.$$

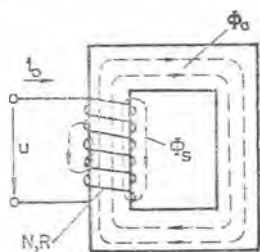
1.12. Бобина с феромагнитна сърцевина

За увеличаване на индуктивността на бобините тяхната намотка се разполага върху затворена сърцевина от феромагнитен материал, който има голяма магнитна проникваемост. При ниски честоти най-често за сърцевина се използва листов електротехническа стомана (нисковъглеродна стомана с прибавка на силиций от 0,8% до 4,8% за различните марки, което рязко увеличава специфичното съпротивление на материала). За да не надвишават загубите от вихрови токове допустимите стойности, при промишлени честоти (няколко десетки херца) дебелината на листата е от 0,2 до 0,3 mm, а при звукови честоти — от 0,02 до 0,05 mm. За специални цели листата се изработват от пермалой (желязо-никелови сплави със съдържание на никел от 35 до 85%). При бобини, които се използват за радиотехнически цели, сърцевините се изгра-

готват от пресован феромагнитен прах с непроводящ пълнител или ферити.

Индуктивността на бобините със сърцевина от феромагнитен материал не е постоянна величина, а зависи от тока в бобината или съответно от напрежението на нейните краища, тъй като магнитната проникваемост на феромагнитните материали зависи от магнитната индукция. Освен това за такива бобини трябва да се считат загубите от магнитен хистерезис и вихрови токове, понеже и двете явления са свързани с превръщане на част от електромагнитната енергия, подавана към бобината, в топлина, която се отделя в сърцевината.

Енергията, която се изразходва за осъществяване на един пълен симетричен цикъл на намагнитване, съответстващ на един период на променлив ток, отнесена към единица обем на веществото, е пропорционална на площта на хистерезисния цикъл. Тя може да се изрази с емперичната формула



Фиг. 1.31

1.112)

$$W_x = \eta B_m^n \frac{1}{\nu}$$

където η е коефициент, характеризиращ материала;

B_m — максималната индукция, която се достига в течение на цикъла.

Степенният показател n зависи от максималната стойност на индукцията B_m и има стойности от 1,6 до 2,8, но много често за бързи приблизителни изчисления се приема равен на 2.

При променлив ток с честота f материалът претърпява f пълни цикъла на намагнитване и мощността за покриване загубите от хистерезис е

1.113)

$$P_x = \eta f B_m^n V,$$

където V е обемът на сърцевината.

Загубите от вихрови токове в сърцевината се определят по следната формула:

1.114)

$$P_{вт} = \xi f^2 B_m^2 V,$$

при което коефициентът ξ е пропорционален на специфичната проводимост на материала и зависи от геометричната форма и размерите на напречното сечение на сърцевината.

Общо загубите от вихрови токове и хистерезис в сърцевината са

1.115)

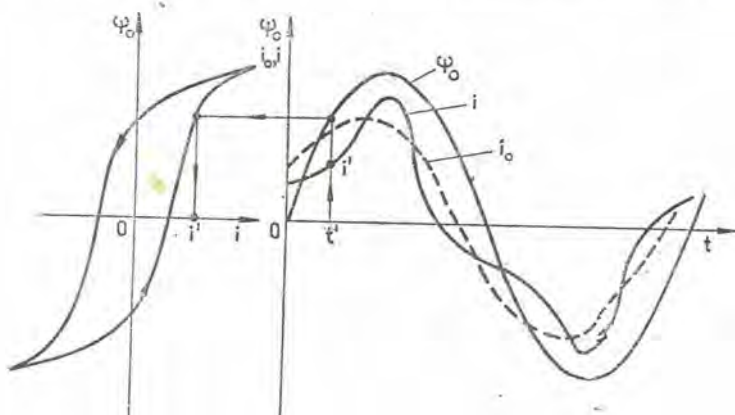
$$P_{ст} = P_x + P_{вт} = \eta f B_m^n V + \xi f^2 B_m^2 V$$

при $n=2$ са

1.116)

$$P_{ст} = (\eta f + \xi f^2) B_m^2 V.$$

На фиг. 1.31 е изобразена схематично бобина с феромагнитна сърцевина. По-голяма част от магнитните линии се затварят през сърцевината от феромагнитния материал. Те образуват основния магнитен поток Φ_0 , характерно за който е, че всички магнитни линии



Фиг. 1.32

потока се свързват с всичките навивки N на бобината. Затова пълният основен магнитен поток ψ_0 е

$$(1.117) \quad \psi_0 = NI\Phi_0.$$

Някои магнитни линии обаче се затварят изцяло или по част своя път през въздуха. Те образуват т. нар. магнитен поток на разсейване Φ_s . Нормално магнитният поток на разсейване Φ_s е малък и представлява само няколко процента от основния магнитен поток Φ_0 .

Ще определим тока на установения режим в бобината в най-простия случай, когато можем да пренебрегнем активното съпротивление на проводника, от който е навита бобината, магнитния поток на разсейване Φ_s и вихровите токове в сърцевината от феромагнитния материал. За целта ще използваме графичната зависимост $\psi_0 = f(i)$ между пълния поток ψ_0 , който се свързва с бобината, и тока i в нея. Тази зависимост при установен режим има вид на затворен хистерезисен цикъл $B = f(H)$, понеже пълният поток ψ_0 е пропорционален на магнитната индукция B , а интензитетът на магнитното поле H — на тока i .

Нека към изводите на бобината е приложено напрежение $u_0 = U_{0m} \cos \omega t$. Тогава при направените предположения приложеното напрежение се уравнисява от индуктираното е. д. н. от потока ψ_0 . Т. е. $u_0 = -e = \frac{d\psi_0}{dt}$, откъдето

$$(1.118) \quad \psi_0 = \int u_0 dt = \int U_{0m} \cos \omega t dt = \frac{U_{0m}}{\omega} \sin \omega t.$$

Следователно магнитният поток ψ_0 трябва да бъде синусоидна функция на времето, при което $\psi_{0m} = \frac{U_{0m}}{\omega}$.

На фиг. 1.32 е начертана зависимостта $\psi_0 = f(i)$ с максимална ордината $\psi_{0m} = \frac{U_{0m}}{\omega}$. На същата фигура е дадена и кривата на маг-

нитния поток $\psi_0 = \psi_{0m} \sin \omega t$. За всяка стойност на магнитния поток, като използваме графиката $\psi_0 = f(i)$, можем да определим съответната стойност на тока i и да построим по известен брой точки кривата на тока във функция от времето t . Като разгледаме тази крива, се вижда, че тя е несинусоидна и несиметрична спрямо ординатната ос и че моментът на преминаване на магнитния поток през нула изостава спрямо момента на преминаване на тока през нула.

Обикновено несинусоидния периодичен ток се заменя с една еквивалентна синусоида, която е начертана с прекъсвана линия на фиг. 1.32. Най-често изразяването на тока с еквивалентна синусоида става при предпоставката, че реалният ток в бобината и еквивалентният синусоиден ток определят еднакви загуби от хистерезис. Синусоидата на магнитния поток изостава по фаза на някакъв ъгъл от синусоидата на тока. Този ъгъл се нарича хистерезисен ъгъл.

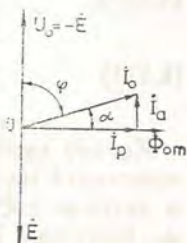
Като заменим кривата на тока с еквивалентна синусоида, можем да построим векторната диаграма на бобината с феромагнитна сърцевина. Построяването е дадено на фиг. 1.33. Изходен е векторът $\dot{\Phi}_{0m}$, който изобразява магнитния поток Φ_0 . Индуктираното магнитния поток ψ_0 е. д. н. в навивките на бобината

$$(1.119) \quad e = -\frac{d\psi_0}{dt} = -N \frac{d\Phi_0}{dt} = -N\omega \Phi_{0m} \sin \omega t$$

изостава по фаза от магнитния поток Φ_0 на ъгъл $\frac{\pi}{2}$, а напрежението $u_0 = -e$, което го уравновесява, изпреварва по фаза магнитния поток Φ_0 на ъгъл $\frac{\pi}{2}$. Съответно векторът \dot{E} , който изобразява

е. д. н. e , е завъртян на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ в отрицателна посока спрямо вектора $\dot{\Phi}_{0m}$, изобразяващ магнитния поток Φ_0 , а векторът \dot{U}_0 , който изобразява приложеното напрежение u_0 , е завъртян в положителна посока на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ спрямо вектора на магнитния поток $\dot{\Phi}_{0m}$.

Ако нямаше загуби във феромагнитната сърцевина, токът в бо-



Фиг. 1.33

бината би съвпадал по фаза с магнитния поток Φ_0 , векторът на тока I_p ще съвпада по посока с вектора на магнитния поток Φ_{0m} и ще изостава от вектора на приложеното към бобината напрежение \dot{U}_0 на ъгъл $\frac{\pi}{2}$. В такъв случай бобината представлява чисто индуктивна проводимост B_0 , на която съответствува индуктивност L_0 . Проводимостта B_0 и индуктивността L_0 се определят по формулите:

$$(1.120) \quad B_0 = \frac{I_p}{U_0} = \frac{I_{pm}}{U_{pm}} = \frac{I_{pm}}{\omega \Phi_{0m}};$$

$$(1.121) \quad L_0 = \frac{1}{\omega B_0} = \frac{\Phi_{0m}}{I_{pm}}.$$

Когато имаме загуби от хистерезис и вихрови токове, токът i_0 в намотката на бобината освен реактивна съставка i_p трябва да има и активна съставка i_a , която е във фаза с приложеното напрежение u_0 . Векторът I_a , който изобразява активната съставка i_a на тока i_0 , е успореден на вектора на приложеното напрежение u_0 . Активната съставка на тока е необходима за покриване на загубите от хистерезис и вихрови токове. Ефективната стойност на активната съставка на тока I_a и съответстващата ѝ активна проводимост G_0 могат да се определят от равенствата:

$$(1.122) \quad I_a = \frac{P_{ст}}{U_0},$$

$$(1.123) \quad G_0 = \frac{I_a}{U_0} = \frac{P_{ст}}{U_0^2},$$

където $P_{ст}$ е мощността, която се изразходва за покриване на загубите от вихрови токове и хистерезис в сърцевината на бобината.

Ъгълът φ , на който токът i_0 изостава от напрежението u_0 , и ъгълът на магнитното изоставане $\alpha = \frac{\pi}{2} - \varphi$, на който магнитният поток Φ_0 изостава от тока i_0 , можем да определим от съотношението

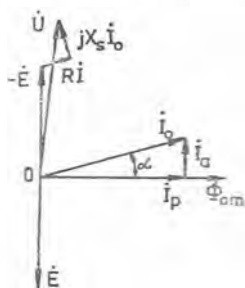
$$(1.124) \quad \cos \varphi = \sin \alpha = \frac{P_{ст}}{U_0 I_0}.$$

Ако отчитаме активното съпротивление R на намотката и магнитния поток на разсейване Φ_s , трябва да допълним векторната диаграма. В този случай приложеното напрежение към бобината ще означим с u . Освен съставката u_0 , която уравнисява е. д. н. е, индуктирано в намотката на бобината от основния магнитен поток Φ_0 , ще има и съставка $R\dot{I}_0$, която преодолява активното съпротивление R

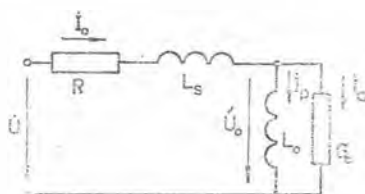
на намотката, и съставка $jX_s I_0$, уравновесяващата е. д. н., което се индуцира в намотката от магнитния поток на разсейване, т. е.

$$(1.125) \quad \dot{U} = -\dot{E} + R\dot{I}_0 + jX_s \dot{I}_0.$$

Като към векторната диаграма от фиг. 1.33 се добавят векторите от равенство (1.125), се получава пълната векторна диаграма на



Фиг. 1.34



Фиг. 1.35

бобината с феромагнитна сърцевина. Векторната диаграма е начертана на фиг. 1.34. Векторът $R\dot{I}_0$, който изобразява напрежителния пад в активното съпротивление на бобината R , е успореден на вектора на тока \dot{I}_0 , а векторът $jX_s \dot{I}_0$, който изобразява реактивния напрежителен пад $L_s \frac{d\dot{I}_0}{dt}$, изпреварва вектора на тока \dot{I}_0 на ъгъл $\frac{\pi}{2}$.

При това $X_s = \omega L_s$, където $L_s \frac{\psi_{sm}}{I_{0m}}$ е индуктивността, която отчита

пълния магнитен поток на разсейване с амплитуда ψ_{sm} . Ще отбележим, че в действителност дължините на векторите $R\dot{I}_0$ и $jX_s \dot{I}_0$ представляват само няколко процента от дължината на вектора \dot{U}_0 . На векторната диаграма (фиг. 1.34) те са преувеличени за по-голяма нагледност при построяването ѝ.

На векторната диаграма от фиг. 1.34 съответствува заместваща електрическа схема, показана на фиг. 1.35, която е еквивалента на бобина с феромагнитна сърцевина. В тази схема активното съпротивление R отчита загубите на топлина в намотката на бобината, индуктивността L_s — магнитния поток на разсейване, индуктивността L_0 — магнитния поток Φ_0 и активната проводимост G_0 — загубите в сърцевината от хистерезис и вихрови токове.

2.1. Общи сведения за електроизмервателните уреди

Измерването на една величина се състои в сравняването ѝ с някоя нейна стойност, която е приета за единица. Техническите средства, с помощта на които се осъществява измерването, се наричат измервателна апаратура.

Според това, как се извършва сравняването на измерваната величина с измервателната единица, електроизмервателните уреди се разделят на уреди за непосредствена оценка и уреди за сравняване. Уредите за непосредствена оценка дават направо числената стойност на измерваната величина. За тази цел те са снабдени с показващо устройство и предварително се градуират посредством сравнителния метод.

В зависимост от начина на отчитане на измерваната величина уредите за непосредствена оценка са цифрови и аналогови.

При цифровите уреди посредством електронна схема измерваната величина се преобразува в цифров код и стойността ѝ се отчита в дискретно число. Предвид удобствата при работа и голямата си точност цифровите уреди намират все по-широко приложение.

Аналоговите уреди за непосредствена оценка имат непрекъснато отчитане, като на аналоговата измервана величина съответства аналогично аналогово изменение при отчитащото устройство. Най-широко разпространение имат стрелковите измервателни уреди.

При уредите за сравняване стойността на измерваната величина се определя чрез непосредственото ѝ сравняване с мерките. Такива са например компенсаторите и мостовете.

Аналоговите уреди за непосредствена оценка могат да бъдат класифицирани по редица признаци: по принцип на действие (по системи), по вида на измерваната величина, по вида на тока, по степента на точност, по начина на монтажа и т. н.

В зависимост от физичните явления, които се използват за получаване на необходимия двигателен момент на аналоговите уреди за непосредствена оценка, системите биват:

1. Магнитоелектрическа система, при която двигателният момент се получава от взаимодействието между магнитното поле на един или няколко постоянни магнита и един или няколко токови контура.

2. Магнитоелектрическа система с токопреобразуватели, която представлява измервателен механизъм от магнитоелектрическата система, снабден с токопреобразувател. Последният може да бъде полупроводников диод или диоди (детектрони уреди), термоелемент или термоелементи (термоелектрически уреди), електронна лампа или транзистор (електронни уреди).

3. Електромагнитна система, при която двигателният момент се създава от взаимодействието на магнитното поле на един или няколко токови контура върху една или няколко сърцевини от магнитноек материал, които представляват подвижната част на механизма.

4. Електродинамична система, при която двигателният момент се обуславя от силите на взаимодействие между два или повече токови контура, някои от които са подвижни, а останалите неподвижни. Към тази система се отнасят и т. нар. феродинамични уреди, при които за получаването на по-силно магнитно поле се използва сърцевина от феромагнитен материал.

5. Индукционна система, при която двигателният момент се създава от взаимодействието между променливите магнитни полета на няколко токови контура и индуктираните от тях вихрови токове в подвижната метална част на уреда.

6. Електростатична система, при която двигателният момент се получава от взаимодействието между няколко наелектризиращи метални пластинки, една част от които са подвижни, а другите — неподвижни.

7. Топлинна система, при която отклонението на подвижната част е вследствие удължението на проводник, който се загрева от измервания ток.

8. Електролитна система, при която от теглото на разложения продукт при електролизното действие на постоянен ток се съди за количеството електричество, протекло по веригата.

По вида на измерваната величина уредите се делят на амперметри, волтметри, ватметри, омметри, електомери и т. н.

По вида на тока електроизмервателните уреди се делят на уреди за постоянен ток, уреди за променлив ток и уреди за постоянен и променлив ток.

Измервателният механизъм (наречен още измервателен преобразувател) на всеки аналогов уред за непосредствена оценка се състои от две основни части: подвижна и неподвижна. В измервателния механизъм се създават сили, под действието на които неговата подвижна част се премества. От полученото преместване се определя измерваната величина. Преместването на подвижната част може да бъде линейно или ъглово. В съвременното уредостроене се използва почти винаги ъглово изместване на подвижната част. Затова подвижната част на измервателния механизъм се закрепва на ос и се снабдява с подходящо устройство за отчитане на ъгловото преместване.

Подвижната част на измервателния уред се завърта под действието на въртящ момент M , големината на който зависи от стойността на измерваната величина. За уредите от магнитоелектрическата, електромагнитната, електродинамичната, електростатичната и индукционната система въртящият момент може да се определи от следното уравнение:



(2.1)

$$M = \frac{dW_E}{d\theta},$$

където W_E е електромагнитната енергия, свързана с измервателния механизъм на уреда;

θ — ъгълът на завъртане на подвижната част, който е приет за координата, определяща положението на подвижната част.

За да не се отклонява подвижната част на уреда при всяка стойност на измерваната величина до ограничителя в края на скалата, необходимо е в уреда да се създава и въртящ момент, който да е насочен срещу двигателния и да зависи от ъгъла на завъртане на подвижната част. Този момент се нарича противодействащ и се означава с M_c . Подвижната част ще се завърти на такъв ъгъл, при който се получава изравняване на двигателния и противодействащия момент. Тогава на определена стойност на измерваната величина съответствува строго определено отклонение на подвижната част на уреда.]

При съвременните уреди противодействащ момент се създава най-често посредством спирални пружинки. Ценно свойство на спиралните пружинки е, че те създават противодействащ момент M_c , който е пропорционален на ъгъла на завъртане θ :

(2.2)

$$M_c = K\theta,$$

където K е специфичният противодействащ момент, създаван от пружинките.

Равновесното положение на подвижната част, когато уредът е включен за измерване, т. е. ъгълът на завъртане на подвижната част θ_c , се определя от равенството

(2.3)

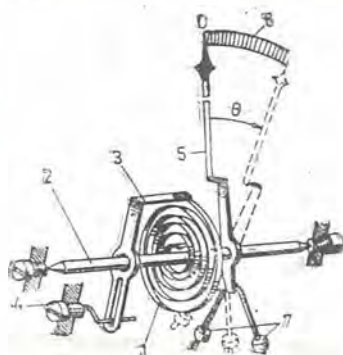
$$M = M_c.$$

Единият край на спиралната пружинка 1 (фиг. 2.1) е закрепен за оста 2 на подвижната част, а другият — за коректора 3. Посредством въртене на коректорния винт 4, който е закрепен към кутията на уреда, положението на стрелката 5 може да се мени в известни граници спрямо скалата 6, което дава възможност преди измервания стрелката да се установява срещу нулевото деление на скалата. За да има правилни показания на уреда, това установяване е задължително.

Противотегестите 7 служат за уравнивяване на подвижната част, т. е. да балансират тежестта ѝ, така че тя да се върти около ос, която минава през центъра на тежестта ѝ.

[Характерът на движение на подвижната част (колебателен или апериодичен) зависи от всички моменти, които действуват през време на движението върху нея: двигателен, противодействащ, инерционен и момент от триене. Най-често характерът на движението е колебателен. За да се избегнат продължителни колебания и подвиж-

ната част да заема по-бързо своето равновесно положение, но пак с колебателно движение, тя се снабдява с успокоително устройство. Най-голямо разпространение са получили въздушните и магнитните успокоители.



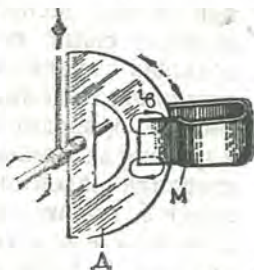
Фиг. 2.1



Фиг. 2.2

На фиг. 2.2 е показано принципното устройство на въздушен успокоител. Една лека алуминиева лопатка *Л*, която е свързана с оста *О* на уреда, се движи в камерата *К*. При движението на подвижната част лопатката среща съпротивителното действие на въздуха, вследствие на което колебанията на подвижната част затихват по-бързо.

На фиг. 2.3 е дадено принципното устройство на магнитен успокоител. Той се състои от тънък алуминиев полудиск *Д*, закрепен на оста на подвижната част на уреда и имащ възможност да се движи между полюсите на един постоянен магнит *М*. При движението в диска се индуцират вихрови токове, които като взаимодействат с полето на постоянния магнит, създават успокоителен момент.



Фиг. 2.3

За грешките, които допускат уредите за непосредствена оценка, се съди по техния [клас на точност. Той се определя от най-голямата приведена грешка в проценти, която може да даде уреда за всички стойности на измерваната величина.

Приведената грешка представлява отношението между абсолютната грешка и най-голямата стойност a_n , която може да бъде измерена от уреда

$$(2.4) \quad \beta_n = \frac{\Delta a}{a_n} 100\% = - \frac{a_x - a}{a_n} 100\%.$$

В (2.4) $\Delta a = a_x - a$ е абсолютната грешка, която се определя с разликата от измерената от уреда величина a_x и нейната истинска стойност a .

По степента на точност електроизмервателните уреди се делят на осем класа: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4.

Константа на измервателния уред се нарича стойността на измерваната величина, която съответствува на едно скално деление. Тя се определя, като се раздели номиналният обхват на уреда (най-голямата стойност, която може да измери уредът, и при която стрелката се отклонява, на последното скално деление) на броя на скалните му деления θ_n

$$(2.5) \quad k = \frac{a_u}{\theta_n} \cdot$$

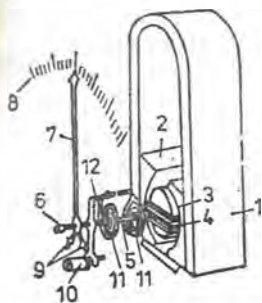
2.2. Уреди от магнитоелектрическата система

На фиг. 2.4 е показано устройството на уредите от магнитоелектрическата система. Магнитната верига на уреда се състои от един неподвижен постоянен магнит 1, полюсните накрайници 2 и цилиндрична сърцевина 3. Магнитът се изработва от волфрамова, кобалтова, хромовая или никелово-алуминиева стомана и се подлага на изкуствено стареене, за да се запазят постоянни магнитните му свойства. Полюсните накрайници и цилиндричната сърцевина се правят от магнитномек материал. Във въздушната междина между полюсните накрайници и сърцевината се образува сравнително силно радиално магнитно поле. Подвижната бобинка 4 обхваща сърцевината и може да се върти свободно във въздушната междина. Бобинката, която е направена от тънък меден или алуминиев проводник с емайлакова изолация, е навита върху лека алуминиева рамка. Рамката служи за основа на бобинката и представлява магнитен успокоител. Бобинката е закрепена към две полюси 5, краищата на които се трият в опорните лагери 6. Към едната полюс е закрепена стрелката 7, край на която се премества над скалата 8. Стрелката се уравнивява от противотежестите 9.

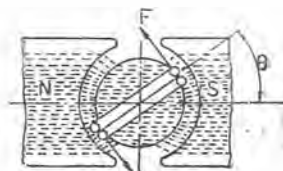
От взаимодействието на тока, който протича през бобинката, и магнитното поле на постоянния магнит се създава въртящ момент, който се стреми да завърти бобинката около оста ѝ. Противодействащият момент се създава от две спирални пружинки 11, които са изолирани една от друга и едновременно служат за подвеждане на тока към бобинката. С единия си край двете пружинки са закрепени към оста, вторият край на едната пружинка е закрепена към неподвижната част на уреда, а вторият край на другата пружинка — към лоста на коректора 12. Посредством ексцентричния винт 10 на коректора подвижната част може да се установява така, че преди измервания стрелката да застава на нулата на скалата.

Породеният въртящ момент от взаимодействието на тока I през бобинката и магнитното поле на постоянния магнит може да се определи от общия израз за въртящия момент (2.1).

На фиг. 2.5 е дадена схематично подвижната бобинка и магнит-



Фиг. 2.4



Фиг. 2.5

ното поле. За разглеждания случай въртящият момент M се изразява по следния начин:

$$(2.6) \quad M = \frac{dW_E}{d\theta} = \frac{d(\psi I)}{d\theta},$$

където ψ е магнитният поток, който е обхванат от подвижната бобинка.

Понеже полето във въздушната междина е равномерно и радиално, магнитният поток ψ се определя като произведение на магнитната индукция B_0 във въздушната междина по броя на навивките N на подвижната бобинка и по сумата от двете цилиндрични повърхнини, които се описват от активните страни на подвижната бобинка при нейното завъртане на ъгъл θ от неутралното положение. Ако l е дължината на активната страна на подвижната бобинка и r е нейният радиус, сумата от двете цилиндрични повърхнини е $2rl\theta = s\theta$, където s е площта на подвижната бобинка. Следователно

$$(2.7) \quad \psi = B_0 N s \theta$$

и въртящият момент, който действа върху подвижната част на уреда, е

$$(2.8) \quad M = B_0 N s I.$$

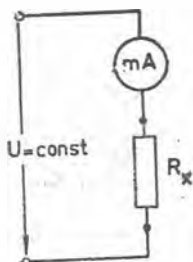
Подвижната част се завърта на такъв ъгъл, при който противодействащият момент, създаван от спиралните пружинки, е равен на въртящия

$$M_c = M.$$

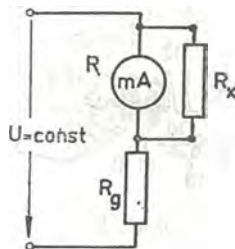
Понеже $M_c = K\theta$, за ъгловото отклонение на подвижната част се получава

$$(2.9) \quad \theta = \frac{B_0 N_s}{K} I = SI,$$

където $S = \frac{B_0 N_s}{K}$ се нарича чувствителност на уреда.



Фиг. 2.6



Фиг. 2.7

От израза (2.9) за ъгловото отклонение се вижда, че скалата на уреда е равномерна и че чувствителността е еднаква по цялото ѝ протежение. Освен това уредът е пригоден за измерване само при постоянен ток.

Ако измервателният механизъм се включи последователно във веригата на измервания ток, ще получим милиамперметър или микроамперметър от магнителектрическата система. Пределната стойност на измервания ток се определя от допустимия ток за проводника на бобинката и спиралните пружинки. Разширяване на обхвата на така получения уред за измерване на ток става, като успоредно на измервателния механизъм се свърже резистор, който се нарича шунт.

От същия измервателен механизъм се получава волтметър, ако последователно с бобинката се свърже допълнителен резистор R_x . В този случай токът I през бобинката зависи право пропорционално от приложеното към уреда напрежение U и скалата се градуира направо в единици за напрежение (mV или V).

При постоянна стойност на напрежението на захранващия източник токът в бобинката на измервателния механизъм зависи от съпротивлението на веригата на бобинката. Затова скалата на уреда може да бъде градуирана направо в единици за съпротивление и уредът става омметър от магнителектрическата система.

Възможни са две схеми на свързване на омметрите от магнителектрическата система:

1) последователна — когато резисторът, чието съпротивление R_x се измерва, се свързва последователно с бобинката на уреда (фиг. 2.6);

2) паралелна — когато резисторът, чието съпротивление R_x се измерва, се свързва паралелно на измервателния механизъм (фиг. 2.7).

Токът в бобинката на уреда за последователната схема е

$$(2.10) \quad I = \frac{U}{R + R_x},$$

а за паралелната схема —

$$(2.11) \quad I = U \frac{R_x}{RR_x + R_x(R + R_x)},$$

където R е съпротивлението на самия уред.

Като (2.10) или (2.11) се замести в (2.9), се получава съответно:

1. За омметър с последователна схема

$$(2.12) \quad \theta = SU \frac{1}{R + R_x}.$$

2. За омметър с паралелна схема

$$(2.13) \quad \theta = SU \frac{R_x}{RR_x + R_x(R + R_x)}.$$

От (2.12) и (2.13) се вижда, че и при двете схеми на омметър от магнитоелектрическата система скалата на уреда е неравномерна.

Логомери. Логомери се наричат всички измервателни уреди, които измерват отношението на два тока. За логомерите е характерна липсата на механично средство за създаване на противодействащ момент. При тях противодействащият момент се създава по същия начин, както и двигателният.

При магнитоелектрическите логомери подвижната част се състои от две бобинки, които са закрепени здраво на една обща ос. Бобинките могат да се въртят в нерадиалното магнитно поле на един постоянен магнит. Към бобинките се подвеждат токове посредством нишки (златни или сребърни), които не създават противодействащи моменти. Затова, когато не протичат токове през подвижната част на логомера, тя се намира в безразлично равновесие.

На фиг. 2.8 е дадено схематично устройството на един логомер от магнитоелектрическата система.

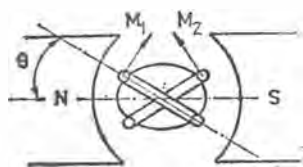
Да означим двигателните моменти на първата и втората бобинка с M_1 и M_2 . Понеже магнитното поле във въздушната междина не е радиално, въртящите моменти зависят и от ъгъла на завъртане на подвижната част

$$(2.14) \quad M_1 = I_1 F_1(\theta) \quad \text{и} \quad M_2 = I_2 F_2(\theta),$$

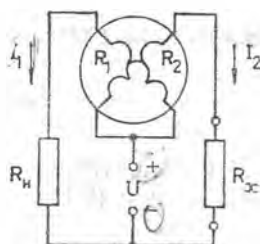
където функциите $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ отчитат и конструктивните константи на двете бобинки. Посоките на токовете през двете бобинки се под-

бират така, че те създават противоположно насочени въртящи моменти. Подвижната част на логомера се завърта на такъв ъгъл, при който двата въртящи момента добиват еднакви абсолютни стойности

$$(2.15) \quad M_1 = M_2.$$



Фиг. 2.8



Фиг. 2.9

Отчитайки уравнения (2.14), от (2.15) се получава

$$I_1 F_1(\theta) = I_2 F_2(\theta) \quad \text{или} \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{F_2(\theta)}{F_1(\theta)} = F_3(\theta),$$

откъдето

$$(2.16) \quad \theta = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right).$$

Последната формула показва, че ъгловото отклонение на подвижната част се определя от отношението на токовете $\frac{I_1}{I_2}$.

Логомерите се използват широко за измерване на съпротивления и някои неелектрически величини (температура и др.).

На фиг. 2.9 е дадена принципната схема за измерване на съпротивления посредством логомер. В схемата R_x е измерваното съпротивление, R_n — постоянно съпротивление, а R_1 и R_2 са съпротивленията на бобинките на логомера.

Токовете в бобинките на логомера са

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + R_n} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{U}{R_2 + R_x}.$$

За ъгловото отклонение, което се определя от отношението на токовете

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2 + R_x}{R_1 + R_n},$$

се получава

$$(2.17) \quad \theta = F \left(\frac{R_2 + R_x}{R_1 + R_n} \right),$$

т. е. при постоянни съпротивления R_1 , R_2 и R_n ъгловото отклонение зависи от измерваното съпротивление R_x .

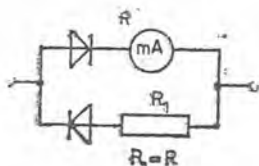
Ценно свойство на логомерите е, че техните показания не се влияят от измененията на напрежението на източника, с който се захранва схемата.

Положителните качества на уредите от магнитоелектрическата система са: висока чувствителност и голяма точност (в сравнение с уредите от другите измервателни системи те са по-чувствителните и най-точните уреди), равномерна скала, малка консумирана мощност и незначителни влияния на външни магнитни полета върху показанията им.

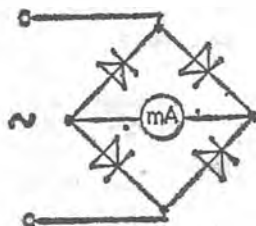
Техни недостатъци са: непригодност за измерване във вериги за променлив ток, слаба издръжливост при претоварване и сравнително високата им цена.

2.3. Уреди от магнитоелектрическата система с токопреобразуватели

За да могат да се използват предимствата на уредите от магнитоелектрическата система и във веригите за променлив ток, те се снабдяват с токопреобразуватели.



Фиг. 2.10



Фиг. 2.11

Детекторни уреди. Те представляват съчетание на магнитоелектрически уреди с полупроводникови диоди.

В зависимост от начина на свързване на диодите към измервателния механизъм схемите на детекторните уреди се разделят на едно-полупериодни (фиг. 2.10) и двуполупериодни (фиг. 2.11).

При еднополупериодните схеми през измервателния механизъм преминава само едната полувълна на променливия ток, а другата полувълна се пропуска през втори диод. Той и резисторът R_1 осигуряват

гуряват еднакъв режим за двете полувълни на променливия ток.

При двуполупериодните схеми и двете полувълни преминават през измервателния механизъм, което увеличава два пъти тока през уреда.

Въртящият момент, който действа върху подвижната част на уреда, според (2.8) е

$$M_t = B_0 N s i,$$

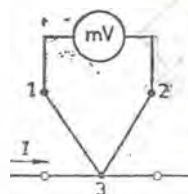
където i е моментната стойност на тока в течение на един полупериод, тъй като токът през уреда има една посока. Вследствие инерцията на подвижната част нейното отклонение е пропорционално на средната стойност на въртящия момент. Ако токът е синусоиден $i = I_m \sin \omega t$, за еднополупериодната схема

$$(2.18) \quad \theta = \frac{B_0 N s}{K} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = \frac{B_0 N s}{K} \cdot \frac{I_{cp}}{2},$$

и за двуполупериодната схема

$$(2.19) \quad \theta = \frac{B_0 N s}{K} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = \frac{B_0 N s}{K} I_{cp}$$

Във веригите за променлив ток обикновено се измерва ефективната стойност на тока. Затова скалите се разграфяват в ефективни стойности при синусоидна форма на тока. Ако формата на измервания ток е несинусоидна, възникват допълнителни грешки. Детекторните уреди могат да се използват за измерване на променливи токове и напрежения с честота до 10 000 Hz.



Фиг. 2.12

Термоелектрически уреди. Те представляват комбинация на електроелектрически уред с една или няколко термодвойки.

На фиг. 2.12 е показана най-простата схема на един термоелектрически уред, където 1 и 2 са проводниците на термодвойката, а 3 е нагревателен проводник, който обикновено се прави от платина-иридий. Той служи за превръщане на електрическата енергия в топлина.

Породилото се термоелектродвижещо напрежение в термодвойката се измерва с електроелектрически измервателен механизъм, скалата на който се градуира непосредствено в единиците на измервания ток. Понеже топлинният ефект на тока, от който зависи термоелектродвижещото напрежение, е пропорционален на

втората степен на тока, показанията на уреда са пропорционални на квадрата на измервания ток

$$(2.20) \quad \theta = kI^2,$$

където k е коефициент, зависещ от вида на термодвойката и параметрите на измервателния механизъм.

За да се намали до минимум излъчването на топлина в околната среда, при чувствителните термоелектрически уреди термодвойката се поставя в стъклен балон с висок вакуум.

Термоелектрическите уреди се използват предимно за измерване на токове с висока честота — до 400 MHz.)

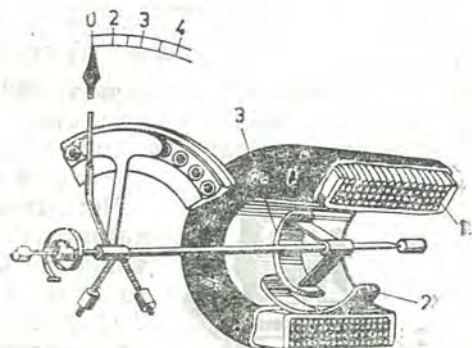
2.4. Уреди от електромагнитната система

Според своята конструкция уредите от електромагнитната система се делят на:

- 1) уреди с плоска бобина;
- 2) уреди с кръгла бобина.



Фиг. 2.13



Фиг. 2.14

В първата конструкция (фиг. 2.13) измерваният ток преминава през бобината 1, която има плоска форма с тесен отвор. Пластинката 2 от магнетноек материал е закрепена ексцентрично на оста 3 и може да прониква в отвора на бобината, като с това завърта оста на уреда. Под действието на магнитното поле на бобината сърцевината се стреми да вземе такова положение, че да усилва магнитното поле, т. е. да се прибере в бобината. Противодействащ момент се създава от спиралната пружинка 4. Цилиндричната камера 5 и буталото 6 образуват въздушен успокоител.

При втората конструкция (фиг. 2.14) във вътрешността на една

кръгла бобина 1 са разположени две сърцевини от магнитномек материал, едната от които 2 е неподвижно закрепена за бобината, а другата 3 — към оста на уреда. Когато през бобината 1 протича ток, двете сърцевини се намагнитват едновременно и се отблъскват една от друга, при което завъртат оста на уреда.

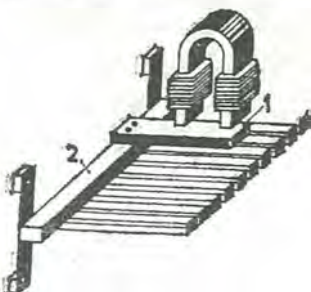
Въртящият момент M , който действа върху подвижната част на уреда, се определя, като се има предвид, че електромагнитната енергия на токов контур с индуктивност L е $W_E = \frac{1}{2} LI^2$. Тогава от (2.1) се получава

$$(2.21) \quad M = \frac{dW_E}{d\theta} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\theta}.$$

Отчитайки, че противодействащият момент на спиралните пружинки е $M_c = K\theta$ и че равновесното положение на подвижната част се определя от равенството $M = M_c$, за ъгъла на завъртане на подвижната част се намира

$$(2.22) \quad \theta = \frac{1}{2K} I^2 \frac{dL}{d\theta}.$$

Изразът на ъгловото отклонение на подвижната част показва, че скалата на електромагнитния уред е квадратична. Чрез подходящо изменение на члена $\frac{dL}{d\theta}$ може да се постигне почти равномерна скала, но само за частта над първите 25% от скалата. Понеже ъгловото отклонение зависи от втората степен на тока, уредите от тази система се произвеждат като амперметри и волтметри за постоянен и променлив ток.



Фиг. 2.15

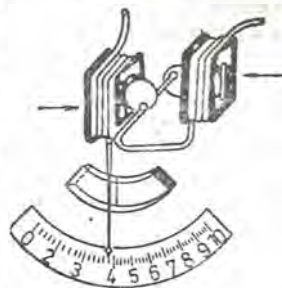
Честотомери. Към уредите от електромагнитната система спадат и т. нар. вибрационни честотомери. Тяхното устройство е следното. На една метална поставка 2 (фиг. 2.15) са закрепени известен брой пружиниращи стоманени пластинки, които имат различни, но постепенно намаляващи се периоди на собствени трептения. Към същата поставка е закрепена и котвата на електромагнита 1, през бобината на който се пропуска токът, чиято честота се измерва. Когато през бобината на електромагнита протича ток, неговата котва се привлича два пъти за времето на един период на променливия ток.

Най-силно ще трепти тази пластинка, която има два пъти по-малък период на собствени трептения от периода на променливия ток, тъй като тя ще изпадне в резонанс с предизвиканите трептения.

За да могат добре да се наблюдават предизвиканите трептения и да се отчитат лесно по скалата на уреда, краищата на пластинките се огъват под прав ъгъл и оцветяват в бяло.

Вибрационните честотомери се изработват за измерване на честоти от 10 до 1000 Hz.

Уредите от електромагнитната систем^а имат следните предимства: пригодност за измерване при постоянен и променлив ток (амперметри и волтметри); проста конструкция, поради което те са сравнително по-евтини спрямо с уредите от другите системи; издръжливост при претоварване, което се дължи на това, че измерваният ток протича през неподвижна бобина (тя може да се навиے от сравнително дебел проводник); възможност за измерване на големи токове; незначително температурно влияние при амперметрите.



Фиг. 2.16

Тези уреди имат следните недостатъци: сравнително малка точност (обикновено имат клас на точност 1,5 и 2,5 с изключение на уредите, които имат сърцевина от пермалой, където е достигнат клас на точност 0,2); температурни влияния при волтметрите, понеже съпротивлението на намагнитващите бобини представлява значителна част от общото им съпротивление; невъзможност за построяване на амперметри и волтметри за измерване на токове и напрежения с малки стойности; сравнително малко специфично съпротивление при волтметрите (от 20 до 40 Ω/V); влияния на външни магнитни полета, защото собственото магнитно поле на уредите е сравнително слабо.

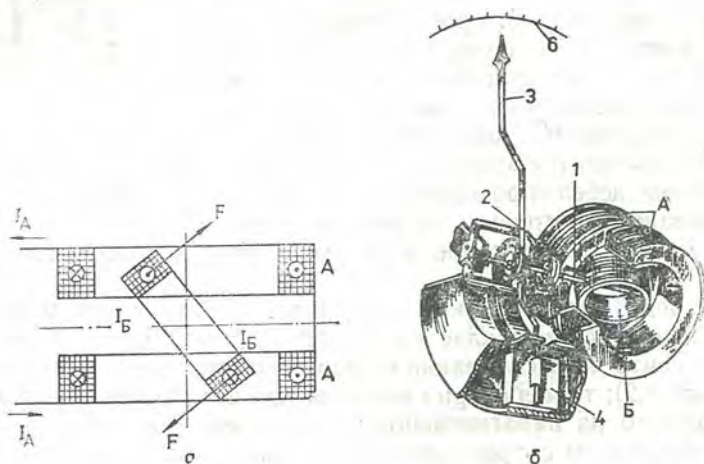
Влиянието на външни магнитни полета може да се отстрани чрез екраниране на измервателния механизъм или чрез т. нар. аstaticно изпълнение. То се състои в следното (фиг. 2.16): измервателният уред е образуван от два напълно еднакви елемента, свързани последователно, но бобините са навити така, че създават противоположно насочени магнитни полета, докато феромагнитните пластинки са закрепени към обща ос и създават въртящи моменти, действащи в една и съща посока. Ако външното магнитно поле усилва полето на първия измервателен механизъм, ще отслабва полето на втория. По такъв начин се отстранява влиянието на външното магнитно поле.

2.5. Уреди от електродинамичната система

Уредите от електродинамичната система се делят на уреди без феромагнитна сърцевина и уреди с феромагнитна сърцевина. Вторите се наричат феродинамични уреди.

На фиг. 2.17 а е пояснен принципът на действие, а на фиг. 2.17 б е показан измервателен механизъм от електродинамичната система

без стоманена сърцевина. Във вътрешността на една неподвижна бобина *A*, която се състои от две еднакви секции с цел да се получи между тях по-равномерно магнитно поле, може да се върти свободно подвижната бобина *B*. Тя е свързана към оста *1*, към която са закрепени две електрически изолирани една от друга спирални пружинки *2*. Те създават противодействащ момент и служат за подвеждане на тока към подвижната бобина. На оста са закрепени стрел-



Фиг. 2.17

ката *3*, която се движи над скалата *6*, буталцето *4* на въздушния успокоител и противовтежестите, които не се виждат на фиг. 2.17 б.

На фиг. 2.18 е дадена конструкцията на феродинамичен измервателен механизъм. Тя е подобна на конструкцията на магнитоелектрически измервателен механизъм, в която постоянният магнит е заменен с електромагнит, състоящ се от магнитопровода *МП* и бобината *A*. Магнитопроводът се прави от листов материал, за да се ограничат загубите от вихрови токове, което намалява грешката на уреда.

От взаимодействието на тока в подвижната бобина *B* и магнитното поле на неподвижната бобина *A* се създава въртящ момент, който може да се определи от общия израз за въртящия момент (2.1 —

$$M = \frac{dW_E}{d\theta}.$$

Електромагнитната енергия на два индуктивно свързани контура е

$$(2.23) \quad W_E = \frac{1}{2} L_A I_A^2 + \frac{1}{2} L_B I_B^2 + M_{AB} I_A I_B,$$

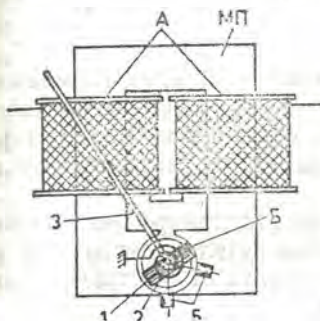
където L_A и L_B са индуктивностите на неподвижната и подвижната бобина;

I_A и I_B — токовете в бобините;

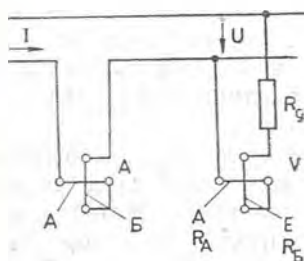
M_{AB} — взаимната индуктивност между бобините.

Индуктивностите L_A и L_B не зависят от взаимното разположение на бобините и техните производни спрямо ъгъла θ са равни на нула. [Тогаво диференцирането на (2.23) спрямо θ дава

$$(2.24) \quad M = I_A I_B \frac{dM_{AB}}{d\theta}.$$



Фиг. 2.18



Фиг. 2.19

От (2.24) се вижда, че ако едновременно се сменят посоките на токовете в двете бобини, посоката на въртящия момент не се изменя. Това показва, че електродинамичните уреди могат да работят както при постоянен, така и при променлив ток.

При променлив ток моментната стойност на въртящия момент е

$$(2.25) \quad M_t = i_A i_B \frac{dM_{AB}}{d\theta}.$$

Нека в бобините да протичат синусоидни токове с фазова разлика ψ

$$i_A = I_{Am} \sin \omega t \quad \text{и} \quad i_B = I_{Bm} \sin (\omega t - \psi).$$

Вследствие на инерцията на подвижната част тя не може да следва измененията на въртящия момент, ако токовете имат честота, по-голяма от $10 \div 20$ Hz. Затова нейното отклонение се определя от средната стойност на въртящия момент M за един период, която се дава от израза

$$(2.26) \quad M = \frac{1}{T} \int_0^T I_{Am} I_{Bm} \sin \omega t \sin (\omega t - \psi) \frac{dM_{AB}}{d\theta} dt =$$

$$= \frac{1}{T} I_{Am} I_{Em} \frac{dM_{AB}}{d\theta} \left[\cos \psi \int_0^T \sin^2 \omega t dt - \sin \psi \int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt \right] =$$

$$M = I_A I_B \cos \psi \frac{dM_{AB}}{d\theta}, \quad \psi \approx \pi$$

понеже

$$\int_0^T \sin^2 \omega t dt = \frac{T}{2}; \quad \int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt = 0; \quad \frac{I_{Am}}{\sqrt{2}} = I_A; \quad \frac{I_{Em}}{\sqrt{2}} = I_B.$$

При променлив ток въртящият момент на електродинамичните уреди се определя от произведението на ефективните стойности на токовете в неподвижната и подвижната bobина и косинуса от фазовата разлика между тях и зависи от взаимното разположение на bobините.

При електродинамичните амперметри и волтметри неподвижната и подвижната bobина се свързват последователно, като във втория случай последователно в получената верига се поставя и един допълнителен резистор R_R (фиг. 2.19).

При това свързване

$$I_A = I_B, \quad \cos \psi = 1$$

и въртящият момент е

$$(2.27) \quad M = I^2 \frac{dM_{AB}}{d\theta},$$

като при волтметри

$$I = \frac{U}{R_A + R_B + R_R}.$$

При променлив ток индуктивните съпротивления на двете bobини могат да се пренебрегват, тъй като те са много малки в сравнение с R_R .

Понеже противодействащият момент се създава от спирални пружинки, за които $M_c = K\theta$, за ъгловото отклонение на подвижната част на уреда, използван като амперметър и волтметър, се получава съответно

$$\theta = \frac{1}{K} I^2 \frac{dM_{AB}}{d\theta} \quad \text{и} \quad \theta = \frac{1}{K(R_A + R_B + R_R)^2} U^2 \frac{dM_{AB}}{d\theta}$$

или

$$(2.28) \quad \theta = C_A I^2 \frac{dM_{AB}}{d\theta}$$

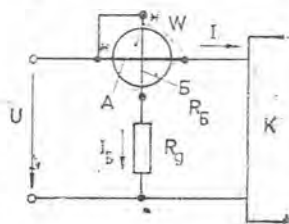
и

$$(2.29) \quad \theta = C_V U^2 \frac{dM_{AB}}{d\theta},$$

където $C_A = \frac{1}{K}$ и $C_V = \frac{1}{K(R_A + R_B + R_d)^2}$.

Равенства (2.28) и (2.29) показват, че амперметрите и волтметрите от електродинамичната система имат неравномерни скали — ъгловото отклонение на подвижната част зависи от втората степен на измерваната величина (I^2 и U^2). Чрез подходящо изменение на член на $\frac{dM_{AB}}{d\theta}$ е постигната равномерност на скалата в нейната част над 25% от началото.

Най-разпространените уреди от електродинамичната система са ватметрите. При тях двете bobini образуват самостоятелни вериги (фиг. 2.20). Неподвижната bobина A се навива от сравнително дебел проводник и се свързва последователно във веригата, чиято мощност се измерва. Затова тя се нарича токова верига на ватметъра. Подвижната bobина B се навива от тънък проводник и заедно с допълнителен резистор R_d се свързва паралелно на веригата. Подвижната bobина се нарича напрежителна верига на ватметъра.



Фиг. 2.20

нарича напрежителна

Когато ватметърът е включен във верига за постоянен ток,

$$I_A = I \quad \text{и} \quad I_B = \frac{U}{R_V},$$

където $R_V = R_B + R_d$ е съпротивлението на напрежителната верига на ватметъра.

За ватметрите конструктивно се осъществява $\frac{dM_{AB}}{d\theta} = \text{const.}$

Тогава ъгълът на завъртане на подвижната част е

$$(2.30) \quad \theta = \frac{1}{KR_V} UI \frac{dM_{AB}}{d\theta} = C_W P,$$

където

$$C_W = \frac{1}{KR_V} \cdot \frac{dM_{AB}}{d\theta}.$$

Когато ватметърът е включен във верига за променлив ток, можем да приемем, че токът в напрежителната му верига съвпада по фаза с приложеното към нея напрежение, защото съпротивлението на на-

прежителната верига се определя главно от допълнителния резистор R_d , чието съпротивление е чисто активно. Следователно

$$\cos(\widehat{I_A I_B}) = \cos \varphi,$$

където φ е фазовата разлика между напрежението и тока във веригата и φ за ъгловото отклонение на подвижната част се получава

$$(2.31) \quad \theta = C_w UI \cos \varphi = C_w P.$$

От (2.30) и (2.31) се вижда, че електродинамичните ватметри притежават равномерна скала. Ако сменим посоката на тока само в една от веригите на ватметъра, се сменя посоката на въртящия момент. Тогава стрелката ще се отклонява наляво от нулата на скалата. За да може ватметърът да се включва винаги правилно във веригата, единият край на токовата и единият край на напрежителната верига се маркират с някакъв знак (звездичка или стрелкичка). Тези краища се наричат „генераторни“, защото при свързване на двата генераторни края към единия полюс на генератора стрелката на ватметъра се отклонява надясно по скалата.

[За електродинамичните ватметри се дават номиналното напрежение на напрежителната верига и номиналният ток на токовата верига. Уредите се конструират така, че при номинални ток и напрежение стрелката се отклонява на последното скално деление. Затова константата на ватметъра се определя по формулата

$$(2.32) \quad k_w = \frac{U_n I_n}{\theta_n},$$

където U_n и I_n са номиналните напрежение и ток на ватметъра; θ_n е броят на скалните деления.

Главни предимства на уредите от електродинамичната система са висок клас на точност и пригодност за измервания както при постоянен, така и при променлив ток.

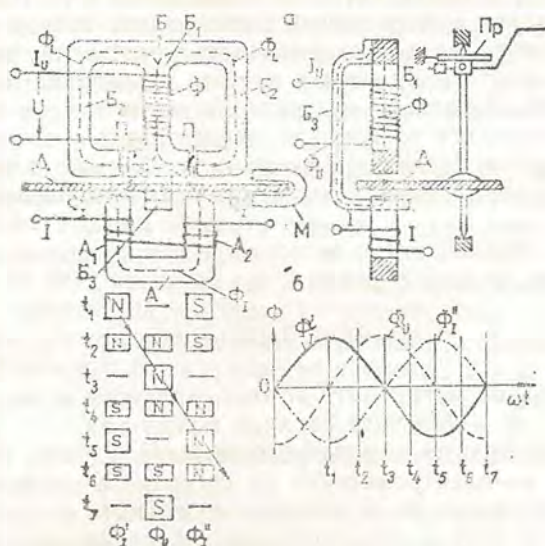
По-съществени недостатъци на тези уреди са: неиздръжливост при претоварвания, значителна собствена консумация, сравнително скъпи са и имат силно влияние от външни магнитни полета. Последното се отстранява чрез екраниране или астатично изпълнение на измервателния механизъм.

106

2.6. Уреди от индукционната система

[Измервателните механизми на уредите от индукционната система имат две основни части: един или няколко неподвижни електромагнита и подвижен алуминиев диск, който е закрепен на ос. Бобините на електромагнитите се навиват от меден проводник, а сърцевините им се правят от листова електротехниче-

ска стомана. Електромагнитите и дискът са разположени така, че магнитните линии на магнитните полета, създадени от електромагнитите, пресичат диска. Когато през намотките на електромагнитите протичат променливи токове, в алуминиевия диск се индук-



Фиг. 2.21

тират вихрови токове. От взаимодействието на вихровите токове с променливите магнитни полета се създава въртящ момент, който се стреми да завърти диска.

От принципа на действие на уредите от индукционната система е ясно, че те могат да се използват за измервания само във вериги за променлив ток.

От уредите от тази система се правят предимно ватметри и електрометри.

Има най-различни конструкции индукционни уреди, но в момента най-широко разпространение са получили тези с бягащо магнитно поле, което се създава от три магнитни потока.

На фиг. 2.21 а е дадено устройството на такъв измервателен механизъм, а на фиг. 2.21 б е пояснено получаването на бягащото магнитно поле. Измервателният механизъм се състои от електромагнита А с две последователно свързани бобини A_1 и A_2 , електромагнита Б с една бобина B_1 и подвижния алуминиев диск D , който е разположен между полюсите на електромагнитите. Противоположният момент се създава от спиралната пружинка Pr . Индукционно успокояване се постига с постоянния магнит M . Картичната на магнитните полета, създавани от електромагнитите, е дадена

на чертежа с прекъсвани линии. Магнитните линии на потока Φ_I на електромагнита A пресичат два пъти диска, което е равностойно на получаване в диска на два магнитни потока Φ'_I и Φ''_I . Част от магнитните линии на магнитното поле на електромагнита B пресичат един път диска и образуват магнитния поток Φ_U . На фиг. 2.21 б влясно е показано как се изменят магнитните потоци във времето. На същата фигура вляво за различните моменти на времето е изобразено магнитното състояние в местата, където магнитните линии пресичат диска. Вижда се, че трите магнитни потока създават магнитно поле, полюсите на което се преместват в пространството. Затова то се нарича бягащо магнитно поле. Бягащото магнитно поле индукира вихрови токове в диска и го увеличава по посоката на своето преместване.

Въртящият момент, който се поражда в индукционния измервателен механизъм, се дава с формулата

$$(2.33) \quad M = C_1 f \Phi_1 \Phi_2 \sin \psi,$$

където Φ_1 и Φ_2 са магнитните потоци, получени в диска;
 ψ — фазовата разлика между тях.

При индукционните ватметри бобината на единия електромагнит (на фиг. 2.21 а — електромагнита A) се свързва последователно във веригата, чиято мощност се измерва, а бобината на другия електромагнит (на фиг. 2.21 а — електромагнита B) — паралелно на веригата. Тъй като по пътя на магнитните линии има въздушни междини, може да се приеме, че магнитните потоци са съответно пропорционални на тока и напрежението

$$\Phi_1 = \Phi_I = C_I I \quad \text{и} \quad \Phi_2 = \Phi_U = C_U U.$$

Тогава за въртящия момент се получава

$$(2.34) \quad M = C_1 f \Phi_I \Phi_U \sin \psi = C_1 f C_I C_U I U \sin \psi = C U I \sin \psi.$$

В (2.34) $C = C_1 f C_I C_U$, като честотата на променливия ток f е приета за постоянна.

Ако е изпълнено условието

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \varphi,$$

където φ е фазовата разлика между напрежението и тока,

$$(2.35) \quad M = C U I \cos \varphi = C P.$$

Като имаме предвид, че противодействащ момент се създава от спирална пружинка ($M_c = K\theta$), за ъгъла на завъртане на подвижната част, определен от равенството $M = M_c$, се получава

$$(2.36) \quad \theta = \frac{C}{K} U I \cos \varphi = C_w P.$$

Формула (2.35) показва, че индукционните ватметри имат линейна скала.]

За да се осъществи условието $\psi = \frac{\pi}{2} - \varphi$, служат медните пластинки L (фиг. 2.21 а), които се намират по пътя на неработната част Φ_L на магнитното поле на напрехителния електромагнит. При изменение на положението на тези пластинки в тях се индуцират различни вихрови токове. Последните влияят на фазата на магнитния поток Φ_L , което от своя страна води до изменение на фазовата разлика ψ между магнитните потоци Φ_U и Φ_I .

Положителните качества на индукционните ватметри са: равномерна скала, голям ъгъл на завъртане на подвижната част (обикновено 270°), голям въртящ момент, голяма издръжливост при претоварване.

Недостатъци на тези ватметри са: непригодност за измервания при постоянен ток; влияние на честотата на променливия ток, напрехието и температурата върху техните показания; сравнително неголяма точност (най-често те са с клас на точност 1,5 и 2,5).

2.7. Електромери. Индукционни електромери

[Електромерите са измервателни уреди, посредством които се измерват електрическа енергия и количество електричество. Те се отнасят към интегриращите уреди, понеже количеството електричество във веригите за постоянен ток и електрическата енергия в даден интервал от време са постоянно нарастващи величини.]

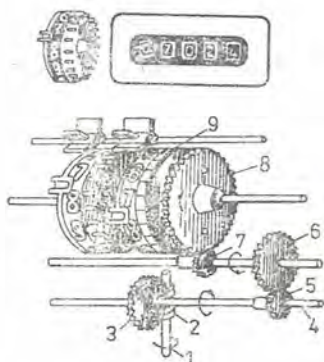
Електромери за количество електричество се използват рядко и то само във веригите за постоянен ток.

[Електромерите за електрическа енергия са получили голямо разпространение, особено в еднофазните и трифазните електрически мрежи.]

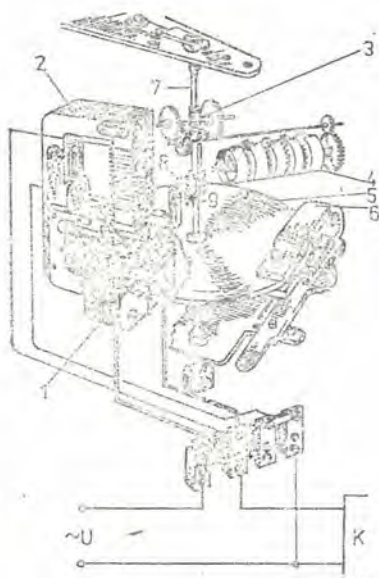
Както уредите за непосредствена оценка, така и електромерите се строят от различни системи. [За измерване на енергия във веригите за постоянен ток се използват електродинамични електромери, а във веригите за променлив ток — индукционни електромери.]

[Електромерите се различават от уредите за непосредствена оценка по това, че имат неограничен ъгъл на завъртане на подвижната част. Всяко завъртане на подвижната част е пропорционално на определена стойност на измерваната величина. Затова всеки електромер е снабден с броячен механизъм, който посредством зъбни колела и червячна предавка е свързан с оста на подвижната част (фиг. 2.22). Броячът се състои от няколко ролки, върху които са поставени цифри от 0 до 9. Той е направен така, че когато първата ролка извърши един оброт, следващата ролка се завърта на $\frac{1}{10}$ от оборота. [Това съотношение съществува между всеки две съседни

ролки. Консумираната електрическа енергия [в даден интервал от време се определя от разликата в показанията на електромера в края и началото на интервала. Тези показания се отчитат от цифрите, видими през отвора на металния щит, поставен пред броячните ролки.



Фиг. 2.22



Фиг. 2.23

На табелката на всеки електромер се дава преводното число N , което изразява броя на оборотите, които трябва да извърши дискът, за да се маркира 1 kWh енергия. Например 1 kWh — 1200 оборота.

Реципрочната стойност K на преводното число е константата на електромера. Тя определя енергията, която се регистрира за един оборот на подвижната част на електромера. Следователно

$$(2.37) \quad K = \frac{1}{N}, \quad \frac{\text{kWh}}{\text{tr}} = \frac{3600 \cdot 10^3}{N}, \quad \frac{\text{Ws}}{\text{tr}}$$

Индукционни електромери. Понеже електромерите от индукционната система имат редица ценни качества, за измерване на енергията в мрежите за променлив ток се употребяват само електромери от тази система. Те се срещат в най-различни конструкции, но независимо от това принципът на тяхното действие е един и същ, еднакъв с този на ватметрите от индукционната система с бягащо магнитно поле.

На фиг. 2.23 е показано схематично устройството на един еднофазен индукционен електромер и неговото включване към мрежата.

По същество той не се различава от трифазния ватметър от индукционната система. Конструктивно тяхната разлика се състои в това, че в електромера ъгълът на завъртане на подвижната част не е ограничен. При него спиралната пружинка, стрелката и скалата са заменени с червячна предавка и броячен механизъм. Бягащото магнитно поле се създава от електромагнита 1 на последователната (токовата) верига и електромагнита 2 на паралелната (напрежителната) верига на електромера. Бягащото магнитно поле индуцира вихрови токове в подвижния алуминиев диск 5, които, като взаимодействуват с магнитното поле, създават въртящ момент и дискът започва да се върти по посока на отместване на полето. Дискът е закрепен на оста 7 и посредством червяка 3 въртенето на оста се предава на броячния механизъм 4.

При постоянен въртящ момент движението на подвижната част ще бъде равноускорително. За да се получи равномерно движение, в електромера трябва да се поражда и съпротивителен момент. За неговото създаване служи постоянният магнит 6. При въртене в диска се индуцират вихрови токове от магнитното поле на постоянния магнит. Взаимодействието на тези токове с полето, което ги поражда, създава съпротивителен момент. Установена скорост на въртене на диска се получава при равенството на въртящия и съпротивителния момент. Тя съответствува на установилния се ъгъл на завъртане на подвижната част на индукционния ватметър.

Въртящият момент, както и при индукционните ватметри, е

$$M = CP.$$

Съпротивителният момент е право пропорционален на ъгловата скорост ω на диска

$$(2.38) \quad M_c = C' \omega.$$

Тъй като при установена скорост на въртене на диска

$$M = M_c,$$

то

$$(2.39) \quad CP = C' \omega.$$

Като се интегрира (2.39) в интервала време от t_1 до t_2 , за който искаме да отчетем енергията, се получава

$$(2.40) \quad \int_{t_1}^{t_2} CP dt = \int_{t_1}^{t_2} C' \omega dt.$$

Интегралът в лявата част на (2.40) е пропорционален на енергията W в интервала време от t_1 до t_2 , а интегралът в дясната част — на направените обороти n от диска за същия интервал от време. След прегрупиране на константите се получава

$$(2.41) \quad W = Kn,$$

където K е константата на електромера.

Понякога в електромерите съществува самоход — подвижната част се върти, без да има консумация на електрическа енергия. Движението на диска се обуславя от въртящ момент, който се създава само от магнитното поле на напрехителния електромагнит, бобината на който е непрекъснато под напрежение. Самоходът е нежелателно явление. За отстраняването му служат стоманените пластинки 8 и 9 (фиг. 2.23), първата от които е свързана с магнитопровода на напрехителния електромагнит, а втората е закрепена на оста на електромера. При самоход дискът се върти, докато двете пластинки застанат една срещу друга. Те се намагнитват от магнитния поток на разсейване, който се създава от напрехителния електромагнит, появяват се сили на привличане между двете пластинки. Поражда се допълнителен спирачен момент, в резултат на което подвижната част на електромера спира да се върти. Задържащите сили трябва да бъдат такива, че дискът да започва да се върти при най-малка консумация на електрическа енергия, което ще рече, че електромерът трябва да има добра чувствителност.

За измерване на енергия в трифазните мрежи се използват трифазни индукционни електромери, които биват с един, два или три измервателни елемента. При електромерите с два и три измервателни елемента подвижната част е една, а измервателните елементи създават въртящи моменти, които действуват върху нея. Схемите на свързване на трифазните електромери се разглеждат в т. 2.11.

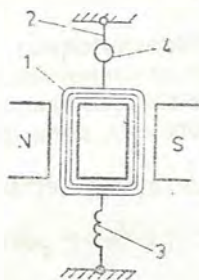
2.8. Галванометри

Галванометри се наричат измервателни уреди, които имат висока чувствителност и служат за измерване на много малки токове, напрежения и количества електричество. При използването им за измерване на количество електричество галванометрите имат специална конструкция и се наричат балистични. Много често галванометрите се използват в електроизмервателната техника като нулеви уреди, посредством които се установява липсата на електрически ток в дадена верига (например при мостовите методи за измерване на съпротивления, компенсационните методи за измерване на е. д. н., напрежения и токове и др.).

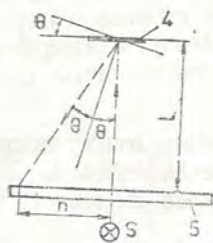
Галванометри има от различни измервателни системи, но най-широко разпространение са получили магнитоелектрическите галванометри. По принцип на действие те биват два вида: галванометри

с подвижна бобинка и галванометри с подвижен магнит. Най-голямо приложение имат магнитселектрическите галванометри с подвижна бобинка.

При амперметрите и волтметрите от магнитоелектрическата система чувствителността им $(S = \frac{B_0 N s}{K})$ е ограничена от триенето на



Фиг. 2.24



Фиг. 2.25

оста в лагерите и сравнително големия противодействащ момент на спиралните пружинки. При галванометрите подвижната част се окачва на тънка метална нишка (от фосфорен бронз), с което се отстранява триенето в лагерите и едновременно се осигурява малък противодействащ момент от усукването на нишката при завъртане на бобинката. За повишаване чувствителността на галванометрите може да се увеличат магнитната индукция B_0 във въздушната междина, броят на навивките на бобинката N и площта ѝ s , но посредством тях се постига много по-малко повишаване на чувствителността в сравнение с това, дължащо се на намаляване на специфичния противодействащ момент K .

Чувствителността се увеличава и с използването на огледален способ за отчитане и измерване ъгъла на завъртане на подвижната част, който дава възможност за измерване на съвършено малки ъгли.

На фиг. 2.24 е дадено принципното устройство на магнитоелектрически галванометър с подвижна бобинка. Бобинката 1 е окачена на метална нишка 2, която служи и като тоководеща част за бобинката. Другата тоководеща част е металната лентичка 3, която не създава съпротивителен момент. Огледалцето 4 служи за оптично отчитане на ъгъла на завъртане на подвижната част. Галванометрите, които имат огледалце за оптично отчитане, често се наричат огледални.

Оптическият метод на отчитане (фиг. 2.25) се състои в следното: От лампата S се изпраща тънък светлинен лъч към огледалцето на галванометъра 4. След отразяване от огледалцето лъчът пада върху скалата 5. Когато подвижната част се завърти на ъгъл θ , светлинното петно се премества на n деления по скалата.

При работа с един галванометър интерес представлява не само неговата чувствителност, но и характерът на движение на подвиж-

ната му част и времето, за което тя се установява в равновесно положение.

За да видим от какво зависят те, ще разгледаме накратко уравнението на движението на подвижната част на галванометъра.

От механиката е известно, че при въртене на тяло около ос моментът на инерционните сили е равен на сумата от всички моменти, които действуват върху тялото:

$$(2.42) \quad J \frac{d^2\theta}{dt^2} = \sum_{l=1}^n M_l.$$

При движение върху подвижната част на галванометъра действуват следните моменти:

1. Двигателен момент

$$M = B_0 N s I.$$

2. Противодействащ момент, който се създава от усукването на нишката и е правопрпорционален на ъгъла на завъртане

$$(2.43) \quad M_c = -K\theta.$$

Знакът минус отчита, че противодействащият момент се противопоставя на движението.

3. Момент на затихването, който е пропорционален на ъгловата скорост

$$(2.44) \quad M_F = -F \frac{d\theta}{dt}.$$

Коефициентът на затихване F представлява сумата на две слагаеми:

F_1 — коефициент на затихване вследствие триенето на подвижната част във въздуха;

F_2 — коефициент на т. нар. електромагнитно затихване, което се предизвиква от индуктираното е. д. н. в бобинката при нейното движение. Когато тя е затворена към някаква външна верига, индуктираните токове се противопоставят на причината, която ги поражда, и се стремят да спрат движението на подвижната част.

Коефициентът на затихване F_1 не може да се регулира и се определя от конструкцията на галванометъра.

Стойността на коефициента F_2 може да се намери по следния начин. Индуктираното е. д. н. в бобинката се определя от формулата

$$(2.45) \quad e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -NB_0 s \frac{d\theta}{dt},$$

понеже бобинката се движи в радиално магнитно поле и обхванатият от нея магнитен поток е $\Phi = B_0 s \theta$.

Когато бобинката на галванометъра е свързана с външна електрическа верига със съпротивление R , през нея протича ток

$$(2.46) \quad i = \frac{e}{R + R_r} = - \frac{B_0 N s}{R + R_r} \cdot \frac{d\theta}{dt},$$

където R_r е съпротивлението на веригата на самия галванометър.

От взаимодействието на този ток с магнитното поле на постоянния магнит се създава въртящ момент, който се определя по същия начин, както се определя двигателният момент на магнитеоелектрическите уреди

$$47 \quad M_{F_2} = B_0 N s l = - \frac{B_0^2 N^2 s^2}{R + R_r} \cdot \frac{d\theta}{dt} = - F_2 \frac{d\theta}{dt}.$$

Коефициентът F_2 зависи от съпротивлението на външната верига, към която е свързана бобинката на галванометъра.

Като заместим моментите, които действуват върху подвижната част при нейното движение в (2.42), се получава

$$(2.48) \quad \left[J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + K\theta \right] = B_0 N s l.$$

Полученото уравнение е диференциално уравнение от втори ред със свободен член. Неговото решение $\theta = f(t)$ дава възможност да се изучи подробно характерът на движението на подвижната част на галванометъра. Постепенно с течение на времето тя ще се установи на ъгъл θ_c , който се определя от съотношението

$$K\theta_c = B_0 N s l$$

или

$$\theta_c = \frac{B_0 N s}{K} l.$$

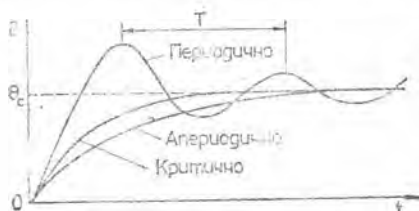
Преходният процес, т. е. движението на подвижната част от момента на пропускане ток в бобинката на галванометъра до момента, в който тя заема равновесното положение, зависи от решението на хомогенното диференциално уравнение. Възможни са три случая при решаване на това уравнение:

1. Двата корена на характеристичното уравнение са различни и имагинерни. В този случай подвижната част се отклонява от нулевото положение и извършва периодични затихващи трептения около равновесното положение.

2. Двата корена на характеристичното уравнение са различни и

реални. Движението на подвижната част е аperiодично — постепенно тя достига равновесното положение, без да може да го задмине.

3. Два корена на характеристичното уравнение са реални и еднакви. Движението на подвижната част е също аperiодично, но тя заема своето равновесно положение за най-кратко време. Това движение се нарича критично аperiодично.



Фиг. 2.26

На фиг. 2.26 са изобразени графично трите вида движения на подвижната част.

За практиката особен интерес представлява критичното аperiодично движение.

При даден галванометър от величините, които определят характера на движението на подвижната част, в процеса на работа може да се изменя съпротивлението на външната верига, към която е затворена бобинката му. Съпротивлението на външната верига, при което се получава критично аperiодично движение, се нарича външно критично съпротивление на галванометъра. Най-често неговата стойност се дава от производителя.

Балистични галванометри. При определени условия с галванометрите от магниеелектрическата система може да се измерва количество електричество на единични токови импулси. Галванометрите, посредством които се осъществява това измерване, се наричат балистични. Оказва се, че първото най-голямо отклонение на подвижната част на балистичния галванометър е пропорционално на количеството електричество, което е протекло през бобинката на галванометъра при условие че токовият импулс е толкова краткотраен, че практически подвижната част на галванометъра започва да се движи след преминаването на токовия импулс. Затова при балистичните галванометри умишлено се увеличава периодът на собствените трептения на подвижната част. Това се постига, като се увеличи нейният инерционен момент чрез поставяне на допълнителни тежести.

Трябва да отбележим, че когато галванометрите се използват за измерване на токове, напрежения и количество електричество, предварително тяхната константа се определя опитно за условията, при които ще работи галванометърът.

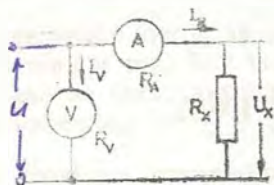
MB

2.9. Измерване на съпротивления с амперметър и волтметър

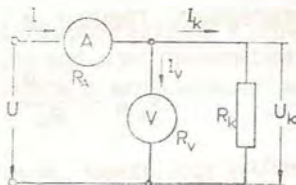
Сравнен с другите методи за измерване на съпротивления, този метод е най-прост по отношение на измервател-

ната апаратура. Освен това той дава възможност да поставим измервания обект при нормални работни условия или да изследваме как зависи съпротивлението му от напрежението или тока.

При този метод се използва законът на Ом за участъка на веригата, който представлява измерваният обект.



Фиг. 2.27



Фиг. 2.28

Неизвестното съпротивление R_x се определя от равенството

$$(2.49) \quad R_x = \frac{U_x}{I_x},$$

където U_x е напрежителният пад в съпротивлението R_x ;

I_x — токът, който протича през него.

Възможни са два начина за свързване на уредите по отношение на измервания обект:

а) предно или т. нар. схема „V—A“ (фиг. 2.27);

б) задно или схема „A—V“ (фиг. 2.28).

Истинската стойност на измерваното съпротивление може да се намери по следните формули:

за схема „V—A“

$$(2.50) \quad R_x = \frac{U_x}{I_x} = \frac{U - R_A I_x}{I_x} = \frac{U}{I_x} - R_A;$$

за схема „A—V“

$$(2.51) \quad R_x = \frac{U_x}{I_x} = \frac{U_x}{I - I_V} = \frac{U_x}{I - \frac{U_x}{R_V}},$$

тъй като при първата схема волтметърът измерва напрежение $U = U_x + R_A I_x$ и амперметърът — ток I_x , а при втората схема волтметърът измерва напрежение U_x и амперметърът — ток $I = I_x + I_V$. R_A и R_V са съответно съпротивленията на амперметъра и волтметъра.

Обикновено на практика неизвестното съпротивление се изчислява направо от показанията на уредите, при което се намира една приблизителна негова стойност. Затова за дадено съпротивление трябва да знаем коя от схемите дава по-малка грешка.

При схема „V—A“ приблизителната стойност на неизвестното съпротивление, намерена направо от показанията на уредите, е

$$(2.52) \quad R'_x = \frac{U}{I_x} = \frac{U_x + R_A I_x}{I_x} = R_x + R_A$$

и относителната грешка е

$$(2.53) \quad \beta_1 = \frac{R'_x - R_x}{R_x} 100\% = \frac{R_A}{R_x} 100\%.$$

Съответно при схема „A—V“ приблизителната стойност на неизвестното съпротивление е

$$(2.54) \quad R''_x = \frac{U_x}{I} = \frac{U_x}{I_x + I_V} = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V}$$

и относителната грешка е

$$(2.55) \quad \beta_2 = \frac{R''_x - R_x}{R_x} 100\% = \frac{\frac{R_x R_V}{R_x + R_V} - R_x}{R_x} 100\% = \\ = \frac{R_x R_V - R_x - R_x R_V}{(R_x + R_V) R_x} 100\% = - \frac{R_x}{R_x + R_V} 100\%.$$

От (2.53) и (2.55) се вижда, че (схема „V—A“ е подходяща за измерване на сравнително големи съпротивления, понеже при нея грешката е толкова по-малка, колкото R_x е по-голямо, а схема „A—V“ — за измерване на сравнително малки съпротивления, понеже при нея грешката е толкова по-малка, колкото R_x е по-малко.

За да определим границата между малките и големите съпротивления, ще намерим тази стойност на неизвестното съпротивление, при която грешките и при двете схеми са еднакви по абсолютна стойност

$$(2.56) \quad |\beta_1| = |\beta_2| \quad \text{или} \quad \frac{R_A}{R_x} = \frac{R_x}{R_x + R_V}.$$

Това условие води до уравнението

$$(2.57) \quad R_x^2 - R_A R_x - R_A R_V = 0.$$

Като решим квадратното уравнение (2.57) и пренебрегнем величината R_A^2 в сравнение с $4R_A R_V$ и величината $\frac{R_A}{2}$ в сравнение с

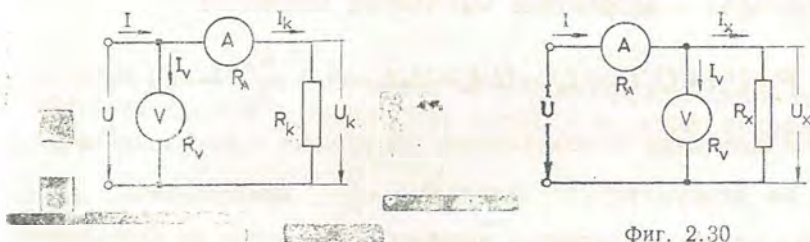
$\sqrt{R_A R_V}$, поради малкото съпротивление на амперметъра, ще получим

$$(2.58) \quad R_x \approx \sqrt{R_A R_V}$$

Разгледаният метод за измерване на съпротивления е приложим при постоянен ток. Той може да се използва при променлив ток за измерване на чисто активни съпротивления и модулите на пълните съпротивления.]

2.10. Измерване на мощност при постоянен ток и еднофазни вериги за променлив ток

При постоянен ток мощността на даден консуматор се дава от израза $P_K = U_K I_K$, където U_K е напрежението на изходите на консуматора, а I_K — токът през него. От формулата се



Фиг. 2.30

вижда, че мощността на консуматора може да се измери с волтметър и амперметър.

Както при измерване на съпротивления с волтметър и амперметър и тук са възможни два начина за свързване на уредите по отношение на консуматора:

- предно или схема „V—A“, показана на фиг. 2.29;
- задно или схема „A—V“ — фиг. 2.30.

От схемите се вижда, че не могат да се измерят едновременно напрежението на консуматора U_K и неговият ток I_K .

Наистина при схема „V—A“ (фиг. 2.29) амперметърът измерва тока на консуматора I_K , но волтметърът показва напрежение $U = U_K + R_A I_K$.

Затова мощността

$$(2.59) \quad P = UI_K = (U_K + R_A I_K) I_K = U_K I_K + R_A I_K^2 = P_K + P_A,$$

която се изчислява от показанията на уредите, е по-голяма от мощността на консуматора с члена $P_A = R_A I_K^2$, представляващ консумираната от амперметъра мощност.

Мощността на консуматора е

$$(2.60) \quad P_{\kappa} = P - P_A = P - R_A I_{\kappa}^2$$

Много често мощността на консуматора се определя направо от произведението на показанията на уредите. В такъв случай се прави грешка

$$(2.61) \quad \beta_1 = \frac{P - P_{\kappa}}{P_{\kappa}} 100\% = \frac{P_{\kappa} + R_A I_{\kappa}^2 - P_{\kappa}}{P_{\kappa}} 100\% =$$

$$P_{\kappa} = U_{\kappa} I_{\kappa} \Rightarrow = \frac{R_A I_{\kappa}^2}{U_{\kappa} I_{\kappa}} 100\% = \frac{R_A I_{\kappa}}{U_{\kappa}} 100\% = \frac{R_A}{R_{\kappa}} 100\%$$

Грешката е толкова по-малка, колкото е по-малко съпротивлението на амперметъра и колкото е по-голямо съпротивлението на консуматора!

При схема „A—V“ (фиг. 2.30) амперметърът измерва ток $I = I_{\kappa} + I_V$, а волтметърът — напрежение U_{κ} . Затова мощността

$$(2.62) \quad P = U_{\kappa} I = U_{\kappa} (I_{\kappa} + I_V) = U_{\kappa} I_{\kappa} + U_{\kappa} I_V = P_{\kappa} + \frac{U_{\kappa}^2}{R_V} = P_{\kappa} + P_V,$$

която се изчислява от показанията на уредите, е по-голяма от мощността на консуматора с члена $P_V = \frac{U_{\kappa}^2}{R_V}$, представляващ консумираната от самия волтметър мощност.

Мощността на консуматора е

$$(2.63) \quad P_{\kappa} = P - P_V = P - \frac{U_{\kappa}^2}{R_V}$$

При схема „A—V“, когато мощността на консуматора се определя направо от произведението на показанията на уредите, се прави грешка

$$(2.64) \quad \beta_2 = \frac{P - P_{\kappa}}{P_{\kappa}} 100\% = \frac{P_{\kappa} + P_V - P_{\kappa}}{P_{\kappa}} 100\% = \frac{P_V}{P_{\kappa}} 100\% =$$

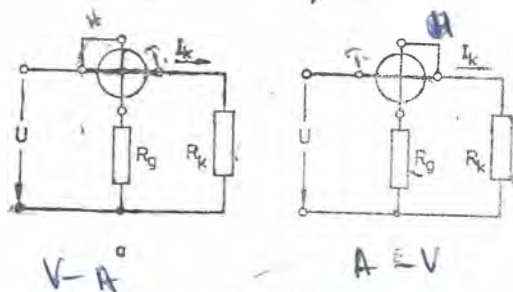
$$= \frac{\frac{U_{\kappa}^2}{R_V}}{U_{\kappa} I_{\kappa}} 100\% = \frac{U_{\kappa}}{I_{\kappa} R_V} 100\% = \frac{R_{\kappa}}{R_V} 100\%$$

Направената грешка е толкова по-малка, колкото е по-голямо съпротивлението на волтметъра в сравнение със съпротивлението на консуматора.

В някои случаи се налага да се определя мощността, която от-

дава генераторът. При схема „V—A“ тя е по-малка от получената от показанията на уредите: мощност с мощността, която консумира волтметърът — $\frac{U^2}{R_V}$

$$(2.65) \quad P_r = P + \frac{U^2}{R_V}$$



Фиг. 2.31

а при схема „A—V“ тя е по-малка от мощността, изчислена от показанията на уредите с мощността, която консумира амперметърът — $R_A I^2$

$$(2.66) \quad P_r = P + R_A I^2$$

Измерването на мощност с волтметър и амперметър е свързано с неудобството, че трябва да се правят отчитания от два уреда и след това интересувашата ни величина да се определя по изчислителен път.

При постоянен ток мощността може да се измери и направо с ватметър от електродинамичната система (т.2.5), а при еднофазни променливотокови вериги с ватметър от същата система или от индукционната система (понеже при променлив ток тези уреди дават показания, които са пропорционални на активната мощност $P = UI \cos \varphi$ — т. 2.5 и т. 2.6). Схемата за свързване на един ватметър е показана на фиг. 2.31. По отношение на свързването на напрежителната верига на ватметъра спрямо токовата и консуматора и тук има две възможности, които отговарят на схемите „V—A“ и „A—V“ при свързване на волтметър и амперметър за измерване на мощност. Разсъжденията и изводите за грешките при измерване на мощност с ватметър са същите, както при измерване на мощност с волтметър и амперметър, само че в дадения случай съпротивлението на напрежителната верига на ватметъра съответствува на това на волтметъра, а на токовата верига на ватметъра — на това на амперметъра.

Трябва да отбележим, че грешката, която се дължи на собствената консумация на уредите, има съществено значение само при измерване във вериги с малки мощности. Затова измерваната мощност е съ-

31-65 27

измерима с мощността, консумирана от уредите. При измерване на мощността в промишлени условия получените грешки са толкова малки, че могат да не се вземат под внимание.

2.11. Измерване на активна мощност и енергия в трифазни системи

1. Измерване на активна мощност при симетрична трифазна система

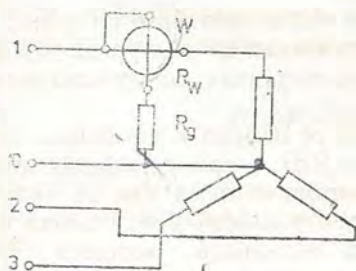
В този случай активната мощност на трифазната система е равна на активната мощност на една от фазите, умножена по три. Затова активната мощност на трифазната система може да се измери с един ватметър, който измерва мощността на една от фазите, като неговото показание се умножи по три.

$$(2.67) \quad P = 3k_W \theta = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi,$$

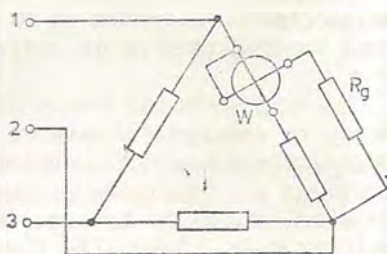
където k_W е константата на ватметъра.

Тук различаваме следните случаи:

а) нулевата точка при свързване звезда на фазите на консуматора е достъпна, а при свързване триъгълник — токовата верига на ватметъра може да се включи последователно с една от фазите на консуматора. Свързването на ватметъра е дадено съответно на фиг. 2.32 и фиг. 2.33;



Фиг. 2.32



Фиг. 2.33

б) нулевата точка е недостъпна или е невъзможно да се включи токовата верига на ватметъра в една от фазите на консуматора при свързването му в триъгълник. В този случай се прибегва до създаване на изкуствена нулева точка. Тя се получава посредством три резистора и напрехителната верига на ватметъра, както е показано на фиг. 2.34, при което трябва да бъде изпълнено условието

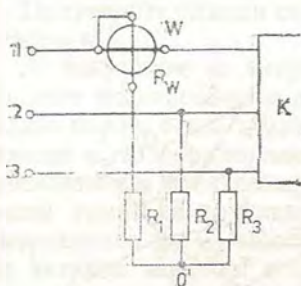
$$(2.68) \quad R_w + R_1 = R_2 = R_3.$$

2. Измерване на активна мощност при несиметрична трифазна система

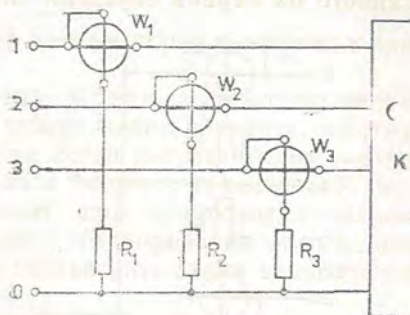
В този случай мощността на трифазната система може да се измери с три ватметра. Свързването на ватметрите е дадено на фиг. 2.35. Мощността на консуматора се определя от сумата на показанията на трите ватметра

(2.69)

$$P = k_{W_1} \theta_1 + k_{W_2} \theta_2 + k_{W_3} \theta_3.$$



Фиг. 2.34



Фиг. 2.35

Ако константите на ватметрите са еднакви, т. е. $k_{W_1} = k_{W_2} = k_{W_3} = k_W$, (2.69) добива следния вид:

(2.70)

$$P = k_W (\theta_1 + \theta_2 + \theta_3).$$

При липса на нулев проводник изкуствена нулева точка може да се създаде от напрежителните вериги на трите ватметра.

Метод на двата ватметра. Този метод е приложим при трипроводна захранваща линия.

Моментната мощност на трифазната система, ако консуматорът е свързан в звезда, се дава от израза

(2.71)

$$p = u_{10} i_1 + u_{20} i_2 + u_{30} i_3.$$

При трипроводна линия винаги е изпълнено равенството $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, или $i_2 = -i_1 - i_3$. Като се замести токът i_2 в (2.71), се получава

$$(2.72) \quad p = u_{10} i_1 - u_{20} i_1 + u_{30} i_3 - u_{20} i_3 = (u_{10} - u_{20}) i_1 + (u_{30} - u_{20}) i_3 = u_{12} i_1 + u_{32} i_3.$$

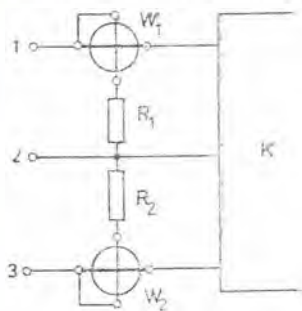
Активната мощност на трифазната система е средната стойност на моментната мощност за един период

$$(2.73) \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{12} i_1 dt + \frac{1}{T} \int_0^T u_{32} i_3 dt.$$

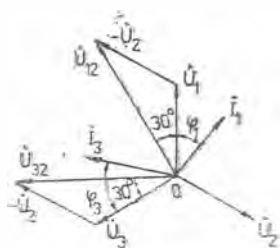
След интегрирането (2.73) добива вида

$$(2.74) \quad P = U_{12} I_1 \cos(\widehat{U_{12} I_1}) + U_{32} I_3 \cos(\widehat{U_{32} I_3})$$

Ако свържем два ватметра, както е показано на фиг. 2.36, показанието на първия определя члена $U_{12} I_1 \cos(\widehat{U_{12} I_1})$, а показанието на



Фиг. 2.36



Фиг. 2.37

втория — члена $U_{32} I_3 \cos(\widehat{U_{32} I_3})$, понеже ъгълът на завъртане на подвижната част на един ватметър е пропорционален на произведението от приложеното напрежение към напрежителната му верига, тока, който протича в токовата му верига и косинуса от ъгъла на разовата разлика между напрежението и тока.

Тогав активната мощност на трифазната система се определя от сумата на показанията на двата ватметра

$$(2.75) \quad P = k_{W_1} \theta_1 + k_{W_2} \theta_2$$

На фиг. 2.37 е дадена съответната векторна диаграма при индуктивен товар. От нея се вижда, че

$$\cos(\widehat{U_{12} I_1}) = \cos(\varphi_1 + 30^\circ)$$

и

$$\cos(\widehat{U_{32} I_3}) = \cos(\varphi_3 - 30^\circ)$$

При силно индуктивен товар, ако $\varphi_1 > 60^\circ$, първият ватметър дава обратно отклонение, а при силно капацитивен товар, ако $\varphi_3 < -60^\circ$, обратно отклонение има вторият ватметър. За да може да се отчете обратното отклонение на съответния ватметър, необходимо е да се разменят връзките на една от веригите му. В такъв случай активната мощност на трифазната система се определя от разликата на показанията на двата ватметра

$$(2.76) \quad P = k_{W_1} \theta_1 - k_{W_2} \theta_2$$

Ако константите на двата ватметра са еднакви ($k_{W_1} = k_{W_2} = k_W$), се получава следният общ израз за активната мощност:

$$(2.77) \quad P = k_W(\theta_1 \pm \theta_2),$$

където θ_1 е винаги по-голямото показание от показанията на двата ватметра.

Получените изводи са в сила и ако консуматорът е свързан в триъгълник.

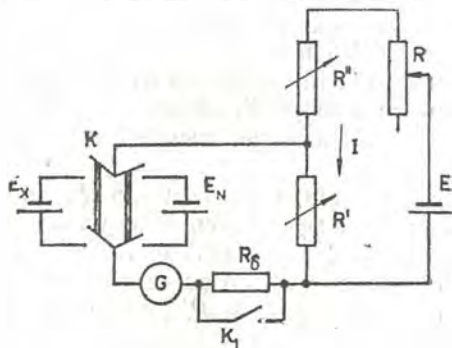
За измерване на енергия в трифазни системи се използват индукционни електромери с два или три измервателни елемента, действащи върху обща подвижна част, при което резултантният въртящ момент е пропорционален на активната мощност на системата. Двух елементните електромери се използват при трипроводни захранващи линии, а триелементните — при трипроводни линии, като свързването им е същото както при съответните схеми за измерване на активна мощност с ватметри.

138

2.12. Компенсационен метод за измерване на е. д. н., напрежения, токове и съпротивления

|| | Посредством компенсационния метод могат да се измерват непосредствено е. д. н. и потенциални разлики. Измерването на потенциални разлики дава възможност да се измерват по косвен път токове и съпротивления.

Този метод осигурява най-голяма точност при измерване на е. д. н. и напрежения. Обикновено грешката не превишава $\pm 0,02\%$, а в някои случаи може да бъде намалена още.



Фиг. 2.38

|| | Компенсационният метод се основава на уравнивяването на измерваното е. д. н. или напрежение с точно известен и регулируем напрежителен пад върху даден резистор.

Принципна схема на компенсатор, която показва и идеята на метода е дадена на фиг. 2.38. Източникът на е. д. н. E и резисторите R, R' и R'' образуват затворена електрическа верига, в която се установява определен работен ток I . Резисторите R' и R'' са образцови декадни резистори, сумата на съпротивленията на които се поддържа постоянна величина ($R' + R'' = \text{const}$). Във всички случаи е. д. н. E трябва да бъде по-голямо от е. д. н. E_N и E_x .

Към декадата R' посредством ключа K може да се свърже паралелно нормален елемент E_N с точно определено е. д. н. или източникът на е. д. н. E_x , чието е. д. н. се измерва. Показващият уред G е магнитоелектрически галванометър, който се предпазва с резистора R_0 . Той същевременно предпазва и източниците на е. д. н. E_N и E_x от поляризация през време на уравнисяването на компенсатора.

Измерването с компенсатора се провежда по следния начин. В зависимост от конкретната схема се определя сумата на съпротивленията $R' + R'' = \text{const}$ и се избира стойността на работния ток I . Изчислява се съпротивлението R'_N на декадата R' , при което е. д. н. E_N на нормалния елемент се уравнисява с напрежителния пад в декадата R' :

$$(2.78) \quad E_N = R'_N I$$

или

$$(2.79) \quad R'_N = \frac{E_N}{I}$$

На декадата R' се установява изчислената стойност на съпротивлението R'_N , а съпротивлението на декадата R'' се нагласява така, че да е изпълнено условието $R'_N + R'' = \text{const}$.

При включен резистор R_0 с ключа K към компенсатора се включва нормалният елемент E_N и с реостата R се установява работният ток I , което се регистрира (познава) по нулевото отклонение на галванометъра. Затваря се ключът K_1 и с реостата R се доуточнява равновесното положение. По-нататък съпротивлението на реостата R не се изменя.

Включва се ново предпазният резистор R_0 чрез изключване на ключа K_1 . След това посредством ключа K за уравнисяване с напрежителния пад в декадата R' се подава непознатото е. д. н. E_x . Равновесното положение на компенсатора се постига чрез изменение на съпротивленията на декадите R' и R'' , но така, че винаги да е изпълнено условието $R' + R'' = \text{const}$. След като се постигне липса на ток през галванометъра, ключът K_1 се затваря и с декадите R' и R'' се доуточнява равновесното положение, при което имаме

$$(2.80) \quad E_x = R'_x I,$$

където R'_x е съпротивлението на декадата R' при равновесие.

Ако (2.80) се раздели на (2.78), E_x се изразява и по следния начин:

$$(2.81) \quad E_x = \frac{R'_x}{R_N} E_N$$

Основното предимство на компенсационния метод е, че в момента на уравнивяване ток не протича нито от нормалния елемент, нито от измервания източник на е. д. н. Затова при измерването няма напржителен пад както в нормалния елемент, така и в източника на измерваното е. д. н. Липсват напржителни падове и в съединителните проводници. Вследствие на това не се изменя и стойността на измерваната величина.



Фиг. 2.39

Второ предимство на метода е, че за изчисление на измерваното е. д. н. или напрежение се изхожда от е. д. н. на нормалния елемент, което е известно с много голяма точност, и съпротивленията на образцови декади, стойностите на които също се знаят с много голяма точност.

Трето предимство на метода е, че равновесието се отчита по нулевото скално деление на галванометъра, като по този начин се отстраняват грешките, свързани с неправилно градуиране на уреда.

Трябва да отбележим, че добри резултати се получават само при постоянство на е. д. н. E на източника, който захранва компенсатора.

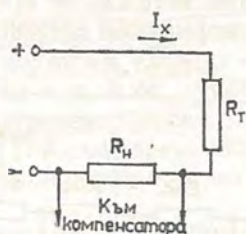
За увеличаване на измервателния обхват на компенсаторите се употребяват образцови делители на напрежение (фиг. 2.39). Те представляват образцови резистори, подредени по такъв начин, че дават възможност приложеното напрежение да се редуцира в десеткратни стойности. Даденият на фиг. 2.39 делител има общо съпротивление 100 000 Ω, което е разделено на секции от 10, 90, 9000 и 90 000 Ω. По такъв начин приложеното напрежение U_x се редуцира 10 000, 1000, 100 и 10 пъти.

За измерване на тока I_x последователно във веригата, както е показано на фиг. 2.40, се поставя един образцов резистор R_N .

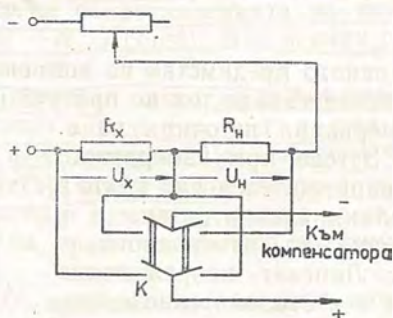
Върху образцовия резистор се получава напржителен пад $U_x = R_N I_x$, който чрез съединителни проводници се подава за измерване към компенсатора. Напржителният пад U_x се определя по описания по-горе начин, а токът се изчислява по формулата

$$(2.82) \quad I_x = \frac{U_x}{R_N}$$

За измерване на съпротивлението R_x на един резистор — той, както е дадено на фиг. 2.41, се свързва последователно с един образец резистор R_n . Посредством ключа K с компенсатора се измерват последователно напржителният пад U_x в резистора R_x и



Фиг. 2.40



Фиг. 2.41

напржителният пад U_n в резистора R_n . През време на измерването токът през резисторите R_x и R_n трябва да остава постоянен. Измерзаното съпротивление се определя от съотношението

$$(2.83) \quad \frac{U_x}{U_n} = \frac{R_x}{R_n}$$

откъдето

$$(2.84) \quad R_x = \frac{U_x}{U_n} R_n$$

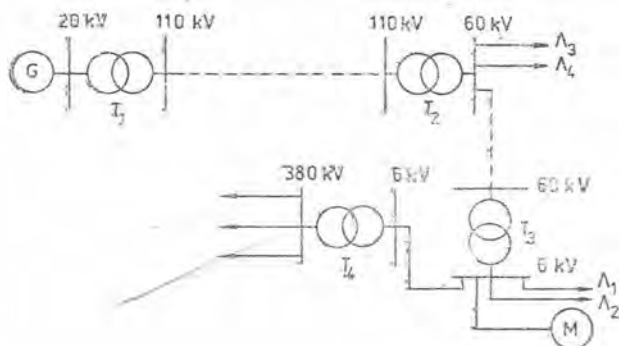
Компенсаторите се използват широко в измервателната техника за измервания с голяма точност. Те се наричат още и потенциометри. Има компенсатори и за променлив ток, които дават възможност да се измерват много точно променливи е. д. н., напрежения и токове.

Компенсационният метод е намерил приложение и в редица контролно-измервателни уреди: за измерване на температура, за измерване рН на разтвори и др. Често уравновесяването на компенсаторите става автоматично и в този случай те се наричат автоматични потенциометри.]

14

3.1. Предназначение и принцип на действие

1 Трансформаторите са статични електромагнитни устройства, работещи на принципа на взаимната магнитна индукция, чрез които се преобразува енергията на променливия ток с едни параметри (напрежение и ток) в енергия на променлив ток с други параметри при една и съща честота. Необходимост от такова преобразуване на параметрите на електрическата енергия възниква

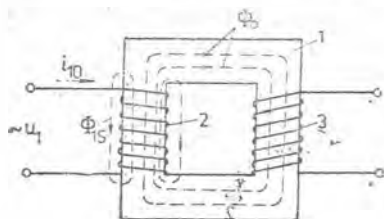


Фиг. 3.1

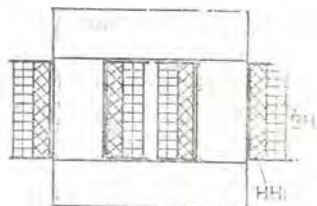
твърде често, поради което трансформаторите са едни от най-често използваните устройства. Предаването на електрическа енергия на големи разстояния е целесъобразно да се извърши при по-високо напрежение и при по-малък ток. По такъв начин се намаляват загубите на напрежение и на активна мощност в електропреносната линия. В съвременните енергийни системи се използват напрежения с твърде високи стойности, достигащи до 110, 220, 400 и 750 kV. Генератори, в които да се получава електрическа енергия при такива високи напрежения, не се строят поради значителните технически трудности, свързани със създаването на достатъчно надеждна електрическа изолация на тоководещите им части. Това налага електрическата енергия да се произвежда при напрежения, не по-високи от 6 до 20 kV, след което чрез трансформатор (T₁, фиг. 3.1) то се повишава до желаната стойност и се предава по електропреносната линия. Степента на повишаване на напрежението зависи от пренасяната мощност и разстоянието, на което тя трябва да се пренесе. Работното напрежение на консуматорите е обикновено 220 или 380 V, а за тези с голяма мощност—6, 10 или 20 kV. Понижаването на напрежението до желаната стойност обикновено се осъществява

с помощта на няколко трансформатора (фиг. 3.Г), чрез което се избягват опасностите от пренасяне на електрическата енергия с много високо напрежение в населени места или промишлени предприятия.

Трансформаторът, чрез който се повишава напрежението, се нарича повишаващ, а трансформатор, чрез който то се понижава —



Фиг. 3.2



Фиг. 3.3

понижаващ. В конструктивно отношение двата трансформатора са идентични, а следователно и заменяеми. Ето защо тази класификация на трансформаторите се отнася до техния режим на работа.

Работата на трансформатора се основава на принципа на взаимната магнитна индукция. На фиг. 3.2 е показана принципната схема на еднофазен двунамотъчен трансформатор. Върху затворения магнитопровод 1, изработен от феромагнитен материал, са разположени две намотки — първична 2 с N_1 навивки и вторична 3 с N_2 навивки.

Към първичната намотка се подава напрежение u_1 от източник за променлив ток. Ако към вторичната намотка не е включен консуматор, трансформаторът работи в режим на празен ход. Тогава през първичната му намотка протича ток i_{10} , който поражда основния магнитен поток Φ_0 , преминаващ през магнитопровода, и който е общ за двете намотки N_1 и N_2 . Това е магнитен поток на взаимна магнитна индукция. От тока i_{10} се поражда и магнитният поток на разсейване Φ_{1s} , който обхваща само навивките на първичната намотка. Този магнитен поток е значително по-малък от основния, тъй като съпротивлението на магнитната верига за основния магнитен поток е значително по-малко от магнитното съпротивление на въздуха, през който се затваря магнитният поток на разсейване. За да се засили индуктивната връзка между намотките на трансформатора, двете намотки се разполагат в непосредствена близост една до друга или по-често една над друга.

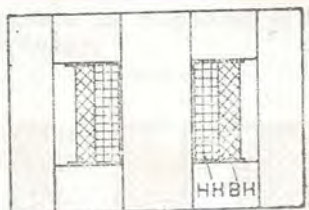
Във вторичната намотка на трансформатора може да се индуцира е. д. н. на взаимна магнитна индукция, ако основният магнитен поток се променя с течение на времето. Очевидно трансформаторът може да работи само когато на първичната му намотка е подадено променливо напрежение.

За намаляване на загубите от вихрови токове магнитопроводът на

трансформатора се изработва най-често от изолирани помежду си листове елетротехническа ламарина с дебелина от 0,35 до 0,50 mm и повишено съдържание на силиций (4 ÷ 5%) за намаляване на загубите от хистерезис.

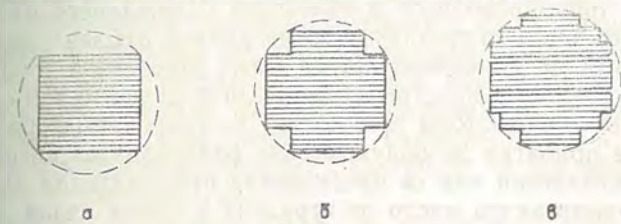
В зависимост от конфигурацията на магнитопровода трансформаторите се разделят на ядрени (фиг. 3.3) и мантийни (фиг. 3.4).

Ядрените трансформатори имат неразклонена магнитна верига, като намотките обхващат ядрата на трансформатора. Мантийните трансформатори имат разклонена магнитна верига, като намотките се разполагат върху средното ядро, а двете крайни ядра го обхващат и предпазват частично от механично повреждане. Затварянето на магнитната верига се осъществява от ярема, съединяваща отделните ядра.



Фиг. 3.4

Напречното сечение на магнитопровода на маломощните трансформатори е правоъгълно (фиг. 3.5 а), а при трансформаторите със средна и голяма мощност има форма на степенчат многоъгълник, вписан в окръжност (фиг. 3.5 б и в), като броят на стени нараства с увеличаване на мощността на трансформатора. При това между накетите електротехническа ламарина, от която се изработва маг-



Фиг. 3.5

нитопроводът, може да се остави разстояние (фиг. 3.5 в) за подобряване на условията за охлаждане.

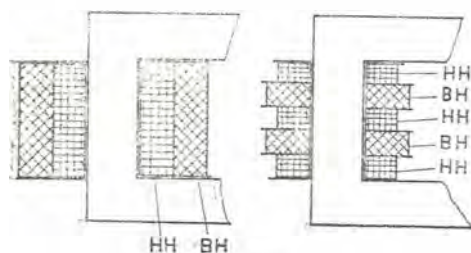
Намотките на трансформаторите биват два вида: цилиндрични и дискови.

Цилиндричните (концентрични) намотки се изработват по-лесно и се използват по-често в практиката. Те имат форма на два коаксиални цилиндъра (фиг. 3.6 а), като намотката за ниско напрежение (НН) се разполага по-близо до ядрото, тъй като изолирането ѝ от магнитопровода на трансформатора се осъществява по-лесно. Намотката за високо напрежение (ВН) обхваща намотката НН, като между тях се поставя подходяща изолация.

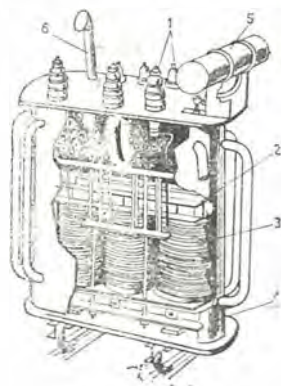
Дисковите (редуващи се) намотки се изработват от отделни секции (фиг. 3.6 б), които имат форма на дискове. Крайните секции, които са по-близо до ярема на магнитопровода, са на намотката НН,

за между тях са разположени секциите на намотката ВН (фиг. 3.6).

В зависимост от начина на охлаждане трансформаторите се разделят на сухи и маслени. Трансформаторите с малка мощност и ниско напрежение (до 380 V) се правят с естествено, въздушно охлаж-



Фиг. 3.6



Фиг. 3.7

дане. При мощности над 20 kVA и при напрежение над 6 kV трансформаторът се поставя в казан, запълнен със специално минерално масло, наречено трансформаторно. Трансформаторното масло има добра топлопроводност и облекчава охлаждането на трансформатора, чрез което го предпазва от прегряване, а освен това подобрява и изолацията на намотките. За да може отделената топлина да се разсейва в околното пространство, казанът, в който той е поставен, се изработва с радиатори (фиг. 3.7). За трансформатори с голяма мощност се прибегва до обдухване на радиатора от специално поставени вентилатори или се предизвиква принудителна циркулация на трансформаторното масло от вградена в самия казан помпа. На фиг. 3.7 е показано устройството на трансформатор с маслено охлаждане. Използвани са следните означения: 1 — проходни изолатори за свързване на намотките, 2 — магнитопровод, 3 — намотки, 4 — казан с охлаждащи тръби, 5 — разширител за трансформаторното масло.

[При загряване нивото на трансформаторното масло в казана се повишава, а при охлаждане — спада.] Обемът на разширителя трябва да бъде достатъчен, така че при всички режими на работа и температура на околната среда от -35°C до $+35^{\circ}\text{C}$ да се осигурява наличие на масло в казана.

При трансформатори с мощност над 1000 kVA се поставя предпазна тръба (6, фиг. 3.7), снабдена със стъклена мембрана и съединена с казана. При авария в трансформатора започва бурно отделяне на газове от изпарението и разлагането на трансформаторното масло, които разрушават мембраната, чрез което се предпазва казанът на трансформатора от разкъсване.

В зависимост от предназначението си трансформаторите биват:

1. Силови — използват се в електропреносните мрежи. Те са:
 - а) двунамотъчни;
 - б) многонамотъчни;
 - в) автотрансформатори.
2. Измервателни — използват се за разширяване на обхватите на електроизмервателни уреди и на апаратите за управление и защита на електрическите съоръжения. Те биват:
 - а) токови;
 - б) напрежителни.
3. Трансформатори със специално предназначение, при които има някои съществени конструктивни особености. Такива са:
 - а) електропещните;
 - б) заваръчните;
 - в) за захранване на токоизправители.
4. Маломощни трансформатори с различно предназначение — използват се в автоматиката, електрониката, телемеханиката и др.

3.2. Работа на трансформатора на празен ход

Работата на трансформатора на празен ход е такъв режим на работа, при който първичната му намотка е включена към захранващия източник, а веригата на вторичната намотка е прекъсната и през нея не протича ток (фиг. 3.2). В този случай трансформаторът не предава енергия към консуматора и наподобява твърде много работата на бобина с феромагнитна сърцевина, тъй като индуктираното електродвижещо напрежение (е. д. н.) e_2 във вторичната намотка не е свързано с протичане на ток, който да оказва магнитно противодействие.

Протичащият през навивките N_1 на първичната намотка ток i_1 , създава основния магнитен поток Φ_0 и магнитния поток на разсейване Φ_{1s} . Ако напрежението u_1 , подадено към първичната намотка, се изменя във времето по хармоничен закон, и магнитните потоци — основният и на разсейване, се изменят също по хармоничен закон във времето. Нека основният магнитен поток се изменя по закона

$$(3.1) \quad \Phi_0 = \Phi_{0m} \cos \omega t.$$

Тогава индуктираните от него е. д. н. в първичната и вторичната намотка са съответно

$$(3.2) \quad e_1 = -N_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = E_{1m} \sin \omega t \quad \text{и}$$

$$(3.3) \quad e_2 = -N_2 \frac{d\Phi_0}{dt} = E_{2m} \sin \omega t.$$

където

$$(3.4) \quad E_{m1} = N_1 \omega \Phi_{0m} = 2\pi f N_1 \Phi_{0m};$$

$$(3.5) \quad E_{m2} = N_2 \omega \Phi_{0m} = 2\pi f N_2 \Phi_{0m}.$$

са максималните стойности на тези е. д. н. Техните ефективни стойности са съответно

$$(3.6) \quad E_1 = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} = 4,44 N_1 f \Phi_{0m};$$

$$(3.7) \quad E_2 = \frac{E_{m2}}{\sqrt{2}} = 4,44 N_2 f \Phi_{0m}.$$

Отношението на ефективните стойности на е. д. н. E_1 и E_2

$$(3.8) \quad \boxed{\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k}$$

дава характерния за всеки трансформатор коефициент на трансформация K .

Магнитният поток на разсейване Φ_{1s} е пропорционален на тока на празен ход i_{10}

$$(3.9) \quad \Phi_{1s} = L_{1s} i_{10},$$

където L_{1s} е индуктивността на разсейване на първичната намотка.

Индуктираното в първичната намотка е. д. н. e_{1s} от магнитния поток на разсейване Φ_{1s} се определя с израза

$$(3.10) \quad e_{1s} = - \frac{d\Phi_{1s}}{dt}.$$

За първичната намотка на трансформатора въз основа на втория закон на Кирхоф може да се запише уравнението

$$(3.11) \quad u_1 + e_1 + e_{1s} = R_1 i_{10},$$

където R_1 е активното съпротивление на първичната намотка.

Ако се приеме, че токът на празен ход на трансформатора се изменя по хармоничен закон във времето $i_{10} = I_{10m} \sin \omega t$, уравнение (3.11) може да се преобразува в

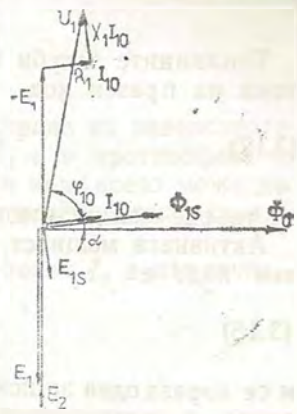
$$(3.12) \quad u_1 = -e_1 - e_{1s} + R_1 i_{10} = -e_1 + \omega L_{1s} I_{10m} \cos \omega t + R_1 I_{10m} \sin \omega t,$$

като се записва в символичен вид

$$(3.13) \quad \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + jX_1 \dot{I}_{10} + R_1 \dot{I}_{10},$$

където $X_1 = \omega L_{1s}$ е индуктивното съпротивление на разсейване на първичната намотка на трансформатора.

Векторната диаграма на трансформатора при празен ход е показана на фиг. 3.8. Спрямо вектора на основния магнитен поток Φ_0 , векторът на тока на празен ход I_{10} е завъртян на хистерезисния ъгъл α в положителна посока. Електродвижещите напрежения E_1 и E_2 , които основният магнитен поток Φ_0 индуктира в първичната и във вторичната намотка на трансформатора, изостават на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ от него. Магнитният поток на разсейване около първичната намотка Φ_{1s} съвпада по фаза с тока на празен ход I_{10} , а е. д. н. E_{1s} , породено от него, изостава по фаза на ъгъл $\frac{\pi}{2}$. Равен по големина на е. д. н. E_{1s} и



Фиг. 3.8

в противофаза с него е напрежителният пад $X_1 I_{10}$ в индуктивното съпротивление на разсейване X_1 на първичната намотка, който го уравновесява. Векторът, изобразяващ напрежението U_1 , приложено към първичната намотка на трансформатора, може да се построи в съответствие с уравнение (3.13) като към вектора $-E_1$ се прибавят векторът $R_1 I_{10}$, изобразяващ напрежителния пад в активното съпротивление R_1 , който съвпада по фаза с тока I_{10} , и векторът $X_1 I_{10}$, изобразяващ напрежителния пад в индуктираното съпротивление на разсейване X_1 , който изпреварва тока I_{10} с ъгъла $\frac{\pi}{2}$.

Векторът на приложеното напрежение U_1 и векторът на тока на празен ход I_{10} сключват ъгъл ψ_{10} , близък до $\frac{\pi}{2}$. Това показва, че при празен ход трансформаторът представлява индуктивен товар за захранващия го източник.

Токът на празен ход I_{10} за обикновените трансформатори е малък и представлява от 3 до 10% от тока на пълното натоварване на трансформатора—номиналния му ток. Ето защо напрежителните падове в активното и реактивното съпротивление на първичната намотка $R_1 I_{10}$ и $X_1 I_{10}$ са твърде малки и могат да се пренебрегнат, при което приложеното напрежение U_1 би се уравновесявало само от е. д. н. $-E_1$, т. е.

$$(3.14) \quad U_1 \approx -E_1.$$

Веригата на вторичната намотка на трансформатора е прекъсната, при което напрежението U_2 на изводите му е равно на е. д. н. E_2 :

$$(3.15) \quad U_2 = E_2.$$

В този случай коефициентът на трансформация K може да се представи още с отношението

$$(3.16) \quad K = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_2}$$

Топлинните загуби в първичната намотка на трансформатора от тока на празен ход

$$(3.17) \quad P_{1 \text{ пр. х}} = R_1 I_{10}^2$$

са твърде малки и могат да се пренебрегнат.

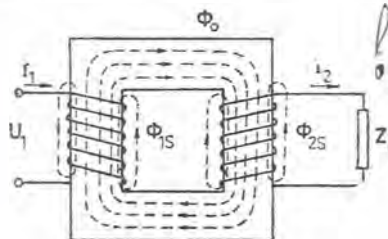
Активната мощност, която трансформаторът консумира при празен ход, е

$$(3.18) \quad P_{10} = U_1 I_{10} \cos \varphi_{10}$$

и се изразходва за покриване на загубите от вихрови токове и хистерезис в магнитопровода.

156 3.3. Работа на трансформатора при товар

Работата на трансформатора при товар е такъв режим, при който вторичната му намотка е свързана към консуматор и през нея протича ток I_2 (фиг. 3.9). Това е основен режим на работа на трансформатора и при него енергията от първичната верига се прехвърля чрез магнитното поле във вторичната.



Фиг. 3.9

Протичането на тока I_2 във вторичната намотка на трансформатора оказва влияние върху работата на индуктивно свързаната с нея първична намотка. Създаденото от тока I_2 магнитодвижещо напрежение $I_2 N_2$ възбужда свои магнитни потоци: във феромагнитното ядро — поток, противодействащ на основния маг-

нитен поток Φ_0 , и магнитен поток на разсейване Φ_{2s} около вторичната намотка. Поради размагнитващото действие на тока във вторичната намотка основният магнитен поток Φ_0 на трансформатора, който обхваща първичната и вторична намотка, намалява в сравнение със стойността, която е имал при празен ход. Това обаче е съпроводено с намаляване на е. д. н. E_{10} , при което уравнение (3.13) се нарушава. За да запази то валидността си при новите условия, токът в първичната намотка нараства до стойност I_1 , а заедно с това нараства и

магнитодвижещото напрежение на първичната намотка $I_1 N_1$, което компенсира размагнитващото действие на магнитодвижещото напрежение $I_2 N_2$ на вторичната намотка.

За магнитодвижещите напрежения на трансформатора при товар е в сила равенството

$$(3.19) \quad I_1 N_1 = I_{10} N_1 - I_2 N_2.$$

Знакът минус пред втория член в дясната страна на равенството показва, че магнитодвижещо напрежение $I_2 N_2$ е в противофаза с магнитодвижещото напрежение $I_{10} N_1$ на празен ход, което може да се тълкува и така, че създаденият от него магнитен поток размагнитва трансформатора.

От равенството (3.19) може да се определи токът I_1 в първичната намотка при товар

$$(3.20) \quad \dot{I}_1 = I_{10} + \left(-\frac{N_2}{N_1} I_2 \right) = I_{10} + I_2'.$$

Това равенство показва, че токът I_1 има две съставки. Първата I_{10} е токът на празен ход, възбуждащ основния магнитен поток Φ_0 на трансформатора. Тя не зависи от натоварването му. Втората съ-

ставка $I_2' = -\frac{1}{K} I_2$ се нарича приведен към първичната намотка вторичен ток и изразява нарастването на първичния ток за компенсиране на размагнитващото действие на тока във вторичната намотка на трансформатора. При товар, близък до номиналния, приведеният към първичната намотка вторичен ток I_2' е значително по-голям от тока на празен ход I_{10} и ако последният се пренебрегне, равенството (3.20) може да се запише още и във вида

$$(3.21) \quad \dot{I}_1 \approx -\frac{N_2}{N_1} \dot{I}_2 = -\frac{1}{K} \dot{I}_2.$$

Уравнението за равновесие на приложеното напрежение U_1 към първичната намотка на трансформатора при работа на трансформатора при товар добива вида

$$(3.22) \quad \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + R_1 \dot{I}_1 + jX_1 \dot{I}_1.$$

Тъй като това напрежение U_1 не се променя, следва че електродвижещото напрежение E_1 намалява, но остава значително по-високо от напрежителните падове в активното и индуктивно съпротивление на първичната намотка $R_1 I_1$ и $X_1 I_1$.

Магнитният поток на разсейване Φ_{2s} около вторичната намотка на трансформатора е пропорционален на тока I_2 , който го поражда:

(3.23)

$$\Phi_{2s} = L_{2s} I_2,$$

където L_{2s} е коефициентът на самоиндукция на вторичната намотка

От втория закон на Кирхоф, приложен за вторичната верига на трансформатора, се получава равенството

(3.24)

$$e_2 + e_{2s} = u_2 + R_2 I_2,$$

където e_2 е електродвижещото напрежение, породено във вторичната намотка от основния магнитен поток Φ_0 ;

e_{2s} — е. д. н. във вторичната намотка, създадено от магнитния поток на разсейване ($e_{2s} = -L_{2s} \frac{di_2}{dt}$);

u_2 — напрежението на изводите на вторичната намотка;

R_2 — активното съпротивление на вторичната намотка.

Решението на уравнение (3.24) по отношение на напрежението на изводите на вторичната намотка u_2 в символична форма се записва във вида

(3.25)

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{R}_2 I_2 + \dot{E}_{2s} = \dot{E}_2 - R_2 \dot{I}_2 - jX_2 \dot{I}_2.$$

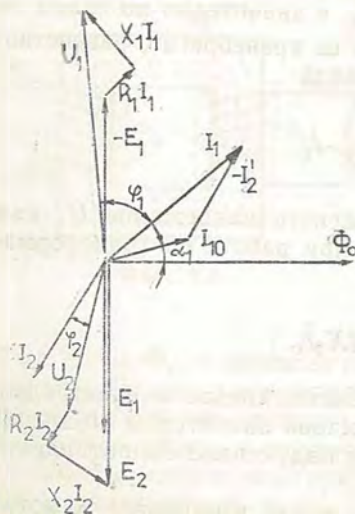
На фиг. 3.10 е показана векторната диаграма на трансформатора при товар.

Основният магнитен поток Φ_0 на трансформатора се създава от тока на празен ход I_{10} , който го изпреварва по фаза на ъгъл α . Ин-

дуктираните от основния магнитен поток е. д. н. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 изостават от него по фаза на ъгъл $-\frac{\pi}{2}$. При индуктивно-

активен товар токът \dot{I}_2 във веригата на вторичната намотка изостава по фаза от е. д. н. \dot{E}_2 на ъгъл ψ_2 . Напрежението на изводите на вторичната намотка може да се намери в съответствие с уравнение (3.25), ако от е. д. н. \dot{E}_2 се извадят напрежителните падове $X_2 \dot{I}_2$ в индуктивното съпротивление на вторичната намотка и $R_2 \dot{I}_2$ в активното ѝ съпротивление.

Векторът на тока \dot{I}_1 в първичната намотка в съответствие с уравнение (3.20) се намира, като към вектора на тока на празен ход \dot{I}_{10} се прибави приведеният към първичната намотка ток на вторичната страна \dot{I}'_2 .



Фиг. 3.10

За да се построи векторът на приложеното напрежение U_1 към първичната намотка, е необходимо в съответствие с уравнение (3.22) към вектора на е. д. н. $-E_1$ да се прибавят напрежителният пад $R_1 I_1$ и активното съпротивление на първичната намотка и напрежителният пад $X_1 I_1$ в индуктивното ѝ съпротивление.

При индуктивно-активен товар ($0 < \psi_2 < \frac{\pi}{2}$) фазовата разлика φ_1 между напрежението U_1 и тока I_1 , породена от влиянието на тока на празен ход, който е почти изцяло индуктивен, е по-голяма от фазовата разлика φ_2 между напрежението U_2 и тока I_2 във вторичната страна на трансформатора.

От захранващия източник при товар трансформаторът получава мощност

$$(3.26) \quad P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1,$$

а мощността на консуматорите, включени към изводите му, е

$$(3.27) \quad P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2.$$

При това мощността P_1 е равна на сумата от отдадената мощност P и загубите в трансформатора $P_{з.тр}$:

$$(3.28) \quad P_1 = P + P_{з.тр}.$$

Загубите в трансформатора се разделят на постоянни и променливи. Постоянните загуби не зависят от натоварването на трансформатора и се обуславят от загубите в магнитопровода му от хистерезис и вихрови токове $-P_{ст}$. Те се определят от големината на основния магнитен поток. Може да се приеме, че загубите в стоманата са равни на активната мощност, консумирана от трансформатора при празен ход:

$$(3.29) \quad P_{ст} = P_{10}.$$

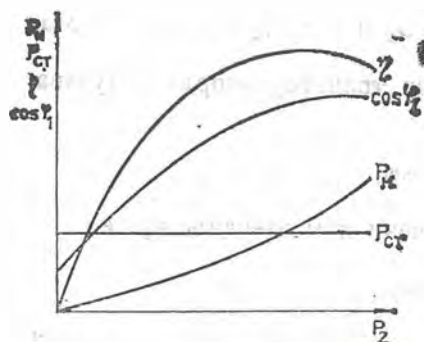
Променливите загуби се обуславят от загуби в медните проводници на първичната ($P_{м1} = R_1 I_1^2$) и на вторичната намотка ($P_{м2} = R_2 I_2^2$)

$$(3.30) \quad P_{м} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2.$$

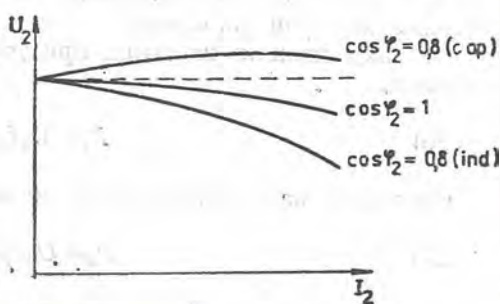
Загубите в медните проводници при номинален товар ($P_{мн}$) могат да се измерят чрез опита на късо съединение. Той се провежда, като вторичната намотка на трансформатора се свързва на късо, а на първичната му намотка се подава понижено напрежение, което се повишава постепенно до такава стойност, при която токът в първичната намотка е равен на номиналния. Това напрежение се нарича напрежение при опит на късо съединение и е значително по-ниско от но-

миналното напрежение на първичната намотка ($U_{1к} \approx (0,05 \div 0,1) U_{1н}$). Загубите в магнитопровода на трансформатора при това понижено напрежение са малки и могат да се пренебрегнат. При различни режими на работа загубите в медните проводници могат да се определят с помощта на израза

$$(3.31) \quad P_m = P_{мн} \left(\frac{I_2}{I_{2н}} \right)^2$$



Фиг. 3.11



Фиг. 3.12

Коефициентът на полезно действие (к. п. д.) η се изразява с отношението на полезната мощност P_2 към консумираната мощност P_1 :

$$(3.32) \quad \eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{ст} + P_m}$$

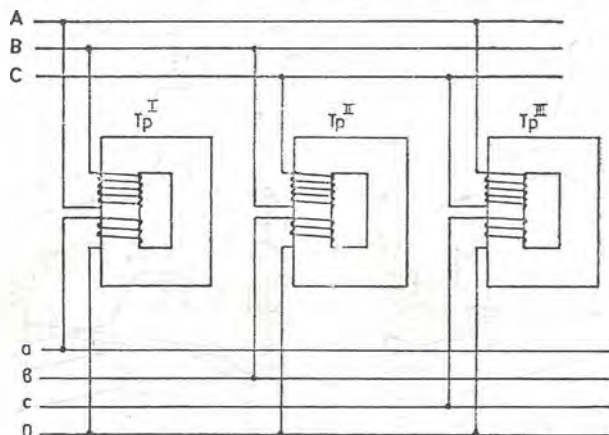
Трансформаторите са устройства, които имат сравнително голям к. п. д. при оптимален товар ($P_2 = P_{нк}$), достигащ до 95—98%. За съвременните трансформатори най-голям к. п. д. се получава при товар $P_{нк} = (0,7 \div 0,8) P_n$. При натоварване на трансформатора над тази стойност се забелязва известно намаляване на к. п. д., което е свързано със значителното увеличаване на загубите в медните проводници (фиг. 3.11).

Наличието на активно и индуктивно съпротивление в първичната и вторичната намотка на трансформатора обуславят появата на напрежителни падове в тях и промяна на вторичното напрежение U_2 при натоварване. Зависимостта на вторичното напрежение U_2 на трансформатора от натоварването му, респективно от вторичния му ток I_2 , може да бъде изразено с неговата външна характеристика $U_2 = f_1(I_2)$.

Видът на външната характеристика на трансформатора (фиг. 3.12) зависи от характера на товара ($\cos \varphi_2$). Различията във вида на външните характеристики на трансформатора се дължат на различното повлияване на основния магнитен поток Φ_0 на трансформатора от тока I_2 във вторичната намотка.

3.4. Трифазни трансформатори

С помощта на трифазните трансформатори се трансформира електрическата енергия в трифазните системи. За целта могат да бъдат използвани три еднофазни трансформатора,



Фиг. 3.13

работещи като един агрегат, наречен групов трансформатор (фиг. 3.13). Поради неефективното използване на вложените материали и необходимостта от значителна по размери монтажна площадка групите трансформатори се използват рядко и преди всичко за много големи мощности.

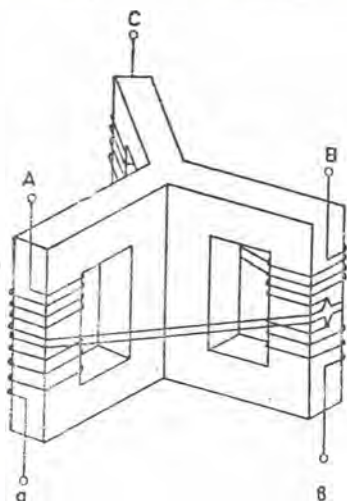
Един трифазен трансформатор може да се получи, ако частите на магнитопровода, върху които не са разположени намотки на трите еднофазни трансформатора (фиг. 3.13), се обединят, а останалите части на трансформатора, върху които са разположени намотките, останат без изменение, както това е показано на фиг. 3.14.

В симетричните трифазни системи магнитните потоци Φ_A , Φ_B и Φ_C на трите фази имат еднакви амплитудни стойности, но са изместени една спрямо друга по фаза на ъгли от 120° , поради което в общата част на магнитопровода сумата им във всеки момент от време е нула. Това показва, че общата част на магнитопровода може да липсва (фиг. 3.15), без това да наруши нормалната работа в трифазната система. Но и този магнитопровод е неудобен за изработване, поради което се използва рядко.

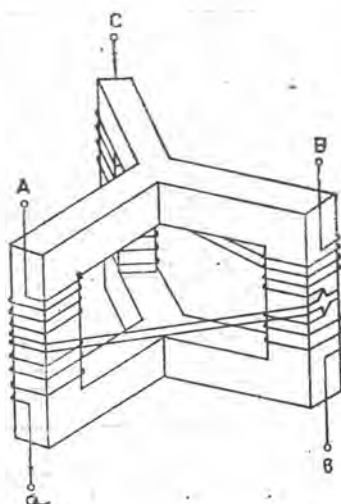
Магнитопроводите на трифазните трансформатори се изработват най-често така, че осите на трите ядра да лежат в една равнина (фиг. 3.16). Върху всяко ядро се разполагат по една първична и една вторична намотка. Несиметрията, обусловена от неравенството

на магнитното съпротивление на контурите, по които се затварят магнитните потоци Φ_A , Φ_B и Φ_C , не е съществена.

Намотките на трифазните трансформатори могат да бъдат свързани в звезда или триъгълник.

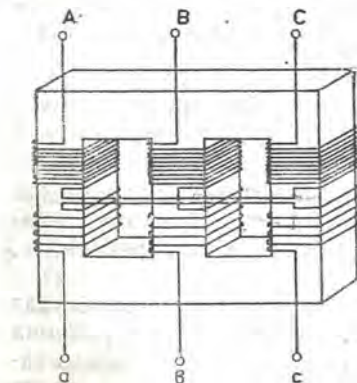


Фиг. 3.14



Фиг. 3.15

При свързване на намотките в звезда в краищата им съществуват потенциална разлика, равна на фазовото напрежение ($U_\phi = \frac{U_L}{\sqrt{3}}$) и през тях протича ток, равен на линейния ($I_\phi = I_L$). Това свързване е подходящо за намотки за високо напрежение, тъй като изоляцията на всяка от тях трябва да бъде оразмерена за фазовото напрежение, а не за линейното.



Фиг. 3.16

При свързване на намотките в триъгълник напрежението в краищата им е равно на линейното ($U_\phi = U_L$), а токът, който протича през тях, е $\sqrt{3}$ пъти по-малък от линейния ($I_\phi = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$). Това свързване е подходящо за намотките за ниско напрежение, тъй като изолирането им не създава затруднение, а по-малката стойност на фазовия ток позволява да се използва проводник с по-малко сечение.

3.5. Автотрансформатори

Автотрансформаторите са такива трансформатори, при които за намотка за ниско напрежение се използва част от навивките на намотката за високо напрежение. Това означава, че двете намотки са свързани не само с индуктивна връзка от основния магнитен поток Φ_0 , но и чрез непосредствена, галванична връзка. Автотрансформаторите могат да се използват както като понижаващи, така и като повишаващи трансформатори. Основните зависимости, изведени за трансформаторите, са в сила и за автотрансформаторите.

Тъй като първичният ток I_1 и вторичният ток I_2 са изместени по фаза на ъгъл, близък до 180° , за тока I_0 в общата част на намотката в съответствие с първия закон на Кирхоф, приложен за точка С (фиг. 3.17), се получава

$$(3.33) \quad I_0 = I_2 - I_1 = (K - 1)I_1 = \frac{K - 1}{K}I_2,$$

където $K = \frac{I_2}{I_1}$ е коефициентът на трансформация на автотрансформатора.

Очевидно е, че тази част от намотката на автотрансформатора с N_2 навивки, явяваща се негова вторична намотка, може да се изработи от проводник с по-малко сечение, отколкото сечението на вторичната намотка на трансформатор със същия коефициент на трансформация, през която би протекъл ток I_2 . Ако коефициентът на трансформация има стойност, близка до единица, сечението на проводника, който трябва да се използва за изработване на общата за първичната и вторичната част от намотката на автотрансформатора, е твърде малко.

За тока I_2 през консуматора и съответствие с уравнение (3.33) може да се запише

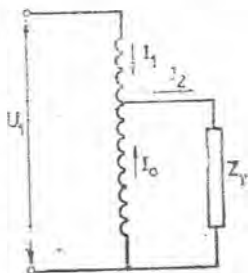
$$(3.34) \quad I_2 = I_1 + I_0.$$

Ако двете страни на това равенство се умножат с U_2 , се получава

$$(3.35) \quad U_2 I_2 = U_2 I_1 + U_2 I_0,$$

където $U_2 I_2 = S_{\text{пол}}$ е полезната мощност, която се получава от консуматора, включен във веригата на вторичната намотка;

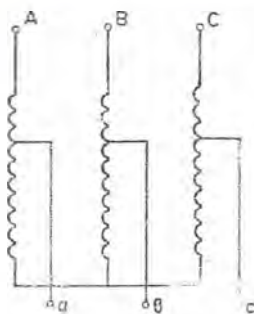
$U_2 I_1 = S_{\text{пр}}$ — мощността, която се предава към консуматора непосредствено, без да се трансформира (проходяща мощност);



Фиг. 3.17

$U_2 I_0 = S_{\text{тр}}$ — мощността, която се предава към консуматора чрез магнитния поток.

Сечението на магнитопровода на автотрансформатора се определя от $S_{\text{тр}}$, тъй като само тя се предава на консуматора от магнитното поле. Явно е, че магнитопроводът на автотрансформатора ще бъде с по-малко сечение от това на трансформатора със същата разчетна мощност S_2 , тъй като



Фиг. 3.18

$$(3.36) \quad S_{\text{тр}} = \frac{K-1}{K} U_2 I_2 < S_{\text{пол.}}$$

Поради по-малкото вложени материали автотрансформаторът е икономически по-изгоден от трансформатор със същите номинални данни. При това икономическите изгоди, които се постигат от заменяне на двунамотъчните трансформатори с автотрансформатори, са толкова по-добре изразени,

колкото техният коефициент на трансформация е по-близък до единица.

Използването на автотрансформаторите при големи стойности на коефициента на трансформация е недопустимо поради наличието на електрическа връзка на линията за високо напрежение с консуматора, работещ при ниско напрежение, при което съществува опасност от попадане на последния под висок потенциал. Освен това при голям коефициент на трансформация икономическите предимства на автотрансформаторите пред трансформаторите са незначителни.

Автотрансформаторите могат да бъдат изпълнени и като трифазни. В този случай намотките се свързват в звезда (фиг. 3.18) със или без изведена нулева точка.

3.6. Електропещни трансформатори

Условията за работа на трансформаторите, хранящи електродъгови пещи, се различават съществено от тези на обикновените силови трансформатори, което е наложило някои особености в конструкцията им.

Преди всичко правят впечатление големите стойности на вторичните токове, достигащи хиляди и десетки хиляди ампера при сравнително нискоки стойности на вторичните напрежения, които са в границите от 100 до 600 V.

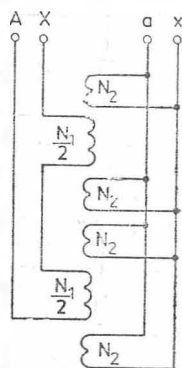
Късите съединения във вторичната верига при тези трансформатори са неизбежни и чести, особено в периода на разтопяване на шихтата. За ограничаване на токовете на късо съединение до стойности, 3÷3,5 пъти по-големи от номиналните, електропещните трансформато-

ри се изработват така, че магнитните потоци на разсейване да имат по-големи стойности от тези на обикновените силови трансформатори.

Големите динамични усилия, които се появяват между тоководещите части при къси съединения, налагат да се повиши механичната устойчивост на закрепването им.

За да се намали активното съпротивление на късата верига (линията от вторичната намотка на трансформатора до електродите на пещта), електропещните трансформатори се монтират в непосредствена близост до пещта в закрити помещения. Ето защо допустимото прегряване на намотките, магнитопровода и трансформаторното масло над температурата на околната среда трябва да има по-малки стойности.

На тези изисквания най-добре отговарят трансформаторите с дискови намотки, при които първичната намотка се състои от няколко последователно съединени секции, а вторичната им намотка — от няколко паралелно включени секции (фиг. 3.19).



Фиг. 3.19

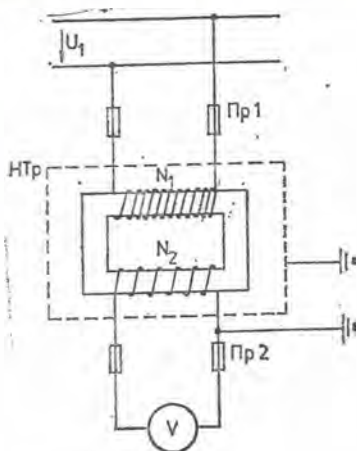
Намотките на трифазните електропещни трансформатори обикновено се свързват в схема Δ/Δ с възможност за превключване на първичната намотка в Δ за регулиране на изходното напрежение. Свързването на вторичната намотка в триъгълник има следните предимства: токът на късо съединение се разпределя между две от фазите на трансформатора и така се намаляват механичните усилия в намотките. Освен това фазовите токове при свързване в триъгълник са $\sqrt{3}$ пъти по-малки от линейните, поради което се намалява прегряването на трансформатора.

Електропещните трансформатори за много големи мощности се изпълняват като групи от три еднофазни трансформатора, което позволява да се повиши факторът на мощността чрез по-рационално конструиране на късата верига. Освен това може да се осъществява регулиране на напрежението и мощността на всяка фаза.

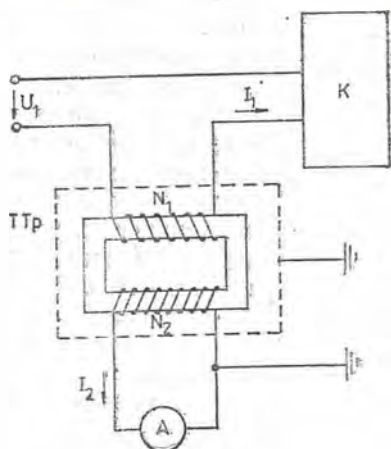
Км. д. С.
3.7. Измервателни трансформатори

Измервателните трансформатори са специални маломощни трансформатори, чрез които се разширява обхватът на измервателни уреди и на апарати за управление и защита на електрически съоръжения. Те позволяват да се използват измервателни уреди с един и същи обхват (амперметри с номинален ток 5 А и волтметри с номинално напрежение 100 V) за измерване на различни по стойност токове и напрежения. Освен това използването им във вериги с високи напрежения позволява да се изолират измер-

вателните уреди от тоководещите части, намиращи се под висок потенциал, чрез което се обезопасява процесът на измерване. Измервателните трансформатори се разделят на напржителни и токови.



Фиг. 3.20



Фиг. 3.21

На фиг. 3.20 е показана принципната схема на напржителен трансформатор. Първичната намотка с N_1 навивки се включва към веригата, напрежението U_1 на която трябва да се измери. Към вторичната намотка, която има значително по-малък брой навивки (N_2), се включват паралелно волтметри, честотомери, напржителни вериги на ватметри, на електромери или други консуматори с голямо собствено съпротивление. За предпазване на източника на високо напрежение от евентуални къси съединения в линията до трансформатора или при повреда в самия трансформатор са поставени предпазители Π_{p1} , а за предпазване на трансформатора от повреда при късо съединение в линията до измервателния уред или в самия уред са поставени предпазители Π_{p2} . Един от изводите на вторичната намотка на трансформатора се заземява за осигуряване на безопасност на обслужващия персонал в случай на електрически пробив между намотката за високо напрежение и намотката за ниско напрежение. Със същата цел се заземява и металният кожух на трансформатора.

Към вторичната намотка на напржителния измервателен трансформатор са включени консуматори с голямо съпротивление и протичащият ток е малък, поради което режимът им на работа е близък до режим на празен ход. Напрежителните падове в активните и реактивните съпротивления на първичната и вторичната намотка са малки и могат да се пренебрегнат:

$$(3.37) \quad U_1 = -E_1 = 4,44fN_1\Phi_{0m};$$

$$(3.38) \quad U_2 = E_2 = 4,44fN_2\Phi_{0m}.$$

От тези равенства следва

$$(3.39) \quad \left(U_1 = -\frac{N_1}{N_2} U_2 = -K U_2. \right)$$

Ако се измери вторичното напрежение U_2 и се умножи с коефициента на трансформация K , може да се установи стойността на първичното напрежение U_1 . Отрицателният знак показва, че напрежението във вторичната верига U_2 е в противофаза с измерваното напрежение U_1 .

На фиг. 3.21 е показана принципната схема на токовия измервателен трансформатор.

Първичната намотка на трансформатора TT_p (фиг. 3.21) е включена последователно в електрическата верига, чийто ток трябва да бъде измерен, а към вторичната му намотка се свързват последователно амперметри, токови намотки на ватметри, на електромери или други консуматори с малко съпротивление. Броят на навивките на първичната намотка N_1 е значително по-малък от броя на навивките на вторичната намотка N_2 .

Режимът на работа на токовия измервателен трансформатор е близък до режим на късо съединение, поради което напрежението U_2 на вторичната намотка има малка стойност. Малки стойности имат и електродвижещото напрежение E_2 , основният магнитен поток Φ_0 и магнитодвижещото напрежение $I_{10}N_1$, поради което то може да се пренебрегне в уравнение (3.19), а за тока в първичната намотка се получава

$$(3.40) \quad I_1 = -\frac{N_2}{N_1} I_2 = -\frac{1}{K} I_2.$$

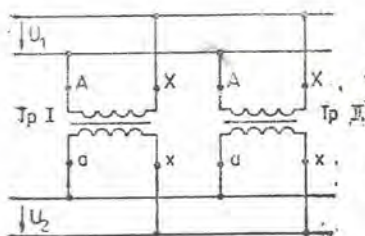
Това показва, че ако се измери токът I_2 във вторичната намотка и се умножи с реципрочната стойност на коефициента на трансформация $\frac{1}{K}$, може да се намери токът I_1 в първичната намотка, т. е. токът на консуматора. Отрицателният знак в равенството показва, че токът I_2 във вторичната намотка е в противофаза с тока I_1 в първичната намотка на трансформатора.

Всяко увеличаване на съпротивлението на консуматора, включен във вторичната намотка на токовия измервателен трансформатор, предизвиква намаление на тока I_2 през нея, но не и на тока I_1 през първичната намотка, тъй като той се определя от режима на работа на консуматора K (фиг. 3.21), а не от режима на работа на самия токов трансформатор. Намаляването на тока I_2 във вторичната намотка N_2 предизвиква намаление на магнитодвижещото напрежение $I_2 N_2$ и увеличение на магнитодвижещото напрежение $I_{10} N_1$, както това се вижда от уравнение (3.19). Увеличаването на магнитодвижещото напрежение $I_{10} N_1$ предизвиква нарастване на магнитната индукция в магнитопровода и повишаване на индуктираното във вто-

ричната намотка електродвижешо напрежение. При прекъсване на веригата на вторичната намотка на токовия трансформатор тези величини получават недопустимо големи стойности. Поради значителното нарастване на магнитната индукция загубите в стоманената сърцевина се увеличават дотолкова, че от настъпващото прегряване изолацията между отделните стоманени пластинки на магнитопровода и между навивките на трансформатора може да се повреди. Електродвижешото напрежение във вторичната намотка може да достигне такива високи стойности, при които е възможен пробив във вторичната намотка на трансформатора или в уредите, включени към нея. Тези високи стойности на електродвижешото напрежение представляват значителна опасност и за обслужващия персонал. Ето защо прекъсването на вторичната намотка на токовия измервателен трансформатор по време на работа е недопустимо. Предпазители във вторичната му намотка не се поставят, тъй като изгарянето им би го поставило в аварийен режим на работа. Във веригата на първичната намотка на токовия трансформатор също не се поставят предпазители, за да не се смущава работата на консуматора. Заземяването на една точка от вторичната намотка и на казана на токовия трансформатор не отстранява опасностите, които крие оставянето му на празен ход.

3.8. Паралелна работа на трансформаторите

Режимът на работа на трансформаторите, захранващи дадена електроразпределителна мрежа, се определя от натоварването, което създават включените към нея консуматори, и се изменя в твърде широки граници. Натоварването през нощта е твърде малко, през деня е значително, а сутрин и вечер достига максималните си стойности. Както се вижда от работните характеристики на трансформатора (фиг. 3.11), при товар, близък до номиналния, к. п. д. и факторът на мощността имат големи стойности, които значително намаляват при малки натоварвания и трансформаторът работи в икономически неефективен режим. Едно



Фиг. 3.22

добро техническо решение, чрез което се постига непрекъснатост в електрозахранването на консуматорите и възможност за подобряване на к. п. д. и фактора на мощността на трансформаторите при непълно натоварване, е включването им в паралел. Това е такъв режим на работа на трансформаторите, при който първичните им намотки са включени към един и същи токоизточник, а вторичните им намотки са свързани към общата електроразпределителна мрежа (фиг. 3.22). При намаляване на мощността в електроразпределителната мрежа

част от трансформаторите могат да бъдат изключени, като захранването на консуматорите се осигурява от останалите включени трансформатори, които заработват с по-пълно натоварване и по-добри икономически показатели.

За да могат да работят в паралел два трансформатора, е необходимо да бъдат изпълнени следните условия:

1. Номиналните напрежения на първичните и вторичните намотки на двата трансформатора да бъдат еднакви

$$(3.41) \quad U_{1н}^I = U_{1н}^{II}.$$

$$(3.42) \quad U_{2н}^I = U_{2н}^{II}.$$

2. Трансформаторите трябва да бъдат свързани с едноименните си изводи към съответните шини.

3. Трансформаторите да имат еднакво напрежение при опит на късо съединение.

4. Ако паралелно включените трансформатори са трифазни, между електродвижещите им напрежения на вторичната страна не трябва да съществува фазова разлика.

ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

АСИНХРОННИ МАШИНИ

4.1. Въртящо се магнитно поле

Много важно предимство на трифазната система променливи токове е възможността за създаване по съвършено прост начин на въртящо се магнитно поле, което е намерило най-широко приложение в електрическите машини за променлив ток.

Да разгледаме какво магнитно поле се получава около една плоска бобина (фиг. 4.1), когато през нея протича синусоиден ток

$$i = I_m \sin \omega t.$$

На фигурата знакът \otimes показва, че токът тече от нас към чертежа, а знакът \odot — от чертежа към нас. На фигурата е начертана и картината на магнитните линии в определен момент на времето.

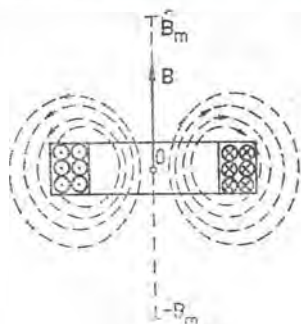
За центъра на бобината вследствие на симетрията векторът на магнитната индукция B е перпендикулярен на повърхнината на бобината и се изменя по закона

$$(4.1) \quad B = B_m \sin \omega t.$$

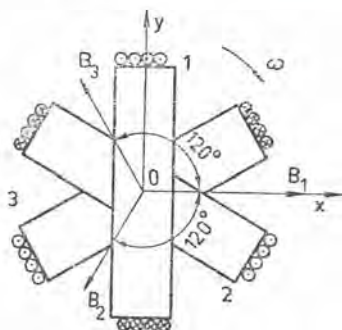
С течение на времето направлението на вектора B не се изменя, а големината му се мени в границите $(+B_m, -B_m)$.

Полученото магнитно поле се нарича пулсиращо.

Въртящо се магнитно поле може да се получи от наслагването на три пулсиращи магнитни полета. За целта три еднакви бобини се



Фиг. 4.1



Фиг. 4.2

разполагат така, че центровете им да съвпадат, а повърхнините им сключват помежду си ъгли 120° (фиг. 4.2). Нека в бобините да протичат токовете на една симетрична трифазна система

$$\begin{cases} i_1 = I_m \sin \omega t; \\ i_2 = I_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ i_3 = I_m \sin(\omega t + 120^\circ). \end{cases}$$

По същите закони се изменят и векторите на магнитните индукции на полетата, създавани от трите тока:

$$(4.2) \quad \begin{cases} B_1 = B_m \sin \omega t; \\ B_2 = B_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ B_3 = B_m \sin(\omega t + 120^\circ). \end{cases}$$

Всяко едно от тези три магнитни полета е пулсиращо — променливо във времето и неподвижно в пространството, като оста на полето е перпендикулярна на повърхнините на бобината. В центъра на бобините векторите на магнитните индукции са отместени в пространството на ъгли 120° , при което всеки вектор е пулсиращ.

За да определим резултантното магнитно поле, ще намерим сумата от проекциите на векторите на магнитните индукции на трите полета върху две взаимноперпендикулярни оси, едната от които съвпада с положителната посока на вектора B_1 . При сумиране на проекциите се получават следните уравнения:

$$\begin{aligned}
 (4.3) \quad B_x &= B_{1x} + B_{2x} + B_{3x} = B_1 - B_2 \cos 60^\circ - B_3 \cos 60^\circ = \\
 &= B_m \sin \omega t - \frac{1}{2} B_m \sin(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{2} B_m \sin(\omega t + 120^\circ) = \\
 &= B_m \sin \omega t + \frac{1}{2} B_m \sin \omega t = \frac{3}{2} B_m \sin \omega t
 \end{aligned}$$

и

$$\begin{aligned}
 (4.4) \quad B_y &= B_{1y} + B_{2y} + B_{3y} = 0 - B_2 \cos 30^\circ + B_3 \cos 30^\circ = \\
 &= -\frac{\sqrt{3}}{2} B_m \sin(\omega t - 120^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} B_m \sin(\omega t + 120^\circ) = \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2} B_m \sqrt{3} \sin(\omega t + 90^\circ) = \frac{3}{2} B_m \cos \omega t,
 \end{aligned}$$

тъй като

$$-\left[\sin(\omega t - 120^\circ) + \sin(\omega t + 120^\circ)\right] = \sin \omega t$$

и

$$\sin(\omega t + 120^\circ) - \sin(\omega t - 120^\circ) = \sqrt{3} \sin(\omega t + 90^\circ).$$

Понеже равенствата $B_x = \frac{3}{2} B_m \sin \omega t$ и $B_y = \frac{3}{2} B_m \cos \omega t$ представляват параметричните уравнения на една окръжност, можем да направим следните изводи. Векторът на магнитната индукция на резултантното магнитно поле има големина $\frac{3}{2} B_m$ и точката, която изобразява върха му, се движи по окръжност, т. е. векторът се върти с постоянна ъглова скорост ω по посока от фаза 1 към фаза 2 и т. н.

Полученото магнитно поле се нарича въртящо се магнитно поле. За един период на променливия ток векторът на магнитната индукция на това поле извършва едно завъртане (един оборот), т. е. въртящото се магнитно поле се върти с ъглова скорост, съответстваща на кръговата честота на променливите токове, които го създават.

Въртящото се магнитно поле може да се получи и от двуфазната система променливи токове:

$$(4.5) \quad \begin{cases} i_1 = I_m \sin \omega t; \\ i_2 = I_m \cos \omega t. \end{cases}$$

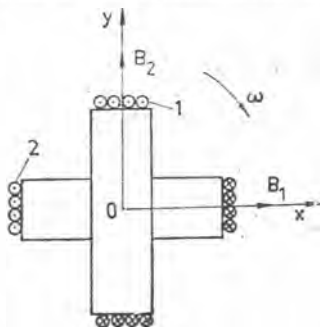
За тази цел две еднакви оббини се разполагат така, че техните повърхнини склучват ъгъл 90° (фиг. 4.3).

Когато през бобините протичат токовете на системата (4.5), магнитните полета, които те създават, имат магнитни индукции

(4.6)

$$\begin{cases} B_1 = B_m \sin \omega t; \\ B_2 = B_m \cos \omega t. \end{cases}$$

За да намерим резултантното магнитно поле, и тук ще определим сумата на проекциите на векторите на магнитните индукции на двете пулсиращи полета върху две взаимноперпендикулярни оси Ox и Oy , едната от които (Ox) съвпада с положителната посока на вектора B_1 . Тогава за проекциите се получава



Фиг. 4.3

(4.7)

$$B_x = B_1 = B_m \sin \omega t$$

и

(4.8)

$$B_y = B_2 = B_m \cos \omega t.$$

От (4.7) и (4.8) е ясно, че и в този случай резултантното магнитно поле е въртящо се.]

С посочената двуфазна система токове се създава въртящо се магнитно поле при пускането на някои еднофазни асинхронни двигатели.

4.2. Устройство на асинхронните машини

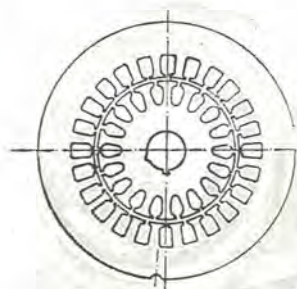
[Асинхронните машини са електрически машини за променлив ток, които превръщат електрическата енергия в механична и обратно посредством въртящо се магнитно поле.]

Асинхронните машини се използват предимно като електродвигатели и в момента те са най-разпространените електродвигатели. Това се дължи на тяхната проста конструкция, лесно обслужване и голяма надеждност при работа.]

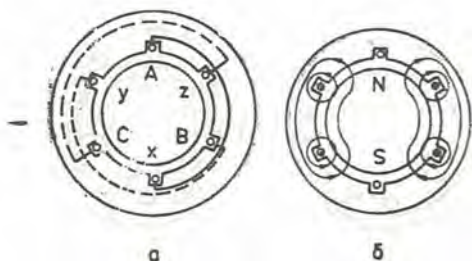
В 4.1 видяхме как може да се получи въртящо се магнитно поле от една трифазна система променливи токове.

[При асинхронните машини магнитопроводът се състои от два коаксиални цилиндъра, съставени от изолирани един от друг листове електротехническа стомана. Външният цилиндър е неподвижен и се нарича статор, а вътрешният е подвижен и се нарича ротор. На фиг. 4.4 са показани листата, от които се събират статорният и роторният пакет. Между двата пакета се образува въздушна междина. По вътрешната цилиндрична повърхнина на статорния пакет и по външната цилиндрична повърхнина на роторния пакет има изрязани канали, в които се поставят намотките на статора и ротора.]

Трифазната намотка, която създава въртящото се магнитно поле и която се свързва към трифазната мрежа, се поставя в каналите на статора. На фиг. 4.5 а е представено принципното разположение на намотките, което съответствува на това от фиг. 4.2. За по-голяма нагледност всяка страна на отделна намотка е положена в един канал, докато реално тя заема една шеста част от каналите на ста-



Фиг. 4.4



Фиг. 4.5

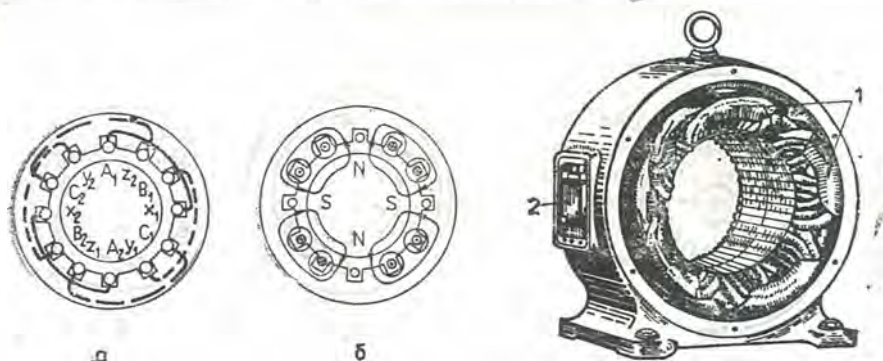
тора. Началата на намотките са означени с A , B и C , а краищата — с X , Y и Z . На фиг. 4.5 б е дадена картината на магнитното поле в момента, когато токът в първата фаза (намотката $A-X$) преминава през нула. Полученото магнитно поле е с една двойка полюси. Ако последователно се види каква е картината на магнитното поле в моментите, когато токовете в отделните фази преминават през нула, ще се установи, че постепенно оста на магнитното поле се завърта от първа към втора фаза и т. н. За един период на променливия ток магнитните линии се завъртат на ъгъл 2π , т. е. въртящото се магнитно поле прави един оборот.

Ако искаме да получим въртящо се магнитно поле с p двойки полюси, трябва да поставим в каналите на статора p трифазни намотки, като всяка трифазна намотка заема една p -та част от вътрешната повърхнина на статора. При поле с една двойка полюси началата на намотките са изместени върху вътрешната повърхнина на статора на ъгъл $\frac{2\pi}{3}$. При поле с p двойки полюси началата на намотките на всяка фаза са изместени върху вътрешната повърхнина на статора на ъгъл $\frac{2\pi}{3p}$. При това за един период на променливия ток въртящото се магнитно поле се завърта на ъгъл $\frac{2\pi}{p}$, т. е. то изменява разстоянието, което заема всяка една трифазна намотка. Тогава честотата на въртене на магнитното поле се определя от съотношението

$$(4.9) \quad n_c = \frac{60f}{p}, \text{ min}^{-1},$$

където f , s^{-1} , е честотата на променливите токове, които протичат в намотките на статора.

Честотата на въртене на електрическите машини обикновено се дава в извънсистемната единица min^{-1} (оборот за минута), а не с единицата за ъглова скорост на системата СИ s^{-1} .



Фиг. 4.6

Фиг. 4

На фиг. 4.6 а е представено принципното разположение на намотките за получаване на въртящо се магнитно поле с две двойки полюси ($p=2$). И тук за нагледност всяка страна на отделна намотка е поставена само в един канал. Началата на намотките на първата трифазна намотка са означени с A_1 , B_1 и C_1 , а краищата — с X_1 , Y_1 и Z_1 . Началата на намотките на втората трифазна намотка са означени с A_2 , B_2 и C_2 , а краищата — с X_2 , Y_2 и Z_2 . На фиг. 4.6 б е дадена картината на магнитното поле в момента, когато токът в първа фаза преминава през нула. За един период на променливия ток въртящото се магнитно поле прави половин оборот.

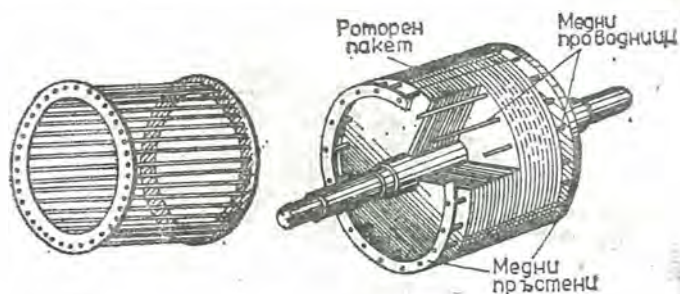
За да се използва добре вътрешната повърхнина на статора, всяка страна на отделна намотка се разполага в няколко съседни канала. Частта от окръжността на статора, която съответствува на два полюса на въртящото се магнитно поле и в която са разположени трите бобини на една от трифазните намотки, се нарича двойно полюсно деление и се означава с 2τ . Полюсното деление τ на машината се определя по формулата

$$(4.10) \quad \tau = \frac{\pi D}{2p},$$

където D е вътрешният диаметър на статора.

Броят на каналите в статора се означава с z . На всяко полюсно деление τ се падат $Q = \frac{z}{2p}$ канала, а всяка страна на отделна намотка се разполага в $q = \frac{Q}{3} = \frac{z}{3 \cdot 2p}$ канала.

Понеже всяка страна на отделна намотка се разполага в q съседни канала, въртящото се магнитно поле няма да пресича проводниците на намотката едновременно и между е. д. н., които се индукират в тези проводници, съществува известна фазова разлика.



Фиг. 4.8

Тя зависи от броя на двойките полюси p и броя на каналите z . Ако машината има една двойка полюси, индукираните е. д. н. в два съседни канала са известни по фаза на ъгъл $\alpha = \frac{360^\circ}{z}$, а ако броят на двойките полюси е p , те са изместени по фаза на ъгъл $\alpha = p \frac{360^\circ}{z}$. На електрическия ъгъл на фазовата разлика α съответства геометричен ъгъл β по вътрешната повърхнина на статора, който е p пъти по-малък, т. е.

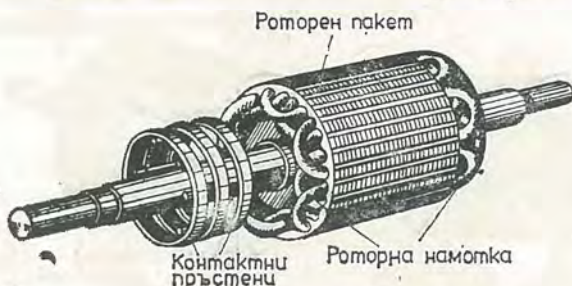
$$(4.11) \quad \beta = \frac{\alpha}{p}.$$

Статорният пакет се поставя в специална чугумена отливка, която служи за закрепване на машината към фундамента (фиг. 4.7). На същата фигура се виждат и неактивните страни на намотките 1. Те са частите от намотките, които остават във въздух и се наричат чelni съединения. На клемното табло 2 са изведени началата и краищата на трите намотки.

Според начина, по който е изпълнена намотката на ротора, асинхронните машини се делят на два вида: асинхронни машини с кафезен (накъсосъединен) ротор и асинхронни машини с навит ротор.

При асинхронните машини с кафезен ротор в каналите на ротора се поставят медни или алуминиеви пръчки, които са съединени в двата си края накъсо посредством медни или алуминиеви пръстени. На фиг. 4.8 са показани намотката на ротора и самият ротор. В много случаи за по-лесна изработка каналите на ротора се запълват с разтопена алуминиева сплав и по такъв начин се образува роторната намотка.

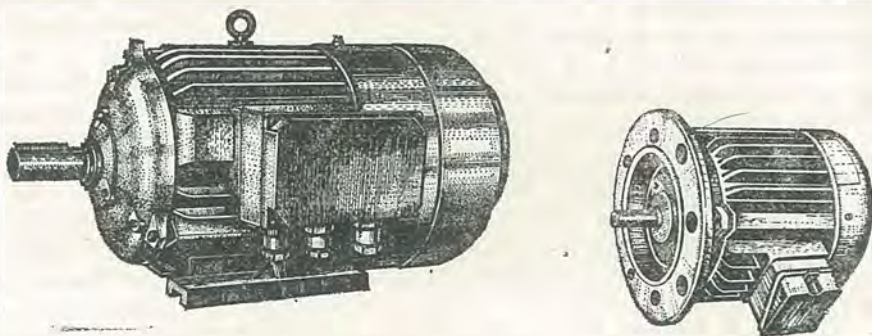
При асинхронните машини с навит ротор в каналите на ротора се поставя една трифазна намотка по същия начин както в каналите на статора. Отделните намотки се съединяват в звезда и свободните им краища се извеждат на три контактни пръстена, монтирани към ва-



Фиг. 4.9

ла на двигателя. Те са изолирани един от друг и от вала на машината. Към контактните пръстени посредством четки могат да се свързват външни резистори, което дава възможност да се регулират токовете в роторната намотка. На фиг. 4.9 е показан навит ротор.

На фиг. 4.10 е даден външният вид на два асинхронни двигателя. От двете страни тялото на статора се затваря с фланци, в които се



Фиг. 4.10

монтират лагерите, носещи вала на двигателя. Почти във всички случаи валът на двигателя се извежда само през единия фланец. Единият от показаните на фиг. 4.10 двигател е приспособен за фланцов монтаж към производения механизъм, а вторият — за монтаж към фундамент посредством лапи на чугуненото тяло на статора. За по-добро охлаждане на машината корпусът се прави оребрен и към вала се монтира вентилатор.

Външното оформление на асинхронните двигатели зависи от условията, при които те работят.

По конструкция на корпуса всички електрически машини с въртящи се части (асинхронни, синхронни и колекторни) се делят на следните групи:

1. Открити машини. Те нямат специални защитни приспособления за предпазване от попадане в машината на външни предмети, прах и влага.

2. Защитени машини. Те имат специални щитове с малки отвори или мрежи, които не позволяват в машината да попадат малки предмети.

3. Защитени от дъжд и капки. Те имат специални защитни козирки, които прикриват отворите в корпуса и преграждат пътя на падащи отгоре капки.

4. Закрити машини. Те са затворени от всички страни достатъчно плътно, но не и херметически. Тези машини не са защитени от проникването на въздух, газове или пари.

5. Взривобезопасни машини. Те осигуряват безопасност при използването им във взривоопасни помещения.

6. Херметически затворени машини. Техният корпус е затворен херметически посредством специални уплътнения.

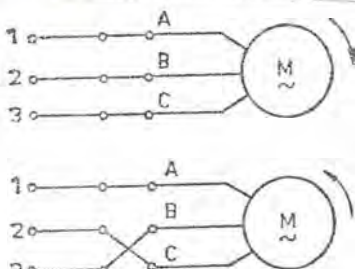
В химичната и металургичната промишленост в зависимост от условията на работа се използват електрически машини от всички конструкции. За металургичните заводи, където условията на работа са особено тежки, има разработени специални серии металургични двигатели и специални серии кранови двигатели.

4.3. Принцип на действие на асинхронните машини

Когато статорните намотки на асинхронната машина са свързани към трифазна мрежа, токовете, които протичат в тях, създават въртящо се магнитно поле. При въртенето на полето неговите магнитни линии пресичат проводниците както на статорните намотки, така и проводниците на роторната намотка. В първите се индуцират е. д. н., които уравновесяват приложените към намотките напрежения от страна на трифазната мрежа. В проводниците на роторната намотка също се индуцират е. д. н. и в тях протичат сравнително големи токове, ако двигателят е с кафезен ротор (накъсоосъединен ротор) или ако е с навит ротор и пръстените, на които е изведена роторната намотка, са дадени накъсо.
Съгласно принципа на Ленц индуцираните токове се противопоставят на причината, която ги поражда — въртенето на магнитното поле. Като взаимодействуват с него, те създават въртящ момент, който се стреми да завърти ротора в посоката на въртене на магнитното поле, и то така, че релативната скорост между тях, т. е. причи-

ната за индуктирането на токовете в роторната намотка, да стане нула.

Обаче роторът не може да се върти със скоростта, с която се върти магнитното поле, тъй като тогава няма да има пресичане на ротор-



Фиг. 4.11

ните проводници от магнитните линии, няма да се индуцират токове в тях и няма да се създава въртящ момент. Затова роторът се върти винаги по-бавно от въртящото се магнитно поле. Честотата, с която се върти магнитното поле и която се означава с n_0 , се нарича синхронна, а самата машина, чийто принцип на действие описахме по-горе — асинхронна. В разглеждания случай асинхронната машина работи като двигател.

Колкото е по-голям съпротивителният момент, приложен към вала на двигателя, толкова по-голяма е релативната скорост между въртящото се магнитно поле и ротора, защото с нейното увеличаване се увеличават и индуктираните токове в роторната намотка, което води до съответно увеличаване на въртящия момент. Следователно с увеличаване на товара на асинхронния двигател скоростта на ротора намалява. Това обаче може да продължава до определена граница, при която двигателят развива своя най-голям въртящ момент. Ако при тази граница двигателят се натовари още, той няма да може да преодолява съпротивителния момент и ще спре.

Ако роторът на асинхронната машина се върти посредством външен източник на механична енергия със скорост, по-голяма от тази на въртящото се магнитно поле, в роторните проводници пак ще се индуцират е. д. н., но техните посоки са обратни спрямо тези в предишния случай, тъй като релативната скорост между ротора и въртящото се магнитно поле е сменила посоката си. Токовете в ротора са с обратна посока и, взаимодействайки с въртящото се магнитно поле, създават въртящ момент, който се противопоставя на въртенето на ротора. В този случай асинхронната машина работи като генератор, като получава механична енергия от външния двигател и я превръща в електрическа енергия, която отдава в трифазната мрежа за променлив ток.

Възможен е още един начин на работа на асинхронната машина — когато въртящото се магнитно поле и роторът се въртят в различни посоки. Това може да се случи при повдигане на тежест от един асинхронен двигател посредством някаква повдигателна машина. Ако в процеса на повдигане на тежестта я увеличим така, че нейният съпротивителен момент да стане по-голям от максималния, който може да развие двигателят, той ще спре и под действието на тежестта ще започне да се върти в обратна посока. Въртящият момент, който развива двигателят, сега действува по посока на повдигане на товара,

но няма да може да го преодолее и той ще пада под действието на собствената си тежест. В този случай асинхронната машина работи като електрическа спирачка. Описаният спирачен режим се нарича още режим на противовключване.

Посоката на въртене на асинхронния двигател се сменя, като се смени посоката на въртене на въртящото се магнитно поле. Това става, като се разменят местата на две от фазите на двигателя, както е показано на фиг. 4.11. Ако двигателят работи и се направи посочената размяна на местата на фазите, той изпада в разгледания спирачен режим, скоростта на въртене намалява, става равна на нула и двигателят започва да се върти в обратна посока, която съвпада с посоката на въртене на въртящото се магнитно поле.

4.4. Хлъзгане

Честотата на въртене на ротора на асинхронния двигател се означава с n . Тогава релативната честота — честотата, с която магнитните линии пресичат проводниците на ротор, е

$$(4.12) \quad n_2 = n_0 - n.$$

Отношението на релативната честота към синхронната се нарича хлъзгане и се означава с s . Хлъзгането се дава като число или се изразява в проценти. Следователно имаме

$$(4.13) \quad s = \frac{n_2}{n_0} = \frac{n_0 - n}{n_0} \quad \text{или} \quad s = \frac{n_0 - n}{n_0} 100 \%$$

Честотата f_2 на индуктираните токове в ротора е

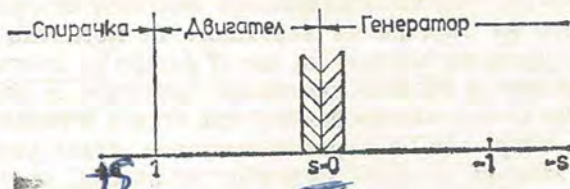
$$(4.14) \quad f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{pn_0}{60} \cdot \frac{n_2}{n_0} = sf,$$

където $f = \frac{pn_0}{60}$ е честотата на токовете, които протичат в статорната намотка.

При неподвижен ротор, когато $n=0$, $s=1$. В този случай релативната честота е равна на честотата на въртене на въртящото се магнитно поле ($n_2=n_0$) и честотата на роторните токове е равна на честотата на статорните токове. При въртене на ротора със синхронна честота се получава $s=0$, понеже релативната честота е $n_2=0$. Следователно асинхронната машина работи в двигателен режим за стойности на хлъзгането от 1 до 0. Когато роторът на асинхронната машина се върти по-бързо от въртящото се магнитно поле, т. е. $n > n_0$, тя работи като генератор, което съответствува на хлъзгане

$s < 0$. Когато роторът и магнитното поле се въртят в различни посоки, т. е. $n < 0$ (или $s > 1$), асинхронната машина работи като електрическа спирачка.

На фиг. 4.12 са разграничени различните работни режими на



Фиг. 4.12

асинхронната машина в зависимост от стойностите на хлъзгането s . Нормално хлъзгането достига само няколко стотни и машината работи като двигател или като генератор в тесните застреховани зони.

4.5. Е. д. н. на статорната и роторната намотка

Видяхме, че в намотките на статора се индуцират е. д. н., които уравновесяват приложените към тях напрежения. При синусоидна форма на външните напрежения индуцираните е. д. н. се изменят по синусоидален закон. Индуцираното е. д. н. в намотката за всяка фаза представлява сумата от е. д. н., които се индуцират в навивките на намотката. Тъй като навивките на намотката са разположени в няколко канала, е. д. н. на отделните навивки не съвпадат по фаза. Вследствие на това максималната стойност на сумарното е. д. н. е по-малка от произведението на броя на навивките на намотката N_1 по максималната стойност на е. д. н. на отделната навивка. Намалването на е. д. н. спрямо алгебричната сума се отчита от един коефициент $k_{н1}$, който се нарича коефициент на намотката. Ясно е, че $k_{н1}$ е винаги по-малък от единица. Затова ефективната стойност на е. д. н. се определя както при трансформатора (3.6), но с отчитане намалването на е. д. н. посредством коефициента на намотката

$$(4.15) \quad E_1 = 4,44fN_1k_{н1}\Phi_m.$$

Ако роторът е неподвижен, в неговите намотки се индуцират е. д. н. с ефективна стойност

$$(4.16) \quad E_2 = 4,44fN_2k_{н2}\Phi_m.$$

където N_2 е броят на навивките на намотката;

k_{H2} — коефициентът на намотката.

Когато роторът се върти, в неговите намотки се индуцира е. д. н. н. с ефективна стойност

$$(4.17) \quad E_{2s} = 4,44 f_2 N_2 k_{H2} \Phi_m.$$

Като се раздели (4.17) на (4.16), се получава

$$(4.18) \quad \frac{E_{2s}}{E_s} = \frac{f_2}{f} = \frac{sf}{f} = s$$

или

$$(4.19) \quad E_{2s} = sE_2.$$

От (4.19) се вижда, че колкото по-бързо се върти роторът, толкова по-малко става е. д. н., индуцирано в неговите намотки. При

$$s=0 \text{ и } E_{2s}=0. \quad |$$

4.6. Ток в намотките на ротора

Токът в намотките на ротора е

$$(4.20) \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}},$$

където Z_{2s} е комплексът на пълното съпротивление на роторната намотка.

Роторната намотка има активно съпротивление R_2 и индуктивно X_{2s} . Активното съпротивление R_2 на роторната намотка практически не зависи от честотата f_2 на роторните токове, а индуктивното X_{2s} е правопропорционална на честотата f_2 .

$$(4.21) \quad X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi s f L_2.$$

Ако означим индуктивното съпротивление на роторната намотка при неподвижен ротор с $X_2 = 2\pi f L_2$, се получава

$$(4.22) \quad X_{2s} = sX_2.$$

Ефективната стойност на тока в роторната намотка е

$$(4.23) \quad I_2 = \frac{E_{2s}}{\sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2}}.$$

С ψ_2 ще означим фазовата разлика между е. д. н. \dot{E}_{2s} и токът I_2 . Фазовата разлика ψ_2 може да се определи от съотношенията

$$(4.24) \quad \operatorname{tg} \psi_2 = \frac{X_{2s}}{R_2} = \frac{sX_2}{R_2}$$

и

$$(4.25) \quad \cos \psi_2 = \frac{R_2}{z_{2s}} = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}}$$

От (4.24) и (4.25) се вижда, че с увеличаване на хлъзгането се увеличава и ъгълът ψ_2 .

Токовете, които протичат в роторната намотка, създават своемагнитно поле, което се върти спрямо ротора с честота

$$(4.26) \quad n_2 = \frac{60f_2}{p} = \frac{60sf}{p} = n_0 s,$$

докато самият ротор се върти с честота n .

Спрямо неподвижният статор магнитното поле, което създават токовете в ротора, се върти с честота

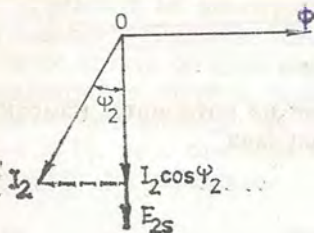
$$(4.27) \quad n + n_2 = n_0(1 - s) + n_0 s = n_0,$$

т. е. то се върти със същата честота, с която се върти магнитното поле, създавано от токовете в статорните намотки.

188

4.7. Въртящ момент на асинхронната машина

Въртящият момент на асинхронната машина се получава от взаимодействието на токовете I_2 в роторната намотка с резултантното магнитно поле на машината, което охарактеризираме с резултантния магнитен поток Φ .



Фиг. 4.13

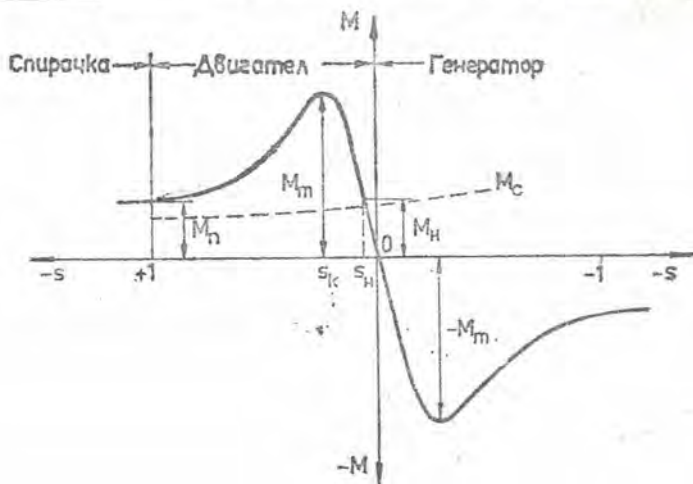
Въртящият момент е пропорционален на активната мощност, която се прехвърля от въртящото се магнитно поле в ротора. Тази мощност се определя от активната съставка $I_2 \cos \psi_2$ на тока в роторните намотки (фиг. 4.13). На фигурата е начертана векторната диаграма на величините за роторната намотка.

Затова въртящият момент се дава с формулата

$$(4.28) \quad M = C_M \Phi I_2 \cos \psi_2,$$

където C_M е постоянен коефициент, с който се отчитат конструктивните параметри на дадена машина.

Въртящият момент зависи не само от произведението на магнитния поток и токовете в роторната намотка, но и от косинуса на ъгъла на фазовата разлика между е. д. н. в роторните проводници и тока в тях. Ъгълът на фазовата разлика се определя от (4.24) или



Фиг. 4.14

(4.25). При ниски честоти на въртене ъгълът ψ_2 е голям, понеже хлъзгането s има стойности близки до единица. С приближаване към синхронната честота на въртене ъгълът ψ_2 намалява, тъй като хлъзгането s клони към нула. Вследствие на това въртящият момент при един и същи ток в роторната намотка при пускане е значително по-малък, защото тогава $\cos \psi_2$ е най-малък (sX_2 има най-голяма стойност).

Това е един недостатък на асинхронния двигател. Той може да се отстрани, като в момента на пускането се увеличи активното съпротивление на роторните намотки, вследствие на което се увеличава и $\cos \psi_2$. Активното съпротивление на роторните намотки може да се изменя само при двигателите с навит ротор, като посредством пръстените, на които са изведени роторните намотки, към тях се свързват външни резистори.

От казаното по-горе следва, че въртящият момент на асинхронната машина зависи от хлъзгането s . Зависимостта на въртящия момент от хлъзгането е показана на фиг. 4.14. При $s=0$ и $M=0$.

Всеки електродвигател е изчислен за известна мощност, която се нарича номинална и се означава с P_n . На номиналната мощност съответствува номиналният въртящ момент M_n .

За дадена стойност на хлъзгането s_k въртящият момент има максимална стойност M_m . Обикновено стойността на хлъзгането s_k , при която се получава максималният момент M_m , е от 0,16 до 0,25.

При $s=1$, т. е. когато роторът е неподвижен, асинхронният дви

тател развива момент M_n , който се нарича пусков въртящ момент. Стношението на пусковия момент към номиналния $\frac{M_n}{M_n}$ е в граници-те от 0,8 до 1,5.

За да започне асинхронният двигател да се ускорява след включване на статорните му намотки към трифазната мрежа, трябва съпротивителният момент, приложен на неговия вал, да бъде по-малък от пусковия въртящ момент M_n . На фиг. 4.14 е начертана за даден производствен механизъм и зависимостта на съпротивителния въртящ M_c , действащ на вала на двигателя (прекъсваната линия), от хлъзгането s , т. е. от честотата на въртене. Двигателят се ускорява, докато съпротивителният момент се изравни с двигателния

$$(4.29) \quad M = M_c$$

Това е условието за въртене на вала на двигателя с постоянна честота на въртене.

Асинхронната машина работи устойчиво като двигател само в граници на изменения на хлъзгането от 0 до s_k . Когато се увеличи съпротивителният момент на вала на двигателя, т. е. двигателят се натоварва, честотата на въртене намалява — хлъзгането се увеличава, при което се увеличава и въртящият момент, а механичното равновесие се получава при по-ниска честота на въртене на ротора. Но това поведение на асинхронния двигател е в сила само за изменения на хлъзгането от 0 до s_k . При по-големи стойности на хлъзгането от s_k с неговото увеличаване въртящият момент намалява, двигателят не е в състояние да преодолява съпротивителния момент и ще спре.

При двигателите с нормално изпълнение на номиналния въртящ момент M_n съответствува стойност на хлъзгането s_n от 0,01 до 0,06.

Отношението на максималния въртящ момент M_m към номиналния M_n се нарича коефициент на претоварване и се означава с χ

$$(4.30) \quad \chi = \frac{M_m}{M_n} \cdot$$

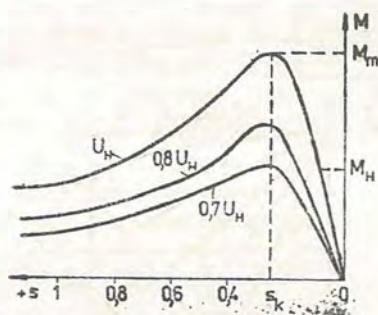
Стойностите на този коефициент се движат в границите от 1,5 до 2,5.

Зависимостта $M=f(s)$ (фиг. 4.14) е почти симетрична спрямо началото на координатната система — $s=0$. Частта от характеристиката за отрицателните стойности на хлъзгането е за генераторния режим на асинхронната машина, който ние няма да разглеждаме, тъй като асинхронната машина почти не се използва като генератор.

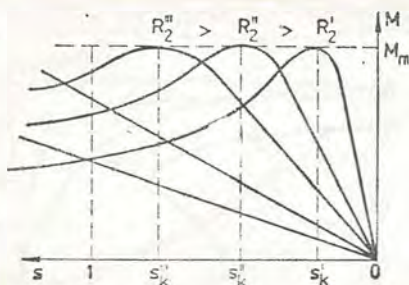
Въртящият момент на асинхронния двигател е пропорционален на квадрата на напрежението, приложено към статорните намотки ($M=U^2$). Вследствие на това коефициентът на претоварване значително намалява при спадане на напрежението на мрежата. Например, ако напрежението спадне с 10% ($0,9U_n$), максималният момент намалява с 19% ($0,9^2=0,81$). На фиг. 4.15 е показана зависимостта на въртящия момент от хлъзгането при различни стойности

на напрежението на мрежата. Стойността на хлъзгането s_k , при която се получава максималният момент M_m , не зависи от напрежението и за трите криви е една и съща.

Активното съпротивление на роторната намотка на двигателя влияе силно на въртящия момент, тъй като активната съставка на ро-



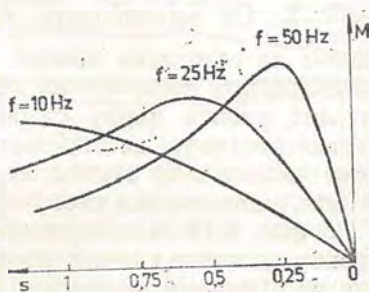
Фиг. 4.15



Фиг. 4.16

торния ток се определя от отношението на реактивното и активното съпротивление $\frac{sX_2}{R_2}$. На фиг. 4.16 са дадени кривите на двигателния момент M в зависимост от хлъзгането s при пет стойности на активното съпротивление на роторната верига (това може да се осъществи само при двигатели с навит ротор). При всички характеристики максималната стойност на въртящия момент M_m е една и съща, т. е. тя не зависи от активното съпротивление на роторната верига. Увеличаването на активното съпротивление води до увеличаване на стойността на хлъзгането s_k , при която се получава максималният въртящ момент.

Честотата f на напрежението на мрежата за променлив ток, към която се свързват статорните намотки на двигателя, също оказва влияние на въртящия момент. На фиг. 4.17 са начертани характеристиките $M=f(s)$ при три честоти, като е спазено условието $\frac{U}{f} = \text{const}$. С намаляване на честотата M_m намалява, а s_k се увеличава.

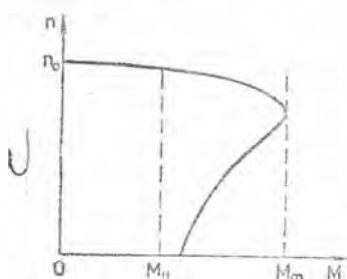


Фиг. 4.17

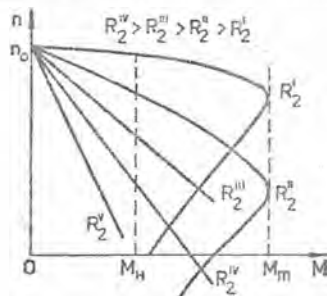
4.8. Характеристики на асинхронния двигател

Понеже асинхронната машина се използва предимно като двигател, ще разгледаме нейните характеристики само за двигателния режим.

Механична характеристика на двигателя се нарича зависимостта между честотата на въртене и въртящия момент, като отделните



Фиг. 4.18



Фиг. 4.19

$$n = f(M), \quad M = f(s)$$

точки на характеристиката са получени в установен режим на работа на двигателя, когато $M = M_c$. Механичната характеристика $n = f(M)$ на асинхронния двигател (фиг. 4.18) може да се получи от зависимостта $M = f(s)$, като се разменят координатните оси, тъй като

$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$. От механичната характеристика се вижда, че с увеличаване на въртящия момент, т. е. с увеличаване на натоварването на двигателя, честотата на въртене малко намалява.

Нормално двигателят работи върху слабо наклонената праволинейна част на характеристиката за стойност на въртящия момент от 0 до M_n . Понеже честотата на въртене се влияе малко от натоварването на двигателя, механичната характеристика се нарича твърда.

На фиг. 4.19 са начертани механичните характеристики на асинхронен двигател с навит ротор, получени при различни съпротивления на външните резистори, към които е свързана роторната намотка. С увеличаване на съпротивлението механичната характеристика става по-стръмна.

Работните характеристики на асинхронния двигател представляват зависимостите на коефициента на полезно действие η , фактора на мощността $\cos \phi$, въртящия момент, статорния ток, честотата на въртене и хлъзгането от полезната мощност P_s . Обикновено тези характеристики се чертаят в безразмерни координати, като изброените величини се отнасят към техните номинални стойности и се изразяват в безразмерни единици и се дават в проценти. По такъв начин работните характеристики са:

$$\left[\eta = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right); \quad \cos \varphi = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right); \quad \frac{M}{M_n} = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right); \right.$$

$$\left. \frac{I_1}{I_{1н}} = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right); \quad n = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right) \text{ и } s = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right) \right]$$

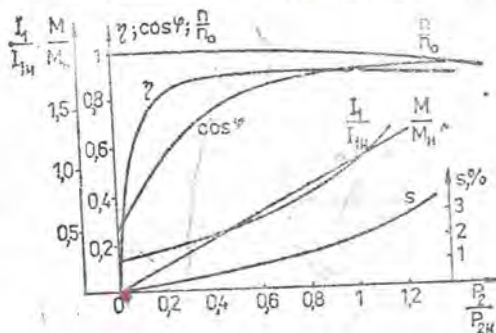
Тези характеристики са представени на фиг. 4.20. С увеличаване на полезната мощност нарастват първичният ток, въртящият момент и хлъзгането, а честотата на въртене намалява. От зависимостите

$$\eta = f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right) \text{ и } \cos \varphi =$$

$$= f\left(\frac{P_2}{P_{2н}}\right) \text{ се вижда, че при}$$

малък товар асинхронният двигател работи с лош к. п. д. и нисък фактор на мощността. От това следва, че асинхронният двигател не трябва да работи ненатоварен, понеже ще влошава факто-

ра на мощността на мрежата, към която е свързан. Затова не трябва да се използват двигатели с по-голяма мощност, отколкото е необходимо, защото загубите на мощност са по-големи, а и двигателят с по-голяма номинална мощност е и по-скъп.



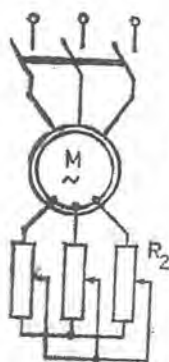
Фиг. 4.20

4.9. Пускане на трифазните асинхронни двигатели

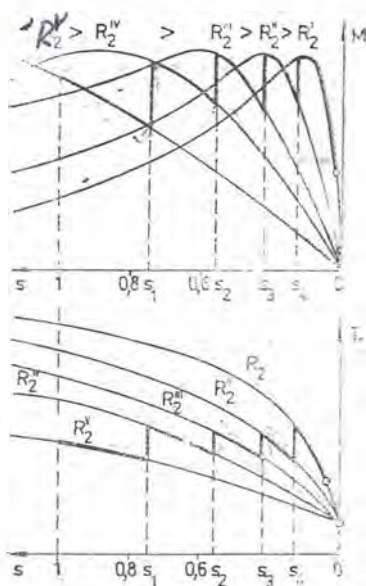
В момента на пускане на асинхронния двигател е най-желателно той да развива колкото е възможно по-голям въртящ момент и да има малки пускови токове. Първото условие се налага, защото в процеса на ускоряване двигателят освен съпротивителния момент трябва да преодолява и инерционния момент на ускоряващите се маси. Пусковите токове трябва да бъдат малки, за да не оказват влияние върху другите консуматори, присъединени към същата мрежа, тъй като се получават големи напрежителни падове в проводниците на захранващата линия. Обаче от характеристиката $M = f(s)$, дадена на фиг. 4.14, се вижда, че асинхронният двигател има сравнително малък пусков въртящ момент. Обратно, токът в момента на пускане е най-голям, понеже при неподвижен ротор индуктираното е. д. н. в неговите проводници е най-голямо, най-голям е роторният ток, а оттам и статорният ток. Това налага да се вземат допълнителни мерки за увеличаване на пусковия въртящ момент и намаляване на пусковите токове. Поставените две задачи се решават

напълно задоволително само при асинхронните двигатели с навит ротор.

1. Пускане на асинхронни двигатели с навит ротор. При тези двигатели посредством пръстените и четките има възможност за



Фиг. 4.21



Фиг. 4.22

включване на резистори или бобини към роторните намотки. Увеличаването на съпротивлението на роторните намотки води до намаляване на пусковия ток. Външните съпротивления могат да бъдат както индуктивни, така и активни. И в двата случая се получава намаляване на пусковия ток, но в първия случай намалява и пусковият въртящ момент, защото намалява и $\cos \psi_2 (M = C_m \Phi I_2 \cos \psi_2)$, докато във втория случай до известна стойност на активното съпротивление, въпреки че токът I_2 е по-малък, пусковият въртящ момент се увеличава, защото увеличаването на $\cos \psi_2$ е по-голямо от намаляването на тока I_2 .

На фиг. 4.21 е дадена схемата на свързване на пусковите резистори. Те са съединени в звезда и посредством плъзгащи се контакти могат да се изменят техните съпротивления.

На фиг. 4.22 са показани зависимостите на въртящия момент и тока от хлъзгането за няколко стойности на активното съпротивление на роторната верига, като най-десните криви съответствуват на напълно изключени външни резистори. Пускането на двигателя става с напълно включени пускови резистори — съпротивлението на роторната намотка тогава е R_2^I . Постепенно с увеличаване на ско-

ростта посредством плъзгащите се контакти резисторите се изключват. На фиг. 4.22 с плътните линии са дадени измененията на въртящия момент и тока през време на пускането на двигателя. При достигане на хлъзгане s_1 се изключва първата степен на пусковите резистори и надясно от абсцисата s_1 въртящият момент и токът се изменят по кривите, които съответствуват на по-малко съпротивление. Подобни изменения се получават и в моментите на изключване на останалите степени на пусковите резистори — съответно при стойности на хлъзгането s_2 , s_3 и s_4 .

Съпротивленията на отделните степени на пусковите резистори и моментите на тяхното изключване могат да се подберат така, че въртящият момент през време на пускането на двигателя да бъде винаги по-голям от номиналния и пусковият ток да не надвишава $2 \div 3$ пъти номиналния.

През време на пускането част от електрическата енергия, която двигателят е получил от мрежата за променлив ток, се превръща в топлина в пусковите резистори. Понеже пускането на двигателя е сравнително краткотраен процес, споменатите загуби са без значение.

2. Пускане на асинхронни двигатели с кафезен ротор. При тези двигатели роторната намотка е съединена винаги накъсо. Затова при тях няма възможност за свързване на външни резистори към роторната намотка.

В много случаи асинхронните двигатели с кафезен ротор могат да се пускат, като се включат направо към трифазната мрежа. Това е възможно, когато мощността на захранващата мрежа е голяма в сравнение с мощността на двигателя, който се пуска. Двигателят може да се свърже направо към мрежата, ако е изпълнено условието

$$(4.31) \quad \frac{I_p}{I_n} \leq \frac{3}{4} + \frac{P_{\text{мр}}}{4P_n},$$

където I_p е пусковият ток на двигателя;

I_n — номиналният ток на двигателя;

P_n — номиналната мощност на двигателя;

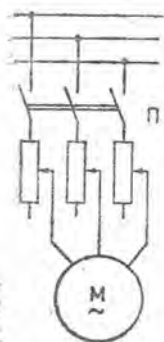
$P_{\text{мр}}$ — мрежовата мощност (мощността, за която е изчислен захранващата мрежа).

Когато не е изпълнено горното неравенство, се прибегва до намаляване на пусковия ток.

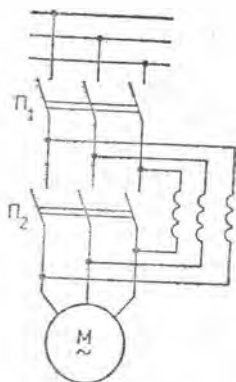
При двигателите с кафезен ротор пусковите токове могат да се намалят, като се намали напрежението U , което се подава към старторните намотки. Но успоредно с това намалява и пусковият въртящ момент, тъй като той е пропорционален на U^2 . Този начин на пускане е приложим за двигатели, които тръгват ненатоварени и след това се натоварват, или за двигатели, които задвижват машини, имащи малък съпротивителен момент при малки скорости (вентилатори, помпи и др.).

Напрежението може да се намали по един от следните начини:

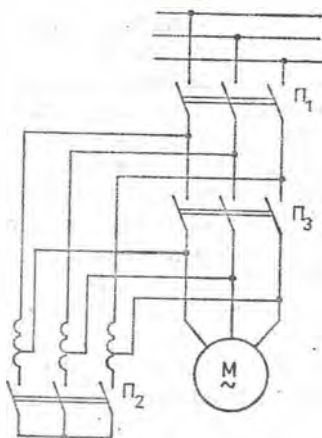
а. Чрез резистори, които се свързват последователно със статорните намотки (фиг. 4.23). След пускане на двигателя и увеличаване на скоростта резисторите постепенно се изключват и в края на пусковия процес към статорните намотки се подава номиналното напрежение.



Фиг. 4.23



Фиг. 4.24



Фиг. 4.25

б. Посредством реактори (елементи с индуктивно съпротивление), които в момента на пускане се свързват последователно със статорните намотки (фиг. 4.24). При пускане се включва прекъсвачът Π_1 и след като двигателят достигне определена скорост, реакторите се изключват чрез прекъсвача Π_2 , който ги дава накъсо.

в. С помощта на автотрансформатор. Схемата за понижаване на напрежението с автотрансформатор е показана на фиг. 4.25. Двигателят се пуска при понижено напрежение с включване на прекъсвачите Π_1 и Π_2 . След това, когато скоростта на двигателя достигне определена стойност, прекъсвачът Π_2 се отваря и веднага се включва прекъсвачът Π_3 , с което към двигателя се подава напрежението на мрежата. Прекъсвачът Π_2 изключва автотрансформатора след пускането на двигателя, за да няма излишни загуби на енергия в него и да не се индуктира е. д. н. в неговите накъсо съединени навивки от прекъсвача Π_3 .

Описаните три начина за намаляване на напрежението оскъпяват съоръженията. Това важи особено за автотрансформаторното пускане, понеже автотрансформаторът трябва да бъде изчислен за номиналната мощност на двигателя, а се използва за кратко време — само по време на пускането.

Ако двигателят е така изчислен, че номиналното напрежение на статорните намотки е линейното напрежение на мрежата, т. е. при

нормална работа те са свързани в триъгълник, напрежението в момента на пускане може да се намали, ако намотките на статора се свържат в звезда. Този начин на пускане на асинхронните двигатели се нарича пускане „звезда-триъгълник“.

Пускането „звезда-триъгълник“ при по-малки мощности (до 10 kW) се осъществява със специални прекъсвачи (контролери), които се наричат прекъсвачи „звезда-триъгълник“. Те имат три положения: „изключено“, „звезда“ и „триъгълник“. На фиг. 4.26 схематично е дадено действието на прекъсвач „звезда-триъгълник“ при пускане на асинхронен двигател.

При свързване звезда на статорните намотки напрежението на всяка тяхна фаза е $\frac{U_{\Delta}}{\sqrt{3}}$, като с U_{Δ} е означено линейното напрежение на захранващата мрежа. При това свързване пусковият линейен ток е

$$(4.32) \quad I_{\text{плз}} = I_{\text{пфз}} = \frac{U_{\Delta}}{\sqrt{3}z},$$

където z е пълното съпротивление на всяка фаза.

При свързване триъгълник на статорните намотки напрежението за всяка фаза е U_{Δ} и пусковият линейен ток е

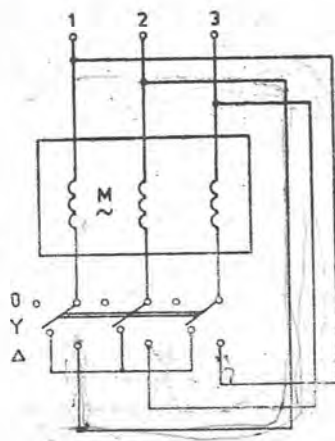
$$(4.33) \quad I_{\text{плд}} = \sqrt{3}I_{\text{пфд}} = \sqrt{3} \frac{U_{\Delta}}{z}.$$

От съпоставянето на (4.32) и (4.33) се получава

$$(4.34) \quad \frac{I_{\text{плз}}}{I_{\text{плд}}} = \frac{\frac{U_{\Delta}}{\sqrt{3}z}}{\sqrt{3} \frac{U_{\Delta}}{z}} = \frac{1}{3},$$

т. е. пусковият ток в линията при свързване звезда на статорните намотки е три пъти по-малък от пусковия ток в линията при свързване на същите намотки в триъгълник. Същото съотношение съществува и между пусковите моменти, понеже въртящият момент на асинхронния двигател е пропорционален на втората степен на напрежението, което е приложено към статорните намотки

$$(4.35) \quad \frac{M_{\text{пз}}}{M_{\text{пд}}} = \frac{\left(\frac{U_{\Delta}}{\sqrt{3}}\right)^2}{U_{\Delta}^2} = \frac{1}{3}.$$



Фиг. 4.26

4.10. Асинхронни двигатели със специални конструкции

Асинхронните двигатели с кафезен ротор в сравнение с тези с навит ротор имат по-проста конструкция, но по-лоши пускови характеристики. Единственият начин за намаляване



Фиг. 4.27

на техния пусков ток е чрез намаляване на напрежението, но както видяхме в предната точка, това води до съответно намаляване на пусковия въртящ момент. За подобряване на пусковите характеристики на асинхронните двигатели с кафезен ротор са създадени двигатели със специални конструкции. Най-широко разпространение са получили двигателите с двойни канали и двигателите с дълбоки канали.

1. Двойнокафезни асинхронни двигатели. Тези двигатели се различават от обикновените асинхронни двигатели с кафезен ротор по това, че в техния ротор има изрязани два вида канали, разположени радиално един над друг. Формата на каналите може да бъде различна (фиг. 4.27), обаче за всички двигатели от този тип е характерно, че напречното сечение на външните канали е винаги по-малко от това на вътрешните канали. Във външните канали се поставят пръчки от материал с по-голямо специфично съпротивление (бронз, месинг и др.), които в краищата си се съединяват накъсо с пръстени от същия материал и образуват външния кафез. Вътрешният кафез на двигателя се прави по същия начин, но от електролитна мед. В някои случаи и двата вида канали се запълват с разстопена алуминиева сплав и по този начин се образува роторната намотка.

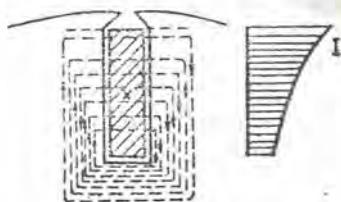
Така образуваните две роторни намотки се различават съществено по своите електрически свойства. Външната намотка има голямо активно и малко индуктивно съпротивление, тъй като тя се обхваща от малко магнитни линии на магнитния поток на разсейване на ротора. Обратно, долната намотка има малко активно и голямо индуктивно съпротивление, понеже тя се обхваща от голям брой линии на магнитния поток на разсейване. За пояснение на гореказаното на фиг. 4.28 са представени магнитните линии на магнитния поток на разсейване, който се образува около роторните намотки.

В момента на пускане и при малки честоти на въртене, когато честотата на роторните токове е близка до честотата на статорните токове ($f_2 = sf$), токът във вътрешния кафез е сравнително по-малък, защото е ограничен от голямото му индуктивно съпротивление. По-голям ток протича през външния кафез, който има голямо активно съпротивление, но незначително индуктивно съпротивление. В момента на пускане действието на двигателя се определя предимно

от външния кафез, затова двигателят има сравнително голям пусков въртящ момент при малък начален ток. Колкото честотата на въртене на двигателя е по-близка до синхронната, толкова по-малко става индуктивното съпротивление на вътрешния кафез, вследствие на кое-



Фиг. 4.28



Фиг. 4.29

то токът в него нараства. При нормална честота на въртене на ротора индуктивното съпротивление на вътрешния кафез е незначително и токовете в двата кафеза се отнасят обратнопропорционално на активните им съпротивления. Тъй като вътрешният кафез има по-малко активно съпротивление, през него протича много по-голям ток и работните характеристики на двигателя се определят от вътрешния кафез. Следователно при двойнокафезните двигатели външният кафез играе роля на пускова намотка, а вътрешният — на работна намотка.

2. Асинхронни двигатели с дълбоки канали. Формата на каналите на тези двигатели е дадена на фиг. 4.29. В каналите се поставят медни ленти, които в краищата си са съединени нахъсо и образуват кафеза на двигателя, или каналите се запълват с разтопена алуминиева сплав и получената отливка в ротора представлява неговата намотка. Тук се използва явлението токово изместване, което се състои в това, че токът не се разпределя равномерно по напречното сечение на проводящата лента, положена в канала. От фиг. 4.29, на която е дадена картината на магнитните линии, представлящи магнитния поток на разсейване на ротора, се вижда, че различните части на проводящата лента се обхващат от различен брой магнитни линии. Долните части се обхващат от по-голям брой магнитни линии, отколкото горните. Вследствие на това е. д. н., което се индуцира от магнитния поток на разсейване, е по-голямо в долните слоеве на лентата, отколкото в горните. Затова токът в долните слоеве е ограничен от е. д. н. на магнитния поток на разсейване. В резултат токът се измества към горната част на канала (фиг. 4.29), което е равностойно на увеличаване на активното съпротивление на лентата. Явлението токово изместване е толкова по-силно изразено, колкото е по-голяма честотата на роторните токове. В момента на пускане, когато $f_2 = f$, токът е най-силно изместен и активното съпротивление е най-голямо. С увеличаване честотата на въртене на двигателя честотата на роторните токове намалява ($f_2 = sf$) и при приближаване към синхронната честота е близка до нула. Затова при нор-

мална честота на въртене на ротора явлението токово изместване е почти незабележимо.

Следователно роторната намотка на двигателите с дълбоки канали в момента на пускане има твърде голямо активно съпротивление, което с увеличаване на честотата на въртене на ротора постепенно намалява и става най-малко при номиналната честота на двигателя. Вследствие на това пусковите характеристики на тези двигатели са близки до пусковите характеристики на асинхронните двигатели с навит ротор, при които можеше да се изменя активното съпротивление на роторната намотка.

198 4.11. Регулиране честотата на въртене на асинхронните двигатели

Честотата на въртене на асинхронните двигатели е

$$(4.36) \quad n = n_s(1-s) = \frac{60f}{p}(1-s), \text{ min}^{-1}.$$

От (4.36) се вижда, че тя може да се изменя по един от следните начини: чрез изменение на честотата на захранващото напрежение f , чрез изменение на броя на двойките полюси p и чрез изменение на хлъзгането s .

1. Регулиране честотата на въртене чрез изменение на честотата на захранващото напрежение. По този начин честотата на въртене на двигателя може да се изменя плавно и в широки граници. Понеже честотата на мрежата за променлив ток е постоянна, за да получим токове с изменяща се по наше желание честота, е необходима специална преобразователна група.]

Преди откриването на управляемите полупроводникови вентили — тиристорите, не съществуваха удобни елементи за построяване на преобразователи на честотата. Затова регулиране на честотата на въртене на асинхронните двигатели с изменение на честотата на захранващото напрежение се използваше рядко. Но след появата на тиристорите тази трудност е премахната и сега все по-често се срещат системи, при които честотата на въртене на асинхронните двигатели се регулира чрез честотата на захранващото напрежение. Тиристорните преобразователи на честотата работят с висок к. п. д. и са надеждни в експлоатационно отношение. Вследствие на което честотното регулиране на честотата на въртене на асинхронните двигатели е перспективно направление.]

2. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на броя на двойките полюси. При този начин на регулиране в каналите на статора на асинхронния двигател се поставят няколко намотки, които създават въртящо се магнитно поле с различен брой полюси, или намотки, направени от отделни части, чийто брой полюси може да

се изменя, посредством превключване на тези части. Роторът на такива двигатели се прави винаги кафезен защото такъв ротор е пригоден да работи добре с всякакъв брой полюси и затова превключване на роторните намотки не е необходимо.

При този начин на регулиране може да се постигне само степенно изменение на честота на въртене в зависимост от броя на двойките полюси. Многоскоростните двигатели се изработват с две, три или най-много с четири различни скорости. Двускоростни двигатели се правят за синхронни честоти на въртене $3000/1500 \text{ min}^{-1}$, $1500/750 \text{ min}^{-1}$, $1000/500 \text{ min}^{-1}$, четирискоростните—за $3000/1500/1000/500 \text{ min}^{-1}$, $3000/1500/750/375 \text{ min}^{-1}$, $1500/1000/750/500 \text{ min}^{-1}$ и др.

3. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на хлъзгането. Хлъзгането на асинхронния двигател може да се измени, като се измени захранващото напрежение или като се измени съпротивлението на роторната верига. От фиг. 4.15 се вижда, че ако при неизменен въртящ момент на вала на двигателя се намали захранващото напрежение, хлъзгането се увеличава, т. е. честотата на въртене намалява. Границите, в които може да се изменя честотата на въртене, са много малки. Освен това с намаляване на напрежението се намалява и максималният въртящ момент, който може да развие двигателят. Поради тези причини този начин на регулиране не е намерил приложение.

Вторият начин за изменение на хлъзгането е приложим само за двигатели с навит ротор. От фиг. 4.16, на която е дадена зависимостта на въртящия момент от хлъзгането за различни стойности на активното съпротивление на роторната намотка, следва, че при даден въртящ момент може да имаме различни стойности на хлъзгането в зависимост от съпротивлението на включените резистори към роторната намотка. При празен ход и при малки съпротивителни моменти регулирането е в много малки граници, докато за съпротивителни моменти, близки до номиналния, регулирането е в по-големи граници. От фиг. 4.19 се вижда, че границите на регулиране не са постоянни, а зависят от товара.

Тъй като двигателят може да работи при различни честоти на въртене продължително време, регулиращите резистори трябва да бъдат изчислени за продължителна работа. Те могат да се използват и като пускови резистори. Плавността на регулиране зависи от степените на регулиращите резистори. Този начин на регулиране е неикономичен, понеже е свързан със загуби на енергия в регулиращите резистори, които са толкова по-големи, колкото е по-голяма стойността на хлъзгането.

4.12. Фазорегулатор

Ако задържим ротора на една асинхронна машина с навит ротор неподвижен, тя може да се използва като трансформатор или автотрансформатор. Най-често намотките на

ротора се свързват към трифазната мрежа и служат като първична намотка на трансформатора.

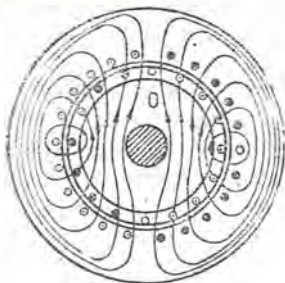
Чрез съответно завъртане на ротора спрямо статора може да се получи всякаква фазова разлика между напрежението на статора и напрежението на ротора. Така полученият трансформатор с въртящо се магнитно поле, който дава възможност за регулиране на фазата на вторичното напрежение, се нарича фазорегулатор.

Фазорегулаторите намират приложение в измервателната техника и автоматиката, когато се налага да се регулира фазата на напрежението в широки граници.

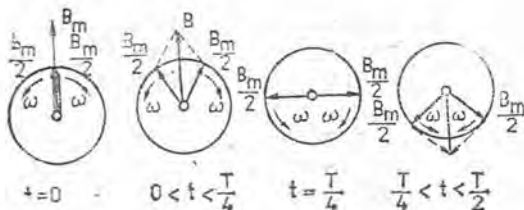
206. 4.13. Еднофазен асинхронен двигател

Асинхронните двигатели могат да работят и като еднофазни. В този случай магнитното поле се създава от еднофазна система. Затова в статорните канали на еднофазния асинхронен двигател се поставя една работна намотка, а роторът е винаги кафезен.

Когато в статорната намотка на еднофазния асинхронен двигател протича променлив ток, той създава пулсиращо магнитно поле, оста на което остава неподвижна в пространството. Пулсиращото магнитно поле индуктира токове в проводниците на ротора. На фиг. 4.30 са показани принципно магнитните линии и посоката на индуктираните токове в роторните проводници. Токовете в двете половини на ротора взаимодействуват с магнитното поле и създават въртящи моменти с еднакви голедини, но с противоположни посоки, вследствие на което въртящият момент, който действа на неподвижния ротор, е равен на нула.



Фиг. 4.30

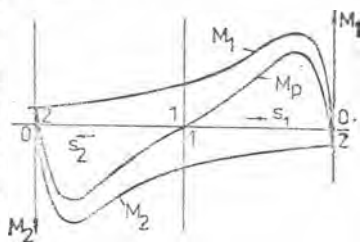


Фиг. 4.31

Пулсиращото магнитно поле може да се разглежда като получено от наслагването на две магнитни полета, които се въртят в противоположни посоки със синхронна честота, определена от честотата на статорния ток. Амплитудите на векторите на магнитната индукция на двете въртящи се магнитни полета са еднакви и равни на полови-

ната от амплитудата на магнитната индукция на пулсиращото магнитно поле. На фиг. 4.31 е пояснено получаването на пулсиращото магнитно поле от двете въртящи се магнитни полета.

[Всяко от въртящите се магнитни полета създава въртящ момент, който действа върху ротора на двигателя.] На фиг. 4.32 са дадени графично зависимостите от хлъзгането на двата въртящи момента M_1 и M_2 , създавани от двете въртящи се магнитни полета. Хлъзганията и въртящите моменти на двете магнитни полета са нанесени в противоположни посоки, защото магнитните полета, които ги обуславят, се въртят в противоположни посоки. На същата фигура е дадена и зависимостта на резултантния въртящ момент M_p от хлъзгането. От графиките се вижда, че когато роторът е неподвижен ($s_1 = s_2 = 1$), резултантният въртящ момент е равен на нула. Но,



Фиг. 4.32

ако роторът се приведе в движение от външна сила, преобладава моментът на това от полетата, в чийто посока е завъртян първоначално роторът. По-нататък той ще се върти в тази посока самостоятелно и ще достигне скорост, която е близка до синхронната.

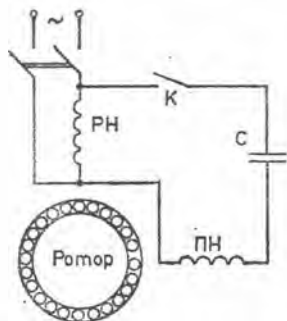
Понеже еднофазният асинхронен двигател не развива пусков въртящ момент, пускането му се осъществява или чрез специална пускова намотка или чрез екраниране на част от магнитния поток.

Пусковата намотка се разполага в каналите на статора по такъв начин, че оста на нейното магнитно поле да бъде изместена на ъгъл 90° спрямо оста на полето, създавано от работната намотка. Освен това токът в пусковата намотка се измества по фаза на ъгъл близък до 90° спрямо тока в работната намотка. Тогава токовете на двете намотки създават въртящо се магнитно поле (вж. 4.1), което поражда въртящ момент, достатъчен за пускане на двигателя. За получаване на необходимата фазова разлика между двата тока последователно с пусковата намотка най-често се свързва кондензатор. На фиг. 4.33 е дадена схемата на свързване на еднофазния асинхронен двигател. Прекъсвачът K , който е включен във веригата на пусковата намотка, я изключва след пускането на двигателя. Прекъсвачът K обикновено представлява центробежен контакт, който се отваря, след като роторът достигне определена скорост.

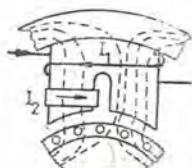
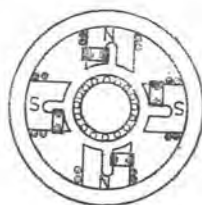
[В някои случаи пусковата намотка се включва като втора работна намотка, при което тя се изчислява за продължителен режим на работа. Тогава се получава двуфазен асинхронен двигател, захранван от еднофазна мрежа.

Екранирането на част от магнитния поток става, като статорът се прави с издадени и срязани полюси (фиг. 4.34). Такива двигатели се наричат още със срязани полюси.] На полюсите се поставя еднофазна възбудителна намотка. На едната половина на всеки полюс се слага меден пръстен, който играе ролята на накъсо съединена на

мотка. Токът I_2 , който протича в пръстена, внася допълнително де-фазизиране за магнитния поток, който преминава през частта на полю-са с пръстена, и този магнитен поток изостава по фаза на по-голям ъгъл от намагнитващия ток I_1 , отколкото магнитният поток, който преминава през неекранираната част на полюса. Двата магнитни пото-ка на полюса са изместени в пространството и не съвпадат по фаза. Те създават въртящо се магнитно поле, което задвижва накъсо съе-динения ротор.



Фиг. 4.33



а

б

Фиг. 4.34

Еднофазните асинхронни двигатели се правят за сравнително малки мощности: от няколко десетки вата до няколко киловата. Те имат редица недостатъци в сравнение с трифазните асинхронни дви-гатели: по-малък к. п. д., по-нисък фактор на мощността, малък коефициент на претоваряемост.

Тяхно предимство е, че не изискват трифазна захранваща мрежа.

Еднофазните асинхронни двигатели се използват за задвижване на вентилатори, малки помпи, бъркалки, перални машини, грамо-фонни, магнитофони и др.

Понякога се случва и трифазните асинхронни двигатели да ра-ботят като еднофазни. Това става като се прекъсне един от захран-ващите проводници. Тук трябва да разгледаме два случая: когато двигателят е неподвижен и когато той се върти. В първия случай двигателят няма да тръгне, защото еднофазната намотка не развива пусков въртящ момент. При неподвижен двигател токовете във вклю-чената под напрежение намотка са големи и, ако двигателят не при-тежава подходяща защита, която да го изключи от мрежата, той ще се загрее до температура над допустимата и изолацията на на-мотката ще се овъгли, вследствие на което двигателят става него-ден за по-нататъшна употреба.

Ако единият захранващ проводник се прекъсне, когато двигате-лят се върти, той ще продължи да работи като еднофазен. При това положение двигателят може да работи без опасност от претоварване само при намалена мощност — около $50 \div 60\%$ от номиналната. Двигателят не може да работи като еднофазен при мощности, кои-

то са близки до номиналната му, понеже токът във включената намотка нараства над допустимия, намотката се прегрява и двигателят се поврежда.)

Работата на трифазния асинхронен двигател като еднофазен е аварийна и не трябва да се допуска. Обикновено тя води до повреждане на двигателя. Затова той се снабдява с подходяща защита, която трябва да изключва напрежението от неговите намотки при претоварване.

ПЕТА ГЛАВА

216. СИНХРОННИ МАШИНИ

5.1. Основни определения

Синхронни машини се наричат такива електрически машини за променлив ток, роторът на които се върти с честота, равна на честотата на въртящото се магнитно поле, създавано от протичащите токове в статорните намотки. Това е възможно защото роторът им представлява постояннотоков електромагнит с толкова двойки полюси, колкото двойки полюси има статорното въртящо се магнитно поле.

Както всички електрически машини така и синхронните могат да работят в генераторен и в двигателен режим.

Трифазни синхронни машини са генераторите във всички електрически централи.

Като двигатели синхронните машини се използват предимно за големи мощности (над 100 kW), тъй като в тези случаи положителните качества, които те притежават — голям к. п. д. и възможност да работят с капацитивен фактор на мощността, им осигуряват по-добри икономически показатели при експлоатация от асинхронните двигатели.)

Синхронните машини могат да се използват и като компенсатори за подобряване на фактора на мощността в енергийните системи.)

В практиката се използват и множество синхронни микромашини.

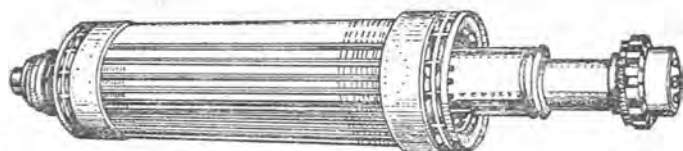
Статорът на синхронната машина не се различава от този на асинхронната машина.

Роторът на синхронната машина представлява постояннотоков електромагнит с явно изразени полюси (фиг. 5.1) — за машини, които имат ниска честота на въртене или неявно изразени полю-



Фиг. 5.1

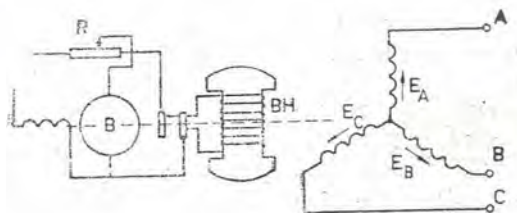
си (фиг. 5.2) — за машини с висока честота на въртене, тъй като в този случай центробежните сили са големи и е невъзможно да се изработи явнополюсен ротор с достатъчна механична здравина. През възбудителната намотка BH , поставена върху ротора чрез система



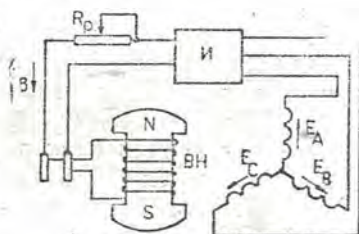
Фиг. 5.2

от четки и пръстени, се пропуска постоянен ток (фиг. 5.3) от външен източник, поради което възбуденият магнитен поток не се изменя с течение на времето. За облекчаване на технологията на изработване на ротора и за намаляване на загубите в него, причинени от пулсациите на магнитния поток, той се изработва също от листов електротехническа стомана.

Полусните накрайници при машините с явно изразени полюси придават на възбудителната намотка механична устойчивост и я предпазват от деформации при въртене на ротора. При неявнополюсните синхронни машини това се постига, като каналите, в които е разположена възбудителната намотка, се затварят със специални клинове, направени от неферромагнитен материал.



Фиг. 5.3



Фиг. 5.4

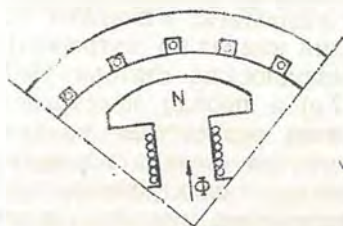
За захранване на възбудителната намотка на синхронните машини най-често се използва генератор за постоянен ток с паралелно възбуждане, монтиран на общ вал със синхронната машина (фиг. 5.3). Чрез резистора R_p , включен във възбудителната верига на генератора за постоянен ток B , се променя неговото напрежение, а чрез това и възбудителният ток на синхронната машина.

За захранване на възбудителната намотка на синхронната машина може да бъде използван регулируем токоизправител-полупроводников или живачен (фиг. 5.4). Така възбуждането на синхронен генератор се извършва по характерния за генераторите със само възбуждане начин. Индутираното от остатъчния магнитен по

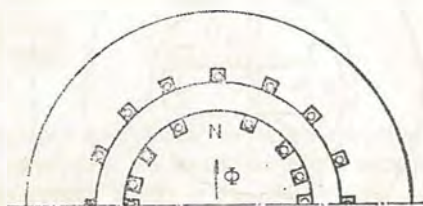
ток електродвижещо напрежение се изправя от изправителя *I* и през възбудителната намотка *BH* на генератора протича ток, който създава магнитен поток, увеличаващ магнитния поток на остатъчния магнетизъм. Това предизвиква ново увеличаване на електродвижещото напрежение на генератора и ново нарастване на възбудителния ток и на общия магнитен поток. Процесът завършва едва при пълното възбуждане на синхронния генератор. Чрез включението във възбудителната намотка на синхронния генератор реостат R_p може да се регулира възбудителния му ток и чрез това — напрежението на изводите му.]

5.2. Електродвижещо напрежение на синхронната машина

Когато роторът на синхронния генератор е приведен във въртене и през възбудителната му намотка протича постоянен ток, създава се едно неизменно по големина магнитно поле, което се върти и индуцира електродвижещо напрежение в статорната намотка в съответствие със закона за електромагнитната индукция. Тъй като в каналите на статора са разположени три намотки, осите на които сключват помежду си ъгли от 120° , индуцираните електродвижещи напрежения са фазово изместени едно спрямо друго на 120° .



Фиг. 5.5



Фиг. 5.6

За да се индуцира в котвената намотка електродвижещо напрежение, което се изменя по синусоиден закон във времето, необходимо е магнитната индукция във въздушната междина да има синусоиден закон на разпределение по периферията на ротора. При синхронните машини с явно изразени полюси това се постига чрез придаване на подходяща форма на полюсния накрайник (фиг. 5.5). Въздушната междина по оста на полюса е най-малка и нараства с отдалечаване от нея. При неявнополюсните синхронни машини синусоидното разпределение на магнитната индукция във въздушната междина се постига чрез подходящо разпределение на каналите на възбудител-

ната намотка върху повърхността на ротора (фиг. 5.6). Средно-квадратичното отклонение на индуктираното е. д. н. от синусоидния закон в съвременните синхронни генератори е по-малко от 5%.

Съгласно със закона за електромагнитната индукция моментната стойност на електродвижещото напрежение за една навивка е

$$(5.1) \quad e = -\frac{d\Phi}{dt},$$

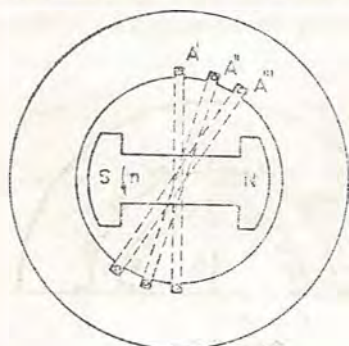
а средната му стойност е

$$(5.2) \quad E'_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e dt = \frac{2}{T} \int_{\Phi_m}^{-\Phi_m} d\Phi = 4f\Phi_m.$$

Ако тази стойност се умножи по коефициента на формата за синусоидни величини ($K_f=1,11$), може да се определи ефективната стойност на електродвижещото напрежение за една навивка

$$(5.3) \quad E' = K_f E'_{cp} = 4,44f\Phi_m.$$

За да се определи общото електродвижещо напрежение за всяка от фазите на синхронния генератор, необходимо е да се сумират електродвижещите напрежения от всички навивки, като



а



б

Фиг. 5.7

се отчита обстоятелството, че секциите на всяка фаза се разполагат в няколко съседни канала по вътрешната повърхност на статора (фиг. 5.7 а) и поради пространственото разместване на секциите на котвената намотка между електродвижещите напрежения, породени в тях E'_A , E''_A и E'''_A , съществуват известни фазови разлики (фиг. 5.7 б) и произведението от броя на навивките N и електродвижещото напрежение

E' във всяка от тях би дало стойност, по-голяма от действителната. Ето защо общото електродвижещо напрежение за една фаза се намира, като се сумират векторно електродвижещите напрежения E'_A , E''_A и E'''_A (фиг. 5.7 б) в отделните секции или като се умножи електродвижещото напрежение в една навивка не само по броя на навивките N , но и по коефициента на намотката $K_n < 1$

$$(5.4) \quad E = 4,44fK_n N \Phi_m.$$

5.3. Въртящ момент на синхронната машина

Въртящият момент на синхронните машини се обуславя от електромагнитната мощност $P_{ем}$, която се предава по електромагнитен път от въртящия се ротор към статорната намотка, когато машината работи като генератор, или от статорната намотка към ротора—когато машината работи като двигател. Ето защо електромагнитната мощност $P_{ем}$ е равна на механичната мощност $P_{мех}$

$$(5.5) \quad P_{ем} = P_{мех}.$$

Електромагнитната мощност на трифазната синхронна машина е

$$(5.6) \quad P_{ем} = 3EI \cos \psi,$$

където E е е. д. н. за една от фазите;

I — токът през нея;

ψ — фазовата разлика между е. д. н. и тока на една от фазите.

Механичната мощност може да бъде изразена чрез въртящия момент M и ъгловата скорост на ω с равенството

$$(5.7) \quad P_{мех} = M\omega.$$

От равенствата (5.5), (5.6) и (5.7) за въртящия момент на синхронната машина се получава

$$(5.8) \quad M = \frac{3EI \cos \psi}{\omega}.$$

При пренебрегване на напрежителния пад RI в активното съпротивление от опростената векторна диаграма на синхронния генератор, работещ с активно-индуктивен товар (фиг. 5.8), може да се определи големината на отсечката AB

$$(5.9) \quad AB = IX \cos \psi = U \sin \theta,$$

откъдето следва

$$(5.10) \quad I \cos \psi = \frac{U}{X} \sin \theta.$$

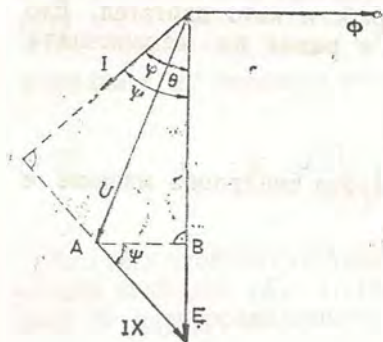
Като се замести тази стойност в израза за въртящия момент на синхронната машина (5.9), се получава зависимостта

$$(5.11) \quad M = \frac{3EU}{\omega X} \sin \theta = M_m \sin \theta,$$

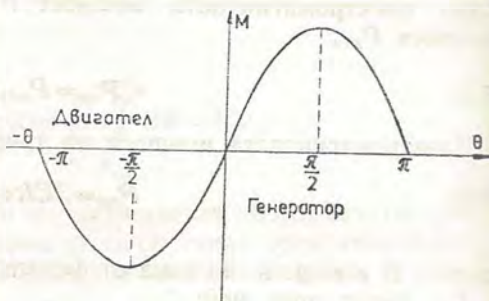
където $M_m = \frac{3EU}{\omega X}$ е максималната стойност на въртящия момент.

Тази зависимост носи названието ъглова характеристика на синхронната машина.

Видът на ъговата характеристика на синхронната машина е показан на фиг. 5.9.



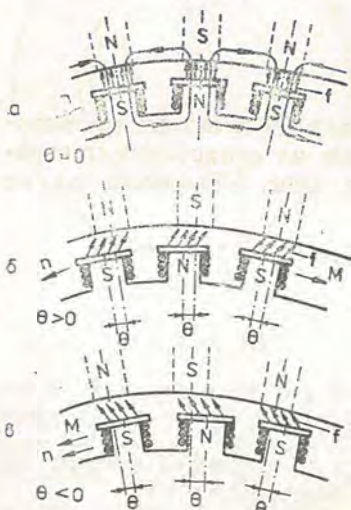
Фиг. 5.8



Фиг. 5.9

Въртящият момент на синхронната машина е пропорционален на електродвижещото напрежение E и синуса от ъгъла на изместване между осите на магнитните полета на котвата и на ротора при постоянство на останалите параметри, участващи в израза на ъговата характеристика (5.11) — напрежение U_1 , реактивно съпротивление X на намотката и ъгловата скорост ω .

В зависимост от стойността на ъгъла на изместване θ между осите на магнитните полета на ротора и на котвата синхронната машина може да работи като генератор — при положителни стойности на ъгъл θ , и като двигател — при отрицателни стойности на ъгъл θ .



Фиг. 5.10

При идеален празен ход ($I=0$) и при реактивен товар на синхронния генератор ъгълът θ между осите на магнитните полета на статора и ротора има нулева стойност, тъй като в този случай съществуват само радиални сили на привличане на ротора от въртящото се магнитно поле (фиг. 5.10 а). При генераторен режим на работа оста на полюсите изпреварва оста на въртящото

се магнитно поле, създадено от тока в котвената намотка— $\theta > 0$ (фиг. 5.10 б), при което се появяват и тангенциални сили, обуславящи създаването на съпротивителен въртящ момент. Увеличаването на активната мощност, отдавана от генератора, предизвиква увеличаване на ъгъла θ между осите на двете магнитни полета. В двигателен режим на работа оста на магнитното поле на полюсите изостава от оста на въртящото се магнитно поле, създадено от тока в котвата — $\theta < 0$, (фиг. 5.10 в), при което тангенциалните сили на взаимодействие обуславят появата на двигателен момент. С нарастване на натоварването на двигателя се увеличава ъгълът θ между двете магнитни полета. Следователно устойчив режим на работа за синхронната машина е възможен при изменение на ъгъла θ в границите $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$.

5.4. Характеристики на синхронния генератор

Характеристиките на синхронния генератор се снемат при задвижване на ротора му от някакъв първичен двигател с постоянна честота на въртене ($n = \text{const}$) и при неизменен характер на товара, включен към изводите му ($\cos \varphi = \text{const}$).

1. Характеристиката на празен ход на синхронния генератор изразява зависимостта между електродвижещото напрежение E и възбудителния ток I_b ($E = f(I_b)$), когато веригата на котвената намотка е отворена и през нея не протича ток ($I = 0$), а честотата на въртене на ротора n остава постоянна ($n = \text{const}$).

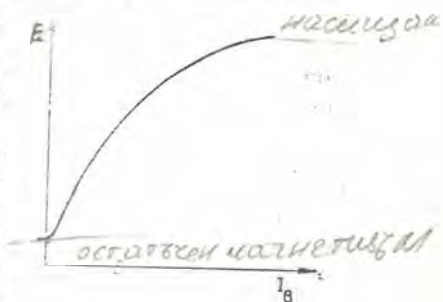
С увеличаване на възбудителния ток I_b нараства магнитният поток Φ , а това предизвиква повишаване на електродвижещото напрежение E на изводите на генератора. Поради насищането на магнитопровода на генератора магнитният поток не расте пропорционално на възбудителния ток и характеристиката на празен ход има вида на кривата на първоначално намагнитване на магнитопровода (фиг. 5.11).

2. Външната характеристика на синхронния генератор се изразява със зависимостта на напрежението U на изводите му от товарния ток ($U = f(I)$) (при постоянна стойност на възбудителния ток ($I_b = \text{const}$), постоянна честота на въртене ($n = \text{const}$) и зададен характер на товара ($\cos \varphi = \text{const}$)).

Тази характеристика може да се изрази с уравнението

$$(5.12) \quad \dot{U} = \dot{E} - RI - jXI,$$

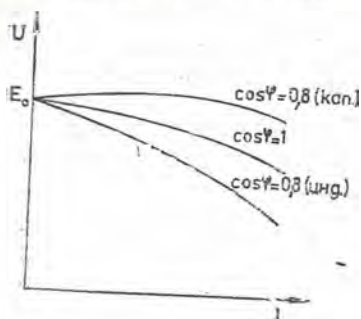
където E е е. д. н. на генератора;



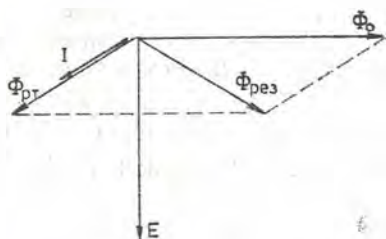
Фиг. 5.11

R и X — активното и индуктивното съпротивление на котвената намотка.

Видът на външната характеристика се влияе от характера на товара. При активен товар ($\cos\varphi=1$) с увеличаване на товарния



Фиг. 5.12



Фиг. 5.13

ток I напрежението U на изводите на генератора намалява (фиг. 5.12), поради увеличаването на напрежителните падове в активното и индуктивното съпротивление на котвената намотка на генератора.

При индуктивно-активен товар ($\cos\varphi=0,8_{\text{инд}}$) напрежението на изводите на генератора намалява с по-големи стойности (фиг. 5.12) при увеличаване на товарния ток. Това се дължи на нарастването на напрежителните падове в индуктивното и активното съпротивление на котвената намотка на генератора и също така и на понижаването на електродвижещото му напрежение E в сравнение с това на празен ход E_0 вследствие размагнитващото действие на магнитния поток $\Phi_{\text{рт}}$. Този поток се наслагва към основния магнитен поток Φ_0 , при което резултантният магнитен поток $\Phi_{\text{рез}}$ е по-малък от основния Φ_0 ($\Phi_{\text{рез}} < \Phi_0$) (фиг. 5.13).

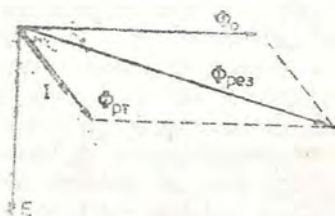
При капацитивно-активен товар ($\cos\varphi=0,8_{\text{кап}}$) напрежението на изводите на генератора нараства с увеличаването на товарния ток въпреки нарастването на напрежителните падове в активното и индуктивното съпротивление на котвената намотка на генератора. Това е обусловено от увеличаването на електродвижещото напрежение E в сравнение с това на празен ход E_0 . Резултантният магнитен поток $\Phi_{\text{рез}}$ е по-голям от основния магнитен поток Φ_0 (фиг. 5.14), което се дължи на наслагването на магнитния поток $\Phi_{\text{рт}}$, създаден от тока I в котвените проводници на генератора към основния магнитен поток Φ_0 , създаден от индуктора.

3. Регулиращата характеристика показва начина, по който следва да се променя възбудителният ток $I_{\text{в}}$ на генератора при промяна на натоварването му, за да се поддържа постоянна стойност на напрежението на изводите му ($U = \text{const}$) при неизменен характер на консуматора ($\cos\varphi = \text{const}$) и постоянна честота на въртене ($n = \text{const}$).

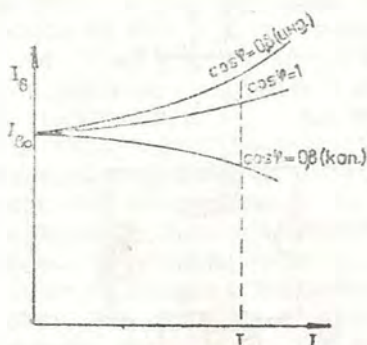
Видът на регулиращите характеристики на синхронния генера-

тор при различен характер на товара ($\cos \varphi = \text{const}$) е показан на фиг. 5.15.

Както се вижда от външните характеристики на синхронния генератор (фиг. 5.14), за да се осигури постоянно напрежение на из-



Фиг. 5.14



Фиг. 5.15

водите му при активен товар, необходимо е да се увеличава възбудителният ток едновременно с увеличаване на натоварването му. При индуктивно-активен товар възбудителният ток трябва да се увеличава с по-големи стойности, а при capacitивно-активен товар — с увеличаване на натоварването възбудителният ток трябва да се намалява.

*Асинхр. двигател,
както и асинхр. генератор
не развиват
момент.*

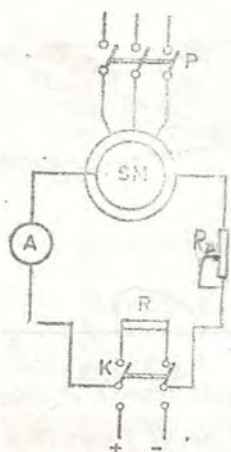
226. 5.5. Синхронен двигател

Ако роторът на синхронната машина е неподвижен, а възбудителната ѝ намотка е свързана с източник за постоянен ток, съществува само магнитното поле на ротора. При свързване на статорната намотка към мрежа за трифазен променлив ток от протичащите в нея токове се поражда въртящо се магнитно поле. От взаимодействието на двете магнитни полета се получава въртящ момент, който е хармонична функция на ъгъла θ (5.11), тъй като поради значителния инерционен момент на ротора той не може да се завърти в момента на включване на статорната намотка с честотата на въртящото се магнитно поле n_0 . Средната стойност на въртящия момент при пускане $M_{\text{ср. пуск}}$ е

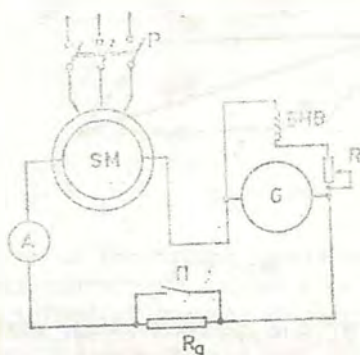
$$(5.13) \quad M_{\text{ср. пуск}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_m \sin \theta d\theta = 0,$$

което показва, че двигателят не развива пусков въртящ момент. Ето защо при съвременните синхронни двигатели се прилага асин-

хронно пускане. За целта върху ротора се разполага накъсо съединена намотка, аналогична на тази, която имат асинхронните двигатели с ротор, съединен накъсо. За облекчаване на пусковия режим на синхронния двигател могат да бъдат приложени същите



Фиг. 5.16



Фиг. 5.17

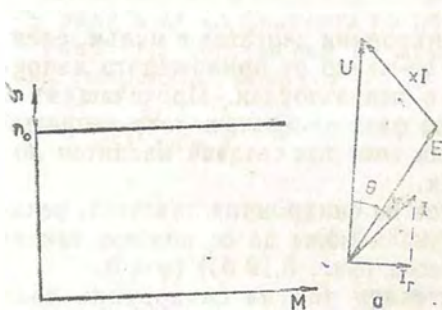
методи, които се използват за намаляване на пусковия ток на асинхронните двигатели с ротор, съединен накъсо.

При неподвижен ротор електродвижещото напрежение, което се индукира във възбудителната намотка, може да получи недопустимо висока стойност, която да предизвика пробив в намотката. Ето защо първоначално възбудителната намотка се включва към резистора R (фиг. 5.16), съпротивлението на който се избира около десет пъти по-голямо от това на възбудителната намотка. По отклонението на амперметъра A от магнетоелектрическата система, включен във веригата на възбудителната намотка, може да се съди за хода на пусковия процес. Нулевото деление на амперметъра е в средата на скалата му. В началото на пусковия процес честотата на индукираните в ротора токове е висока ($f_2 = sf$) и поради инертността си стрелката на амперметъра не успява да следва промяната на посоката им и вибрира около нулевото деление на скалата. Когато честотата на въртене на ротора се увеличи достатъчно много, честотата на роторните токове намалява значително и стрелката на амперметъра започва да се колебае бавно около нулевото си деление. При това положение с ключа K възбудителната намотка се превключва към източника за постоянен ток. Така роторът се намагнитва и се появява допълнителен, синхронизиращ въртящ момент, под действието на който той се ускорява и честотата му на въртене се изравнява с тази на въртящото магнитно поле n_0 , създадено от ста-

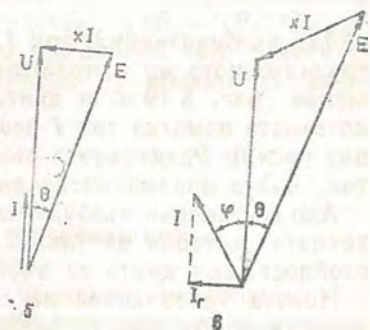
торните токове. Роторът на синхронния двигател остава да се върти с честота n_0 .

Пускането на синхронния двигател може да се осъществи и с постоянно включен възбудителен генератор (фиг. 5.17), като се използва обстоятелството, че това е генератор с паралелно възбуждане, който се привежда във въртене от самия синхронен двигател и при честоти на въртене по-ниски от $60 \div 70\%$ от номиналната процесът на самовъзбуждане не може да настъпи. Така през котвената намотка G на възбудителния генератор протича променлив ток под действието на променливото е. д. н., породено във възбудителната намотка на синхронния двигател и тя със собственото си съпротивление изпълнява функциите на резистора R от фиг. 5.16. За ограничаване на протичащия променлив ток във веригата може да бъде включен и резисторът R_d . Когато честотата на въртене на синхронния двигател надвиши определена стойност, започва процес на самовъзбуждане на възбудителния генератор и през възбудителната намотка на синхронния двигател протича постоянен ток. Ако във веригата е включен резистор R_d , той може да се изключи с помощта на прекъсвача Π , чрез което се увеличава възбудителният ток на синхронния двигател и под действието на създадения допълнителен синхронизиращ въртящ момент роторът му се ускорява и той заработва като синхронен. В случаите, когато не се поставя допълнително съпротивление R_d , пусковият процес на синхронния двигател се опростява твърде много и наподобява пускането на асинхронен двигател с ротор, съединен на късо.

Характерна особеност на синхронния двигател е тази, че честотата на въртене на ротора му остава неизменна и равна на честотата на въртене на въртящото се магнитно поле n_0 въпреки увеличаването на съпротивителния момент, създаван на вала му от ня-



Фиг. 5.18

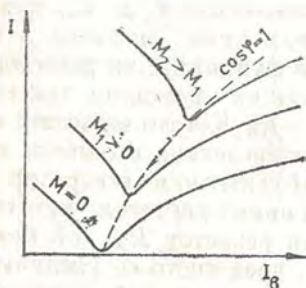


Фиг. 5.19

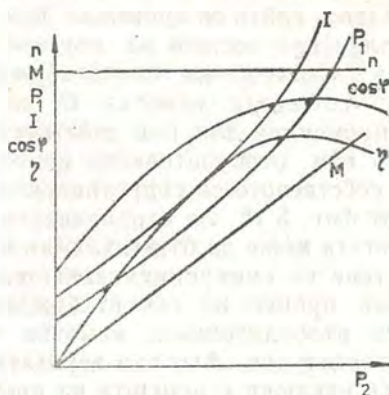
какъв производствен механизъм. Синхронният двигател има абсолютно твърда механична характеристика (фиг. 5.18).

Премяната на възбудителния ток на синхронния двигател предизвиква изменение на неговото е. д. н. E , а чрез него и на макси-

малната стойност на въртящия момент $M_m = \frac{3UE}{\omega X}$. Едновременно с това се променя и реактивният ток на синхронния двигател. На фиг. 5.19 са показани опростените векторни диаграми за три различни степени на възбуждане на синхронния двигател при неизме-



Фиг. 5.20



Фиг. 5.21

нен съпротивителен момент на вала му. При пренебрегване на напрехителния пад в активното съпротивление в котвената верига ($IR=0$) приложеното напрежение се уравновесява само от електродвижещото напрежение E и от напрежителния пад в индуктивното съпротивление IX в котвената верига

$$(5.14) \quad \dot{U} = E + jXI$$

Ако възбудителният ток I_b на синхронния двигател е малък, електродвижещото му напрежение E е по-малко от приложеното напрежение (фиг. 5.19 а) и двигателят е недовъзбуден. Протичащият в котвената намотка ток I изостава по фаза от приложеното напрежение ($\varphi > 0$). Реактивната съставка на този ток създава магнитен поток, който донамагнитва двигателя.

Ако се увеличи възбудителният ток на синхронния двигател, реактивната съставка на тока I намалява и може да се подбере такава стойност, при която тя въобще липсва (фиг. 5.19 б)) ($\varphi = 0$).

Новото увеличаване на възбудителния ток на синхронния двигател води до увеличаване на електродвижещото му напрежение ($E > U$) и той се оказва превъзбуден (фиг. 5.19 в). При това положение котвеният ток на синхронния двигател изпреварва по фаза приложеното напрежение ($\varphi < 0$) и той работи с капацитивен фактор на мощността, като не само задвижва работната машина, присъединена към вала му, но и се явява като съоръжение, което подобрява фактора на мощността на електроразпределителната мрежа, към

като са включени и други консуматори. Освен това способността на синхронния двигател да бъде претоварван се повишава, тъй като в превъзбудено състояние нараства електричеството му напрежение, което довежда до увеличаване на максималния му въртящ момент ($M_m = \frac{E \cdot I}{\omega X}$). Ето защо този режим се избира като основен и за него се посочват номиналните параметри на двигателя.

Зависимостта на вълнения ток на синхронния двигател от възбудителния му ток при постоянна стойност на съпротивителния момент на вала му ($M = const$) и на захранващото напрежение ($U = const$) се дава с така наречените V-образни характеристики (фиг. 5.20).

Работните характеристики на синхронния двигател са показани на фиг. 5.21.

Честотата на въртене на двигателя не зависи от натоварването му и скоростната му характеристика ($n = f(P_2)$) е права, успоредна на абсцисната ос. Характеристиката на въртящия момент ($M = f(P_2)$) се изразява с права, минаваща през началото на координатната система ($M = \frac{P_2}{\omega}$).

Зависимостта на фактора на мощността $\cos \varphi$ от натоварването P_2 се определя от зададения възбудителен ток. Ако се подбере такава възбуждане на двигателя, че при номинално натоварване той да работи с фактор на мощността $\cos \varphi = 1$, при непълнен товар двигателят се оказва превъзбуден и работи с изпреварващ по фаза ток, а при претоварване двигателят е недовъзбуден и работи с изоставащ по фаза ток.

Зависимостта на коефициента на полезно действие η от натоварването на двигателя ($\eta = f(P_2)$) има аналогичен характер, както и за асинхронния двигател.

Консумираната мощност P_1 зависи както от полезната мощност P_2 , така и от коефициента на полезно действие η ($P_1 = f(P_2; \eta)$).

Токът I_1 , консумиран от мрежата за променлив ток, зависи от консумираната мощност P_1 и от фактора на мощността $\cos \varphi$

$$I_1 = \left(\frac{P_1}{\sqrt{3} U_d \cos \varphi} \right).$$

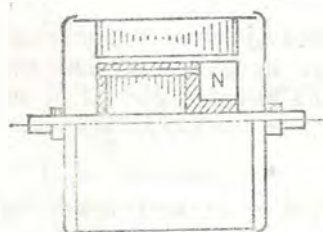
5.6. Синхронни микромашини

В много случаи възниква необходимост от задвижване с постоянна честота на въртене на механизми, създаващи твърде малко натоварване на задвижващия ги двигател — до няколко вата. Използването на синхронни двигатели, изпълнени по разгледаната вече конструктивна схема, се оказва неудобно, тъй като наличието на възбудителна намотка, захранвана от източник за постоянен ток, усложнява значително конструкцията на маши-

ната, затруднява експлоатацията ѝ и намалява сигурността ѝ. В тези случаи имат предимство специални маломощни синхронни машини без възбудителна намотка, наречени синхронни микромашины.

5.6.1. Синхронни микромашины с постоянни магнити

Върху ротора на тези машини са разположени постоянни магнити вместо електромагнити с възбудителна намотка. За изработване на постоянните магнити се използват



Фиг. 5.22

специални феромагнитни сплави като алин, алнико, магнито и др., притежаващи достатъчно широк хистерезисен цикъл и значителна стойност на остатъчната магнитна индукция. Това позволява да се изработят синхронни микромашины, мощността на които достига до $15 \div 20$ W. Роторът на тези машини може да бъде изпълнен по различен начин. Най-често той е с неявно изразени полюси на постоянните магнити като междините се запълват с алуминий, за да придобие цилиндрична форма (фиг. 5.22). Върху рото-

ра се разполага също съединена накъсо намотка, каквато имат асинхронните двигатели с ротор, съединен накъсо. Това е пускова намотка на двигателя. В каналите на статора се разполага намотката за променлив ток. Принципът на работа на синхронната машина с постоянни магнити не се различава от разгледания принцип на работа на синхронен двигател и генератор.

Работните характеристики на синхронната машина с постоянни магнити са по-лоши от тези на машината с нормално изпълнение. Използват се като генератори или като двигатели при честота от 50 до 500 Hz.

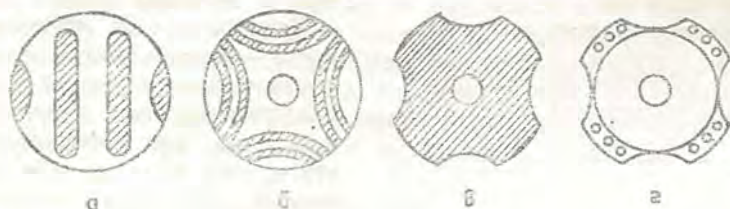
5.6.2. Синхронни реактивни двигатели

Роторът на синхронните реактивни двигатели е без собствено магнитно поле и се изработва по такъв начин, че да осигури различно магнитно съпротивление в радиално направление. Конструктивното му изпълнение може да бъде различно (фиг. 5.23) и обикновено се изработва чрез заливане с разтопен алуминий на стоманени листове от магнитно мек материал. Реактивните синхронни двигатели се изпълняват като двуфазни и трифазни.

Принципът на действие на реактивния синхронен двигател може да се поясни, ако се разгледат силите, действащи върху ротор

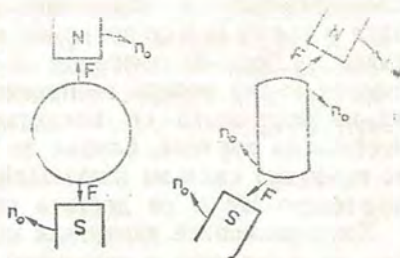
от магнитно мек материал, поставен във въртящо се магнитно поле.

Ако във въртящото се магнитно поле е поставен цилиндричен ротор (фиг. 5.24 а), се пораждат сили на притегляне, действащи върху ротора само в радиална посока и роторът остава неподвижен.



Фиг. 5.23

Но ако във въртящото се магнитно поле се постави ротор с явно изразени полюси (фиг. 5.24 б), притегателните сили, които действуват върху ротора, имат радиални и тангенциални съставки. Тангенциалните съставки на тези сили създават въртящ момент, който привежда ротора във въртене в посока на въртящото се магнитно поле. Големината на тангенциалната съставка на притегателната сила, действаща върху неподвижен ротор, а следователно и големината на реактивния въртящ момент, се изменят по периодичен закон във функция от ъгъла θ , сключен между оста на полюсите на ротора и направлението на линиите на въртящото се магнитно поле. Ето защо при пускане на двигателя реактивният въртящ момент има средна стойност, равна на нула, и двигателят тръгва като асинхронен от взаимодействието между въртящото се магнитно поле и породените от него вихрови токове в алуминиевата част на ротора. При честота на въртене на ротора близка до синхронната под действието на реактивния въртящ момент роторът се ускорява допълнително и продължава да се върти с постоянна честота n_0 .

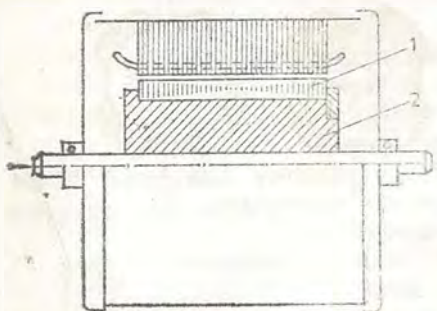


Фиг. 5.24

5.6.3. Синхронни хистерезисни двигатели

Синхронните хистерезисни двигатели се изпълняват както като двуфазни, така и като трифазни, в съответствие с което в каналите на статора се поставя еднофазна или трифазна намотка. Роторът на тези двигатели (фиг. 5.25) е неявнополю-

сен и се изработва от магнитно твърд материал с широк хистерезисен цикъл. Най-често от магнитно твърд материал се изработва тънкостенната втулка 1, като се закрепва върху пластмасовия цилиндър 2, чрез което се намалява инерционният момент на двигателя и неговата цена.



Фиг. 5.25

При включване на статорната намотка към източник на променливо захранващо напрежение от протичащите в нея токове се поражда въртящо се магнитно поле, което възбужда вихрови токове във втулката от магнитно твърд материал. От взаимодействието на вихровите токове с пораждащото ги въртящо се магнитно поле се създава въртящ момент както при асинхронните двигатели с ротор, съединен на късо. Същевременно се извършва циклично пренамагнитване на втулката и върху нея се появяват магнитни полюси, броят на които е равен на броя на полюсите на въртящото се магнитно поле. Полюсите върху ротора се преместват по периферията му по посока на въртящото се магнитно поле. Когато роторът придобие честота на въртене, близка до тази на въртящото се магнитно поле, се появяват сили на взаимодействие, които го увеличават по посока на въртенето му и се достига синхронната скорост.

Хистерезисните двигатели имат по-висок к. п. д. и по-добър фактор на мощността в сравнение с реактивните синхронни двигатели. Съществено тяхно предимство е също така възможността да се променя честотата им на въртене чрез изменение на двойките полюси на статорната намотка.

23 В 5.7. Подобряване на фактора на мощността в електроразпределителните мрежи

Консуматорите на електрическа енергия в промишлените предприятия могат да се класифицират в зависимост от вида на съпротивлението, което имат, в две групи: консуматори, притежаващи само активно съпротивление и такива с активно и индуктивно съпротивление. Към първата група се отнасят електросъпротивителните нагревателни пещи, лампите с нажежаваща се нишка и др., в които електрическата енергия се превръща в топлинна в съответствие със закона на Джаул-Ленц. Към втората група се отнасят асинхронните двигатели, трансформаторите, индукцион-

ните нагревателни уреди и др. при които превръщането на електрическата енергия в друг вид се осъществява чрез използване на магнитно поле. При това консуматорите от втората група създават от 60 до 95% от общото натоварване в дадено промишлено предприятие, поради което то може да се разглежда като един активно-индуктивен товар, включен в електроразпределителната мрежа.

Процесът на преобразуване на електрическата енергия в друг вид, в съответствие с предназначението на консуматора, може да се характеризира с неговата активна мощност, която в еднофазните мрежи за променлив ток се записва с израза

$$(5.15) \quad P = UI \cos \varphi,$$

а за трифазната мрежа при симетричен консуматор

$$(5.16) \quad p = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi.$$

При зададено натоварване на консуматора ($P = \text{const}$) факторът на мощността $\cos \varphi$ се явява показател за степента на използването на проектните му възможности, както и тези на съоръженията, чрез които става захранването му.

За да протича работата на консуматорите на електрическа енергия при оптимални условия, в електроразпределителната мрежа, от която се осъществява захранването им, се поддържа неизменна стойност на захранващото напрежение, равна на номиналното им напрежение ($U = U_{\text{н}} = \text{const}$). От това следва, че токът на консуматора както при еднофазна система

$$(5.17) \quad I = \frac{P}{U \cos \varphi},$$

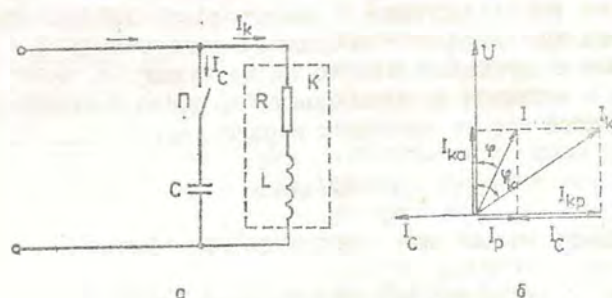
така и при трифазна система

$$(5.18) \quad I_{\text{л}} = \frac{P}{\sqrt{3} U_{\text{л}} \cos \varphi}$$

е обратно пропорционален на фактора на мощността. Чрез подобряване на фактора на мощността на консуматорите може да се намали токът в захранващата мрежа и токоизточника, да се намалят загубите на мощност и на напрежение в тях.

Факторът на мощността на консуматорите може да се подобри при тяхното проектиране и изпълнение. Така намаляването на въздушната междина на асинхронните двигатели и използването на феромагнитен материал с по-голяма магнитна проницаемост при изработването на трансформаторите води до намаляване на реактивната съставка на тока, която е необходима за създаване на магнитно поле, и до подобряване на фактора на мощността. Но по такъв начин не може да се постигне достатъчно висок фактор на мощността, тъй

като за да работят тези съоръжения, необходимо е в тях да се възбужда магнитен поток, създаден от реактивната съставка на тока. Освен това в процеса на работа се променя натоварването на съоръженията, а както бе посочено по-горе, това води до промяна на фактора на мощността.



Фиг. 5.26

Факторът на мощността на промишлените предприятия може да се подобри чрез прилагане на някои организационнотехнически мерки, а именно:

- 1) правилно подбиране на двигателите по мощност в зависимост от натоварването, което създава задвижваната работна машина, присъединена към вала им;
- 2) замяна на двигателите и трансформаторите, работещи с непълно натоварване, с двигатели с по-малка мощност;
- 3) ограничаване на празния ход на двигателите;
- 4) превключване на статорната намотка на ненатоварените асинхронни двигатели от свързване в триъгълник в свързване в звезда;
- 5) използване на синхронни двигатели, които могат да работят в превъзбудено състояние с капацитивен фактор на мощността, вместо асинхронни двигатели в случаите, когато това е възможно.

Ако тези мерки се окажат недостатъчни за постигане на зададена стойност на фактора на мощността на промишленото предприятие, налага се да се използват допълнителни технически средства.

Токът I_k (фиг. 5.26 а) на консуматора K , имащ активно-индуктивно съпротивление, може да се представи като сума от две съставки; активна I_{ka} и реактивна I_{kr} (фиг. 5.26 б)

$$(5.19) \quad I_k = I_{ka} + I_{kr}.$$

Активната мощност на консуматора се определя само от активната съставка на тока

$$(5.20) \quad P = UI_k \cos \varphi = UI_{ka}.$$

Ако се компенсира реактивната съставка на тока ($I_{kr} = I_k \sin \varphi$), може да се осигури същата активна мощност на консуматора при

по-малък ток в електропреносната линия. Така, ако успоредно на консуматора K се включи кондензаторът C (фиг. 5.26 а), токът I в електропреносната линия в съответствие с първия закон на Кирхоф може да се запише

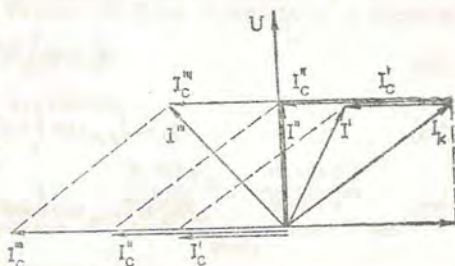
$$(5.21) \quad i = i_k + i_c.$$

При това токът на кондензатора I_c изпреварва по фаза захранващото напрежение на ъгъл $\frac{\pi}{2}$ и е в противофаза с реактивната съставка I_{kr} на тока на консуматора, поради което реактивният ток I_p в захранващата линия се явява по големина равен на разликата и

$$(5.22) \quad I_p = I_{kr} - I_c.$$

Активната съставка на тока I_{ka} на консуматора не се променя, вследствие на което общият ток в захранващата линия след включване на кондензатора намалява до I (фиг. 5.26 б)), а факторът на мощността се повишава до $\cos \varphi$.

Изменението на капацитета на кондензатора води до изменение на тока през него, чрез което е възможно да се постигне частично или пълно компенсиране на реактивната съставка на тока I_{kr} на консуматора. При пълна компенсация токът в захранващата линия има минимално възможната си стойност при дадена активна мощност на консуматора и е равен на активната съставка I' , (фиг. 5.27), а факторът на мощността придобива максимално възможната си стойност ($\cos \varphi = 1$). Увеличението на капацитета на кондензатора над стойността, при която е постигната пълна компенсация води до ново увеличение на тока в захранващата линия, както това е пояснено с векторната диаграма на фиг. 5.27.



Фиг. 5.27

Увеличението на тока в захранващата линия се определя от тока на кондензатора I_c .

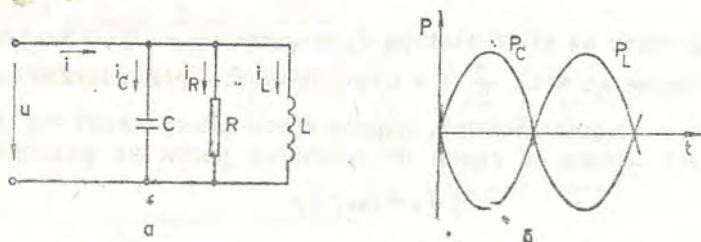
Като се има предвид, че токът I_c през кондензатора при постоянни стойности на кръговата честота ($\omega = \text{const}$) и на захранващото напрежение ($U = \text{const}$) е пропорционален на капацитета му

$$(5.23) \quad I_c = \frac{U}{X_c} = \frac{U}{\frac{1}{\omega C}} = \omega CU,$$

следва, че изменението на тока в захранващата линия е пропорционално на капацитета на кондензатора C ($I = f(C)$). На вектор-

ната диаграма (фиг. 5.27) ясно се разграничават зоните на непълна компенсация и на прекомпенсация.

Значителен интерес представлява въпросът за баланса на реактивните мощности при повишаване на фактора на мощността на електропреносните линии.



Фиг. 5.28

Веригата от фиг. 5.26 а може да бъде представена чрез еквивалентната ѝ в енергийно отношение верига от паралелно свързани елементи, показана на фиг. 5.28 а. Ако приемем, че напрежението в краищата на тази верига е

$$(5.24) \quad u = U_m \sin \omega t,$$

токовете в отделните клонове могат да се запишат чрез изразите:

$$(5.25) \quad i_R = I_{Rm} \sin \omega t;$$

$$(5.26) \quad i_L = I_{Lm} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right);$$

$$(5.27) \quad i_C = I_{Cm} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right).$$

Моментните мощности в бобината и кондензатора могат да се запишат с изразите

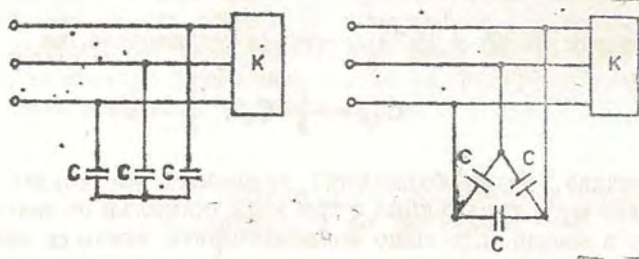
$$(5.28) \quad p_L = u i_L = -U I_L \sin 2\omega t;$$

$$(5.29) \quad p_C = u i_C = U I_C \sin 2\omega t.$$

На фиг. 5.28 б са дадени графиките на тези функции. Във всеки момент от време p_L и p_C имат противоположни знаци, а в режим на пълна компенсация ($\cos \varphi = 1$) те са и с равни големина. Това показва, че реактивната енергия се обменя между магнитното поле на бобината и електрическото поле на кондензатора, като реактивната мощност на цялата система (разглеждана като един нов консуматор ($Q = Q_L + Q_C$) е равна на нула, т. е. системата сама покрива

нуждите си от реактивна енергия. В този случай мощността в електрозахранващата линия е равна само на активната мощност на консуматора.

Ако захранването на консуматора се осъществява по двупроводна линия, за определяне на необходимия капацитет C на конден-



Фиг. 5.29

затора, който трябва да бъде включен за подобряване на фактора на мощността в нея от $\cos \varphi_k$ до $\cos \varphi$, следва да бъдат зададени стойностите на мощността P_k на консуматора и напрежението U на захранващата линия.

[От зависимостта 5.22 и от векторната диаграма на фиг. 5.26 б следва, че токът на кондензатора (за да се постигне желаното подобрене на фактора на мощността в захранващата линия) е

$$(5.30) \quad I_C = I_{kP} - I_P$$

От зависимости те (5.30) и (5.23) следва

$$(5.31) \quad C = \frac{I_{kP} - I_P}{\omega U} = \frac{I_k \sin \varphi_k - I \sin \varphi}{\omega U} = \frac{\frac{P_k \sin \varphi_k}{U \cos \varphi_k} - \frac{P \sin \varphi}{U \cos \varphi}}{\omega U} = \frac{P_k}{\omega U^2} (\operatorname{tg} \varphi_k - \operatorname{tg} \varphi)$$

Ако консуматорът е трифазен, за подобряване на фактора на мощността на електропреносната мрежа, от която той се захранва, е необходимо да се използва трифазен кондензатор, при което последният може да бъде свързан в звезда или в триъгълник.

При свързване на кондензатора в звезда (фиг. 5.29) капацитетът му за една фаза може да се определи от зависимостта

$$(5.32) \quad C_{\text{фх}} = \frac{P_k}{3 U_{\text{ф}}^2 \omega} (\operatorname{tg} \varphi_k - \operatorname{tg} \varphi) = \frac{P_k}{\omega U_{\text{л}}^2} (\operatorname{tg} \varphi_k - \operatorname{tg} \varphi)$$

При свързан в триъгълник кондензатор капацитетът му за една фаза може да се определя от зависимостта

$$(5.33) \quad C_{\phi A} = \frac{P_{\kappa}}{3\omega U_{\phi}^2} (\operatorname{tg} \varphi_{\kappa} - \operatorname{tg} \varphi) = \frac{P_{\kappa}}{3 U_{\Delta}^2 \omega} (\operatorname{tg} \varphi_{\kappa} - \operatorname{tg} \varphi).$$

От изразите (5.32) и (5.33) лесно се установява, че

$$(5.34) \quad C_{\phi A} = \frac{1}{3} C_{\phi \Delta},$$

което показва, че необходимият капацитет на кондензатора при свързването му в триъгълник е три пъти по-малък от този при свързването му в звезда. Ето защо кондензаторите, които се използват за подобряване на фактора на мощността в електропреносните мрежи за ниско напрежение, се свързват в триъгълник.

За подобряване на фактора на мощността на електропреносните мрежи се използват също така и синхронни компенсатори. Те представляват синхронни машини с облекчена конструкция, тъй като работят без механично натоварване. При превъзбуждане на синхронния компенсатор токът, който протича в статорната намотка, изпреварва по фаза приложеното напрежение и се явява генератор на реактивна мощност.

Синхронните двигатели в превъзбудено състояние също работят с капацитивен фактор на мощността, при което не само задвижват някаква работна машина, но и подобряват фактора на мощността на електропреносната мрежа.

ШЕСТА ГЛАВА

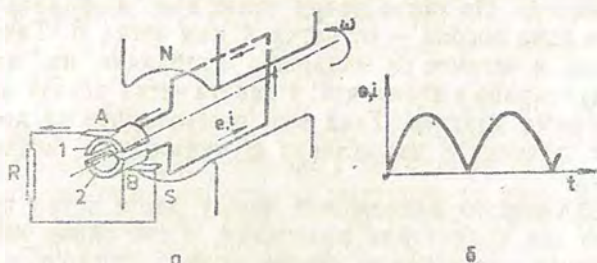
24в. МАШИНИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

Електрическата енергия се произвежда и разпределя в съвременните енергийни системи като енергия на променлив трифазен ток. Това облекчава захранването на двигателите за променлив ток. Като се има предвид, че асинхронните и синхронни машини имат по-добри икономически и експлоатационни показатели, лесно е да се обясни тяхното преимуществено използване в народното стопанство. В много случаи обаче машините за постоянен ток се предпочитат поради някои техни предимства. Така двигателите за постоянен ток с последователно възбуждане имат характеристики, които най-добре отговарят на изискванията на електрифицирания транспорт. Двигателите за постоянен ток с паралелно възбуждане широко се използват за задвижване на механизми с

регулируема честота на въртене и напрегнат режим на работа. С развитието и усъвършенствването на полупроводниковите токоизправителни елементи генераторите за постоянен ток все по-често се заменят от статични токоизправители, които имат по-добри технико-икономически показатели. Генераторите за постоянен ток все още запазват своята област на приложение: за захранване на различни консуматори (възбудителните намотки на синхронните генератори), за електродъгово заваряване, за преобразователни агрегати в системата генератор—двигател и др.

6.1. Принцип на действие и устройство на машините за постоянен ток

За да се индуцира в един контур постоянно е. д. н., необходимо е скоростта на изменение на магнитния поток, свързан с контура, да остава постоянна ($e = -\frac{d\Phi}{dt} = const$). Това условие не може да бъде реализирано поради невъзможността да се осигури непрекъснато нарастване или намаляване на магнитния поток Φ , свързан с контура. Ето защо съвременните машини за постоянен ток се изграждат аналогично на машините за променлив ток. По същество те са машини за променлив ток, но чрез колекторно-четковия апарат се осъществява такова превключване на отделните части на котвената намотка, което осигурява постоянна посока на е. д. н. по отношение на външната верига.

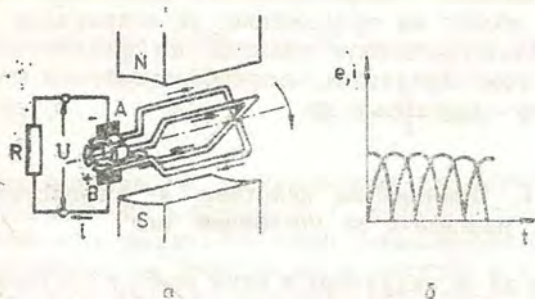


Фиг. 6.1

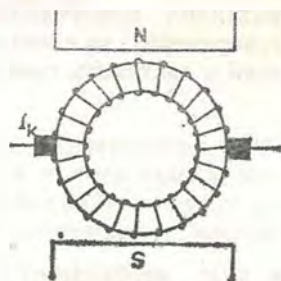
Ако една навивка се върти с постоянна честота в магнитно поле, в нея възниква променливо е. д. н., изменящо се във времето по периодичен закон. На този принцип са изградени генераторите за променлив ток, разгледани в глава първа. За да се осъществи токоизправяне и да се получи ток във външната верига, който да запазва посоката си, краищата на навивката се свързват с два метални полупръстена 1 и 2, образувачи колектора (фиг. 6.1 а). До тези пластинки се допират токопроводящи четки А и В, съединяващи

навивката, представляваща котвената намотка на генератора с външната верига.

За да се извърши токоизправяне при най-благоприятни условия, четките трябва да бъдат поставени така, че да сменят полуиръстена,



Фиг. 6.2



Фиг. 6.3

с който контактуват, когато индуктираното в навивката променливо е. д. н. има нулева стойност. Четката *A* се допира последователно към колекторните пластинки *1* и *2* в интервала от време, когато свързаният към тях проводник се намира под северния полюс на постоянния магнит. Четката *2* от своя страна се допира последователно до колекторните пластинки *2* и *1* в интервала от време, когато свързаният към тях проводник се намира под южния полюс на постоянния магнит. По такъв начин токът във външната верига протича само в една посока — от четка *A* към четка *B*. Така с помощта на колектора и четките се извършва изправяне на променливото е. д. н., индуктирано в навивката, и едната четка остава винаги положителна спрямо другата. Така при генераторите за постоянен ток колекторът и четките изпълняват функциите на механичен токоизправител.

Електродвижещото напрежение между двете четки при машина, имаща само две колекторни пластинки, е със силно изразени пулсации. За всяко завъртане на ротора на ъгъл 2π рад е. д. н. нараства два пъти до максималната си стойност и намалява до нула, както това е показано на фиг. 6.1 б.

За да се намалят пулсациите на е. д. н., на оста на машината може да се постави още една навивка, идентична по конструкцията с първата, но лежаща в равнина, перпендикулярна на нея, както това е показано на фиг. 6.2 а. Краищата на двете навивки в този случай се извеждат на колекторни пластинки, които представляват четвъртинки от пръстени. Четките, които осъществяват връзките с външната верига, се разполагат по същия начин, както при машината, съставена от една навивка, показана на фиг. 6.1 а.

В двете навивки се индуктира променливо е. д. н., като това на

втората навивка изостава спрямо първото с фазова разлика $\frac{\pi}{2}$.

Двете четки последователно се допират до четирите колекторни пластинки, като с външната верига в даден момент се съединяват само тези две пластинки, между които е. д. н. е по-високо отколкото това между другите две (фиг. 6.2 б). Пулсациите на е. д. н., действащо между четките A и B , са значително по-малки от тези на е. д. н. на машина, съставена от една навивка. Но всяка навивка допринася за създаване на е. д. н. на машината само за време, равно на половин период. Ето защо използването на котвената намотка е неикономично, поради което не се произвеждат машини с несвързани роторни намотки.

Още в първите машини за постоянен ток — машините с пръстеновидна котва на Якуби и Граам, навивките на ротора са били съединени в една непрекъсната намотка. На фиг. 6.3 е показано принципното устройство на машина с пръстеновидна котва. Е. д. н. между четките на такава машина е равно на сумата от е. д. н. на всички навивки, разположени под единия полюс, тъй като чрез четките непрекъснатата котвена намотка е разделена на два паралелни клона.

Поради неикономичното използване на вложения материал и технологични трудности при изработването им машините с пръстеновидна котва сега не се използват.

Ако оста на някои от разгледаните машини не се привежда във въртене от външен въртящ момент и изводите ѝ се свържат не с товарния резистор R , а с източник на постоянно напрежение, тя преминава от генераторен в двигателен режим на работа.

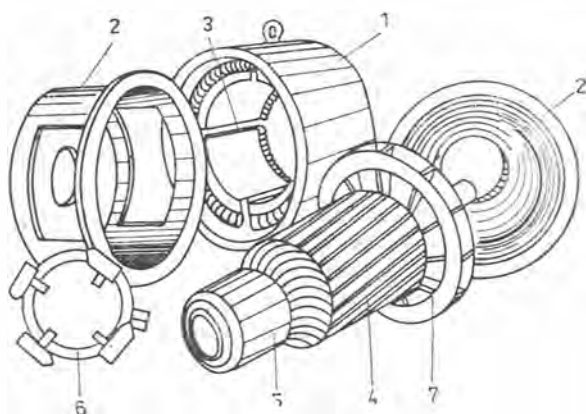
Котвената верига се затваря чрез четките и колектора и през проводниците ѝ протича ток. От взаимодействието на този ток с магнитното поле на постоянния магнит възникват механични сили, които се стремят да изнесат проводниците извън магнитното поле. Под действието на механичните сили възниква въртящ момент, който привежда подвижната част на машината (роторът) във въртене. Когато проводникът премине от зоната под единия полюс в зоната под съседния, посоката на магнитната индукция се променя, но това не е свързано с промяна на посоката на механичната сила, която му действа, тъй като посоката на тока в проводника също се сменя поради изместването на ротора и смяната на начина на контактуване на четките с колекторните пластинки.

Така колекторът и четките при двигателите за постоянен ток изпълняват функциите на превключвател, променящ посоката на тока в котвените проводници.

На фиг. 6.4 са показани детайлите на съвременна машина за постоянен ток.

Статорният ярем I представлява цилиндър, изработен от стомана с голяма магнитна проницаемост, тъй като освен да предаде механична здравина на машината и да носи лагерните щитове 2 , той е и част от магнитопровода ѝ. За създаване на силно магнитно поле

индукторът се изработва не от постоянни магнити, а от електромагнити 3, наречени основни полюси, които се закрепват към вътрешната повърхност на статорния ярем. Подвижната част на машината — роторът 4, е снабден с колектор 5, до който се допират четките, но-



Фиг. 6.4

сени от четкодържателя 6. За подобряване на охлаждането на машината върху ротора е монтиран и вентилаторът 7.

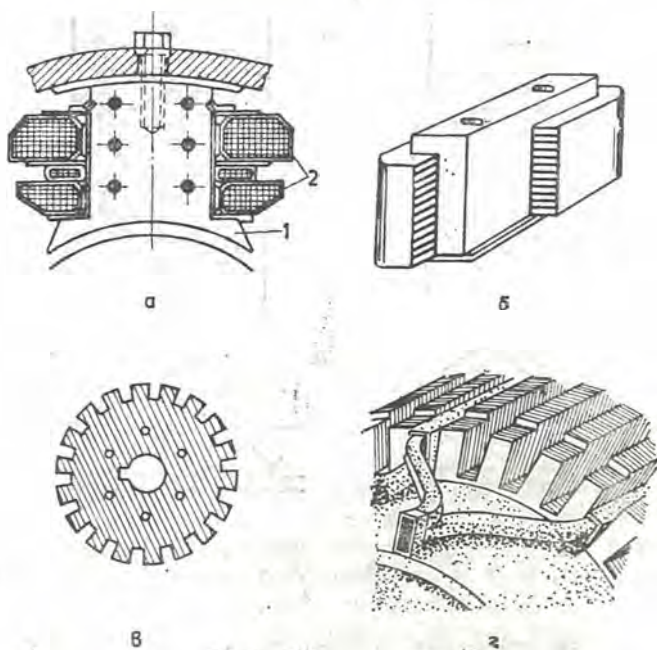
Основните полюси (фиг. 6.5 а) се изработват от листова електротехническа стомана. Частта, обърната към ротора, е разширена и образува полюсен накрайник 1, който придава подходящо разпределение на магнитната индукция във въздушната междина и укрепва разположената върху полюса възбудителна намотка 2.]

Към вътрешната повърхнина на статорния ярем между основните полюси се закрепват допълнителни (фиг. 6.5 б). Те се изработват от кована стомана. Намотките, разположени върху допълнителните полюси, се свързват последователно с котвената намотка. Магнитното поле, създадено от допълнителните полюси, служи за намаляване на искренето между четките и колектора. При машините с малка мощност допълнителни полюси не се поставят.

Върху въртящата се част на машините за постоянен ток е поставена котвата с намотките и колектора. Стърцевината на котвата се изработва от пластинки от електротехническа стомана (фиг. 6.5 в), събрани в пакет, така че изрязаните в тях отвори да оформят канали. В тези канали се разполагат частите на котвената намотка, както това е показано на фиг. 6.5 г. С всяка колекторна пластинка се свързват началото на една секция и края на друга по такъв начин, че да образуват непрекъснатата затворена намотка.

Секциите на котвената намотка трябва да имат такава форма и големина, че е. д. н. на отделните проводници, индуктирано в тях, да се сумира. Това може да бъде изпълнено само ако активните страни

на секциите във всеки момент се намират под разноименни полюси (N и S) на индуктора, т. е., ако те са разположени в канали, отстоящи един от друг на разстояние, приблизително равно на едно полюсно деление τ .



Фиг. 6.5

Според вида на секциите котвените намотки се разделят на листови и вълнови. При листовите намотки изводите на една секция се свързват със съседни колекторни пластинки, както това е показано на фиг. 6.6 а. С плътни линии са изобразени проводниците, които са от страната на колектора (челните съединителни проводници), а с прекъснатата линия са обозначени съединителните проводници от противоположната на колектора страна (тилните съединителни проводници).

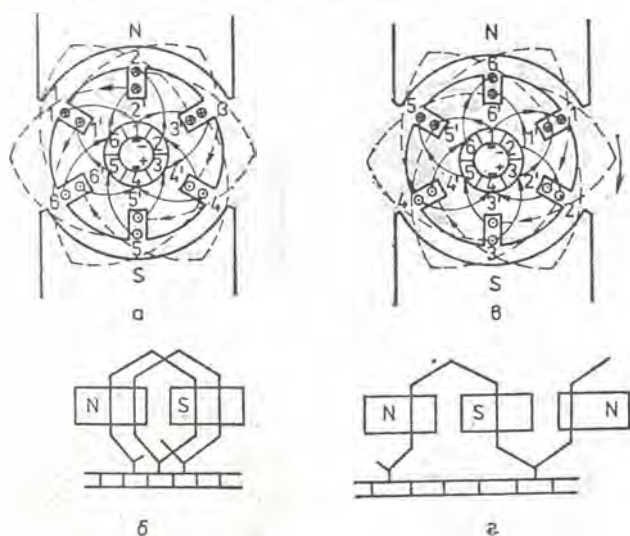
На фиг. 6.6 б е показана част от листовата намотка в разгънат вид. Формата на секциите наподобява стилизиран лист, откъдето произхожда наименованието на този вид намотки.

При вълновата намотка изводите на секциите се свързват с колекторни пластинки, отстоящи на значително разстояние една от друга. На фиг. 6.6 в е показана такава намотка, а на фиг. 6.6 г — част от нея в разгънат вид. Формата на секцията наподобява начупена вълна, откъдето произхожда наименованието на този вид намотка.

Листовите намотки се използват при машини с ниско напре-

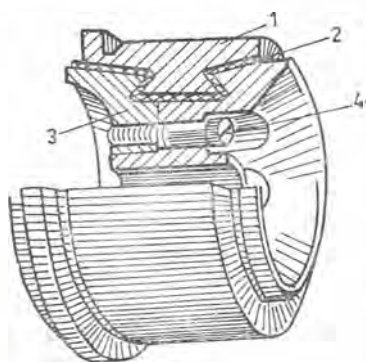
жение и голям ток, а вълновите — при машини с по-високо напрежение и неголям ток.

Котвените намотки, които бяха разгледани досега, образуват един затворен контур и се наричат прости котвени намотки. При машини,



Фиг. 6.6

предназначени за по-големи токове, в каналите на ротора могат да се разположат една, две или повече намотки, еднакви по конструкция, несвързани помежду си, но по същия начин изведени на колекторни пластинки както първата намотка. Връзката между отделните прости намотки се осъществява чрез четките и колекторните пластинки. Тези намотки се наричат сложни или многократни.

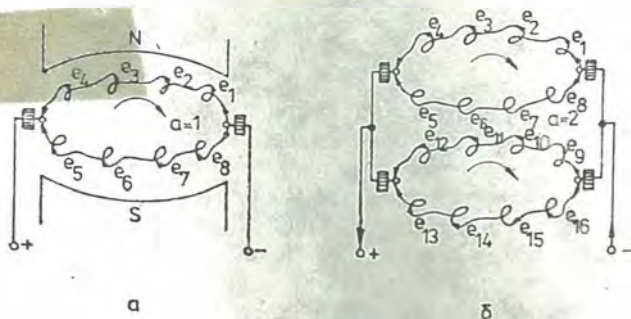


Фиг. 6.7

Колекторът на съвременните машини за постоянен ток се състои от отделни медни пластинки 1 (фиг. 6.7), изолирани помежду си и от вала на машината с подложки от миканит 2. Миканитът е изолационен материал, представляващ слепени с шеллак листа от слюда. Долният край на пластинките има трапецовидна форма, което позволява те да бъдат събрани и стегнати с помощта на крепежна втулка 3 посредством болтове 4.

До колектора се допират неподвижни четки, закрепени в специал-

ни гнезда на четкодържател. Чрез тези четки подвижните проводници на роторната намотка се свързват с външната верига. Функцията на колектора и четките е пояснена на фиг. 6.8. Роторната намотка е изобразена като няколко навивки, свързани в затворена верига.



Фиг. 6.8

Чрез четките индуктираните е. д. н. в навивките се отвеждат към външната верига. Четките разделят котвената верига на четен брой ($2a$) паралелни клона. Е. д. н. на всички навивки от един паралелен клон се сумират. Лесно е да се забележи, че броят на навивките във всички паралелни клонове остава един и същи във всеки момент от време. Въпреки че големината на е. д. н. във всяка отделна навивка непрекъснато се изменя, сумарното е. д. н. за всеки паралелен клон е постоянно и еднакво за всички паралелни клонове.

При въртене на ротора навивки от един паралелен клон преминават в друг. За да протича този процес без искрене, четките трябва да бъдат разположени така, че това преминаване да се извършва, когато в навивката не се индутира е. д. н. от основния магнитен поток, т. е. когато страните на секцията се намират на границата между два съседни полюса. Магнитната индукция в тези места от повърхността на котвата има нулева стойност. Линията, която свързва точки от повърхността на котвата с магнитна индукция, равна на нула, се нарича физична неутрална линия, а линията, разделяща машината на симетрични части, в които са включени разноименни полюси, се нарича геометрична неутрална линия. Когато в котвената намотка не протича ток, тези линии съвпадат.

6.2. Електродвижещо напрежение на машините за постоянен ток

Ако роторът на машината за постоянен ток се привежда във въртене от някакъв двигател (при генераторен режим на работа) или от собствен въртящ момент (при двигателен режим на работа), в котвената намотка се индутира е. д. н., тъй като про-

водниците ѝ пресичат линиите на основното магнитно поле. Моментната стойност на индукираното е. д. н. във всяка навивка на котвената намотка, съгласно основната формула за електромагнитната индукция, е

$$(6.1) \quad e = - \frac{d\Phi}{dt}$$

Всяка двойка полюси на индуктора създава в машината магнитен поток Φ , който два пъти пресича въздушната междина между полюса и котвата. Ако честотата на въртене на ротора е n (сек^{-1}), при всяко завъртане на ротора на ъгъл $2\pi \text{ рад}$, котвената намотка пресича $2p$ пъти магнитния поток и в нея се индукира е. д. н. с честота $f = pn$. Ако в началния момент е. д. н. в дадена навивка е имало нулева стойност, а магнитният поток, свързан с навивката е Φ , след време, равно на половин период, е. д. н. за този контур отново има нулева стойност, а магнитният поток свързан с него, е $-\Phi$. Средната стойност на е. д. н. за една навивка е

$$(6.2) \quad E_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \left(- \frac{d\Phi}{dt} \right) dt = \frac{2}{T} \int_{-\Phi}^{\Phi} d\Phi = 4 pn\Phi.$$

Ако котвената намотка се състои от N проводника, образуващи $\frac{N}{2}$ навивки и четките я разделят на $2a$ паралелни клона, е. д. н. на котвата е

$$(6.3) \quad E = E_{\text{ср}} \frac{N}{2} \frac{1}{2a} = \frac{pN}{a} \Phi n = C_e \Phi n,$$

където $C_e = \frac{pN}{a}$ е една постоянна величина, зависеща от конструктивните особености на машината.

Е. д. н. на машините за постоянен ток е пропорционално на магнитния поток Φ и на честотата на въртене n на ротора. Посоката на е. д. н. на машината за постоянен ток може да се промени, ако се промени посоката на въртене на ротора или ако се смени посоката на тока във възбудителната намотка.

Ако машината за постоянен ток работи като генератор и нейното е. д. н. е по-високо от напрежението на изводите ѝ. От втория закон на Кирхоф следва равенството

$$(6.4) \quad E = IR + I_k R_k = U + I_k R_k,$$

където $U = IR$ е напрежението на изводите на генератора;

R_k — съпротивлението на котвената намотка;

I_k — токът във веригата на котвената намотка;
 $I_k R_k$ — напрежителният пад в котвената намотка на генератора.
 Това равенство носи названието уравнение за равновесие на е. д. н.
 на генератора.

Ако машината за постоянен ток работи като двигател, нейното е. д. н. е по-ниско от напрежението на захранващия източник. Уравнението на равновесие на приложеното напрежение може да се запише във вида

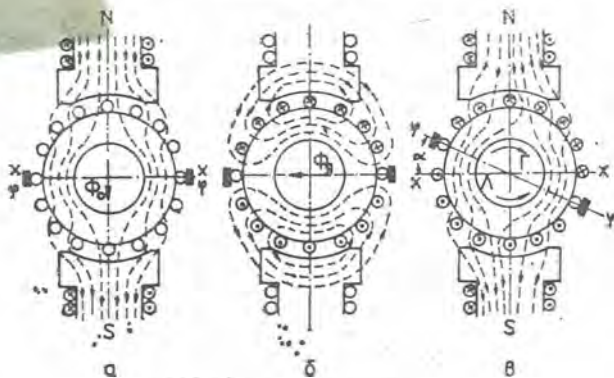
$$(6.5) \quad U = E + I_k R_k,$$

където $I_k R_k$ е напрежителният пад в котвената верига.

6.3. Реакция на тока в котвата при машините за постоянен ток

С термина *реакция на тока в котвата* при машините за постоянен ток се означава въздействието на магнитния поток, създаден от протичащия в котвената намотка ток, върху основното магнитно поле на машината.

Когато в котвената намотка не протича ток, в машината за постоянен ток съществува само основното магнитно поле Φ_0 , създадено от



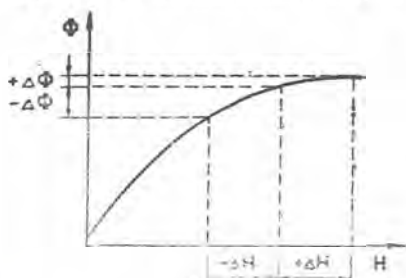
Фиг. 6.9

възбудителния ток. То е разпределено симетрично по отношение на геометричната неутрална линия $-x-x$ (фиг. 6.9 а). Оста на основното магнитно поле съвпада с оста на полюсите (от N към S) (фиг. 6.9 а).

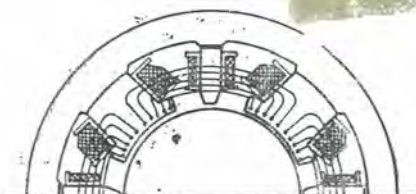
При наговарване на машината за постоянен ток протича ток в котвената намотка ($I_k \neq 0$), който създава свое магнитно поле Φ_d . Оста на магнитното поле от тока в котвената намотка е перпендикуляр-

на оста на полюсите (съвпада с геометричната неутрална линия $x-x$ (фиг. 6.9 б).

Двете магнитни полета действуват в едно и също пространство, поради което те си взаимодействуват. Резултантното магнитно поле, получено от наслагването им, не е симетрично нито по отношение на



Фиг. 6.10



Фиг. 6.11

оста на полюсите, нито по отношение на геометричната неутрална линия. Физичната неутрална линия $\phi-\phi$ (фиг. 6.9 в) се явява изместена от геометричната неутрална линия на ъгъл α . Големината на този ъгъл нараства с увеличаване на натоварването на машината (на котвения ток), а посоката му зависи от режима на работената машина: при генераторен режим отместването е в посока на въртене на ротора, а при двигателен режим — в обратна посока на посоката на въртене на ротора.

Изместването на физичната неутрална линия от геометричната предизвиква искрене по четките, тъй като преминаването на навивките от един паралелен клон в друг се извършва не в момент, когато индуктираното в тях е. д. н. е равно на нула, както това става в случай на празен ход, когато четките лежат на физичната неутрална линия.

Ако магнитопроводът на машината не е наситен и между основния магнитен поток Φ и интензитета на магнитното поле H съществува пропорционалност, реакцията на тока в котвата не променя големината на основния магнитен поток. При наситена магнитна система обаче вследствие реакцията на тока в котвата основният магнитен поток намалява, тъй като увеличаването на магнитния поток $\Delta\Phi$ в тази половина от полюсния крайник, в която се увеличава интензитета на полето с ΔH , е по-малко от намаляването на магнитния поток — $\Delta\Phi$ в омази част от полюсния крайник, в която интензитетът на полето намалява с $-\Delta H$ (фиг. 6.10).

За да се намали вредното влияние на реакцията на тока в котвата, при машините с голяма мощност се поставя компенсационна намотка. Проводниците на компенсационната намотка се разполагат в канали на полюсния крайник (фиг. 6.11) и се свързват последователно с котвената намотка, така че създаденото от компенсацион-

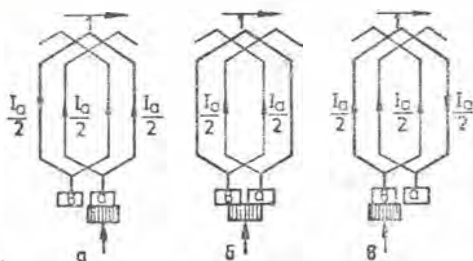
ната намотка магнитно поле да бъде противоположно на магнитното поле, създадено от тока в котвата и почти напълно да го компенсира при всякакъв товар на машината. |

6.4. Комутация при машините за постоянен ток

При въртенето на ротора на машините за постоянен ток всяка секция на котвената намотка последователно преминава през всички паралелни клонове. Явленията, свързани с този процес, се наричат комутация.

Времето за комутация е твърде малко, но за надеждната работа на машините за постоянен ток то е от изключително голямо значение.

В съседните паралелни клонове на котвената намотка токовете имат противоположни посоки (фиг. 6.8). При преминаване от един паралелен клон в друг навивките се свързват накръсо (от четките), а посоката на тока в тях се променя. На фиг. 6.12 е показано изместването на секции от котвената намотка за три последователни момента от време. Бързото изменение на посоката на тока в секциите води до възникване на е. д. н. на самоиндукция b_L , обуславяща появата на ток в комутиращата секция, и при прекъсване на веригата, в който той протича, може да се получи значително искрене между четката и отделящата се от нея колекторна пластинка. Искренето е нежелателно, тъй като се нарушава гладкостта на колектора, а след това четките бързо се износват, което намалява експлоатационната сигурност на машината.



Фиг. 6.12



Фиг. 6.13

Това вредно за машината явление може да се отстрани, ако в комутиращата секция се създаде допълнително е. д. н. e_d , което да компенсира е. д. н. на самоиндукция e_L и да бъде изпълнено равенството $e_L + e_d = 0$.

Това може да се постигне, ако четките се изместят от физичната

неутрална линия така, че в комутиращата секция да се създава е. д. н. от основното магнитно поле на машината вследствие на въртенето на котвата. Този начин за компенсирание на е. д. н. на самоиндукция в комутиращата секция е неудобен, понеже положението на четките трябва да се променя в зависимост от тока в котвената намотка, който се определя от натоварването на машината.

За подобряване на комутацията машините за постоянен ток се снабдяват с допълнителни полюси, които се разполагат на неутралната линия (фиг. 6.13). Намотките на тези полюси се свързват последователно с котвената намотка и създадения от тях магнитен поток е пропорционален на тока в котвата. Поради това съществува възможност както за компенсирание на полето от реакцията на тока в зоната на комутацията, така и за създаване на е. д. н. в комутиращата секция, равно и обратно насочено на е. д. н. от самоиндукция e_L .

Искренето под четките може да се дължи на някои механични причини: лошо притискане на четките към колектора, трептене на четките, неравности по повърхността на колектора и т. н.

✓ 6.5. Въртящ се момент на машините за постоянен ток

От взаимодействието на тока в проводниците на котвата с магнитното поле на индуктора се създава електромагнитен въртящ момент. В двигателен режим този момент обуславя въртенето на ротора, а в генераторен режим той е спирачен и противодействува на момента на първичния двигател, привеждащ във въртене ротора на генератора.

Средната стойност на електромагнитната сила F , която действа върху проводник с дължина l , намиращ се в магнитно поле с индукция B , зависи от големината на протичащия през проводника ток I и може да бъде определена с помощта на закона на Лаплас:

$$(6.6) \quad F = BIl$$

Когато проводникът е положен в каналите на ротора и се намира на разстояние $\frac{D}{2}$ от оста на въртене, въртящият момент, който възниква, се определя от

$$(6.7) \quad M = F \frac{D}{2}$$

Като се има предвид, че радиусът на цилиндъра, по който са разположени проводниците в каналите на ротора, е

$$(6.8) \quad \frac{D}{2} = \frac{p\tau}{\pi}$$

където p е броят на двойките полюси;

τ — дължината на едно полюсно деление

и токът I в един проводник от роторната намотка е

$$(6.9) \quad I = \frac{I_k}{2a},$$

където I_k е токът в котвената верига на машината;

$2a$ — броят на двойките паралелни клонове, на които тя се разделя от четките.

Въртящият момент на машината за постоянен ток, създаден от електродинамичните сили, действащи върху всички N проводника, е

$$(6.10) \quad M = F_{\text{ср}} \frac{D}{2} \quad N = Bl \frac{I_k}{2a} \frac{p\tau}{\pi} \quad N = c_m \Phi I_k,$$

където $c_m = \frac{pN}{2\pi a}$ е постоянна величина, определена от конструктивните параметри на машината.

От израза за въртящия момент на машината за постоянен ток следва, че изменението на посоката на въртене на двигателя е възможно чрез промяна на посоката на тока в котвената или във възбудителната намотка.

256

6.6. Генератори за постоянен ток

Свойствата на генераторите за постоянен ток зависят от начина, по който се създава основното магнитно поле. Ето защо този признак е възприет като основен за класифицирането им. В зависимост от начина на захранване на възбудителната намотка генераторите за постоянен ток се разделят на:

1. Генератори с независимо възбуждане (фиг. 6.14 а). Това са такива генератори, при които енергията, необходима за създаване на основното магнитно поле, се осигурява от отделен източник за постоянен ток — акумулаторна батерия, генератор за постоянен ток и т. н.;

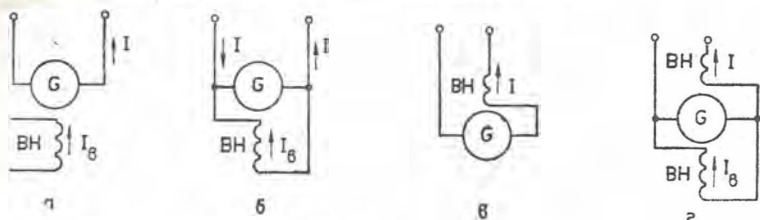
2. Генератори със самовъзбуждане. При тези генератори възбудителната намотка се захранва непосредствено от самия генератор. В зависимост от начина, по който се свързват котвената и възбудителната намотка, генераторите със самовъзбуждане се разделят на:

а. Генератори с паралелно възбуждане (фиг. 6.14 б). Възбудителната намотка при тях е свързана успоредно с котвената намотка;

б. Генератори с последователно възбуждане (фиг. 6.14 в). Въз-

будителната и котвената намотка на тези генератори са свързани последователно.

в. Генератори със смесено възбуждане (фиг. 6.14 г). Те имат две възбудителни намотки, едната от които е свързана успоредно на котвената намотка, а другата — последователно.



Фиг. 6.14

Свойствата на генераторите най-добре се изразяват чрез техните характеристики. Това са графично изразени зависимости между два основни параметъра на машината (при постоянство на останалите), измерени в случаите, когато генераторът самостоятелно захранва консуматор на електрическа енергия.

В повечето случаи генераторите се задвижват от първични двигатели, честотата на въртене на които остава постоянна. Прието е всички характеристики на генераторите да се снемат при постоянна честота на въртене ($n = \text{const}$). Основни величини, които могат да бъдат променени, са: напрежението U на генератора, токът I_k в котвената му намотка и токът I_b във възбудителната му намотка. Характеристиките на генераторите изразяват връзката между две от тях при постоянство на третата.

1. Товарната характеристика ($U = f(I_b), I_k = \text{const}$) изразява зависимостта между напрежението на генератора и възбудителния му ток при постоянство на котвения ток.

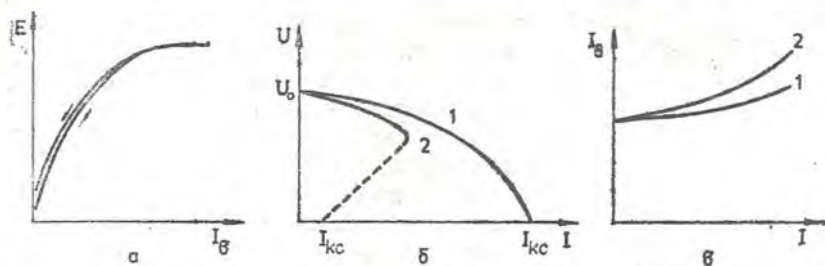
Снемането на товарните характеристики се извършва при еднопосочно изменение на възбудителния ток. Особен интерес представлява характеристиката при липса на котвен ток ($I_k = 0$). От уравнението за равновесие на електродвижещото напрежение на генератора $E = U - I_k R_k$ при $I_k = 0$ следва $E = U$. В този частен случай товарната характеристика изразява връзката между е. д. н. и възбудителния ток ($E = f(I_b)$) и се нарича характеристика на празен ход (фиг. 6.15 а).

2. Външната характеристика ($U = f(I_k), I_b = \text{const}$) изразява зависимостта между напрежението на изводите на генератора и тока в котвената му намотка (фиг. 6.15 б) при постоянство на възбудителния ток. При генераторите със самовозбуждане възбудителният ток зависи от напрежението на изводите им и при тях се изисква не постоянство на възбудителния ток, а постоянство на съпротивлението във веригата на възбудителната намотка.

3. Регулиращата характеристика ($I_b = f(I_k)$, при $U = \text{const}$) из-

разява зависимостта между възбудителния и котвения ток при постоянство на напрежението на изводите на котвената намотка.]

Характеристиките на генераторите с независимо възбуждане са показани на фиг. 6.15. Фигура 6.15 а представя характеристиката на празен ход, снета при увеличаване и намаляване на възбудител-



Фиг. 6.15

ния ток; фиг. 6.15 б, крива 1 — външната характеристика, а фиг. 6.15 в — крива 1 — регулиращата характеристика.

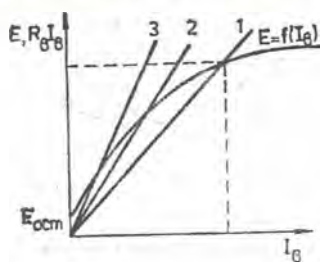
Генераторите със самовъзбуждане сами осигуряват необходимия им възбудителен ток. В момента на пускане основният магнитен поток на генератора се определя само от остатъчната магнитна индукция и е няколко процента от номиналната си стойност. Този магнитен поток е достатъчен, за да започне процесът на самовъзбуждане на генератора.

Ще разгледаме процеса на самовъзбуждане за генератор с паралелно възбуждане, когато той работи на празен ход.

При въртене на ротора в права посока с достатъчно висока честота, магнитният поток $\Phi_{ост}$ от остатъчната магнитна индукция индуктира в котвената намотка е. д. н., което обуславя ток I_b във възбудителната намотка. При правилно свързване на възбудителната намотка към изводите на котвената намотка възбудителният ток I_b създава магнитен поток, увеличаващ този на остатъчния магнетизъм. В резултат на това нараства основния магнитен поток на генератора и се повишава индуктираното в котвената намотка е. д. н. Това води до по-нататъшно увеличаване на възбудителния ток и на основния магнитен поток.

Процесът на самовъзбуждане на генератора ще завърши при изравняването на е. д. н. на котвената намотка с напрежителния пад във веригата на възбудителната намотка и установяване на постоянни по големина стойности на е. д. н. и възбудителния ток. Връзката между е. д. н. на генератора и възбудителния ток се изразява от характеристиката на празен ход $E=f(I_b)$ (фиг. 6.16). Напрежителният пад във веригата на възбудителната намотка и токът през нея са свързани със зависимостта $E=R_b I_b$, наречена волт-амперна характеристика на възбудителната верига. Тя представлява права, минаваща през началото на координатната система с ъглов коефициент

$R_{в}$ (права 1, фиг. 6.16). Координатите на пресечната точка на двете характеристики удовлетворяват едновременно и двете зависимости: $E=f(I_{в})$ и $E=R_{в}I_{в}$ и дават стойностите на е. д. н. и на възбудителния ток, при които завършва процесът на самовъзбуждане. Ако се



Фиг. 6.16

увеличи съпротивлението на възбудителната верига, се увеличава ъгловият коефициент на правата, изразяваща волтамперната характеристика на възбудителната намотка (права 2, фиг. 6.16), при което координатите на пресечната точка на двете характеристики се променят. Това показва, че по такъв начин може да се регулира е. д. н. на генератора. Но, ако съпротивлението във възбудителната верига е по-голямо от определена критична стойност $R_{в.кр}$, за която правата $E=R_{в.кр}I_{в}$ (фиг. 6.16, права 3) се явява

допирателна към характеристиката на празен ход, процесът на самовъзбуждане е невъзможен.

Характеристиката на празен ход на генератора с паралелно възбуждане е идентична по вид с тази на генератор с независимо възбуждане.

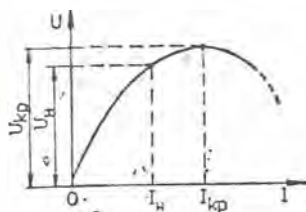
Външната характеристика на генератора с паралелно възбуждане, която е представена с крива 2 на фиг. 6.15 б, е разположена под тази на генератора с независимо възбуждане (крива 1), като токът на късо съединение ($I_{кс}$) за генератора с паралелно възбуждане може да бъде по-малък и от номиналния ток ($I_{н}$). Това се обяснява с обстоятелството, че в този случай е. д. н. на генератора е малко, тъй като се обуславя само от остатъчния магнитен поток, а той е малък.

Регулиращата характеристика на генератора с паралелно възбуждане (крива 2, фиг. 6.15 в) е разположена над регулиращата характеристика на генератор с независимо възбуждане (крива 1, фиг. 6.15 в).

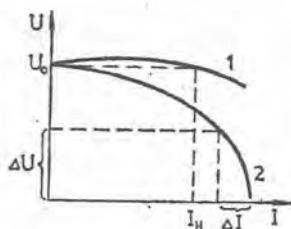
Генераторите с последователно възбуждане нямат характеристиките на празен ход и регулираща характеристика. На фиг. 6.17 е показана външната характеристика на този генератор, която същевременно е и товарна характеристика, тъй като за него е в сила зависимостта $I_{в}=I_{к}=I$.

При генераторите със смесено възбуждане основна възбудителна намотка е паралелната, а последователната е допълнителна и чрез нея може да се придаде подходящ вид на външната характеристика. Ако двете намотки създават еднопосочни магнитни потоци, с увеличаване на натоварването основният магнитен поток на машината нараства и, ако увеличаването на е. д. н. е по-голямо от напрежителния пад в котвената намотка, външната характеристика има вида, показан с крива 1 на фиг. 6.18. По този начин може да се осигури номинално напрежение на изводите на консуматора за постоянен ток. Ако магнитните потоци, създадени от двете намотки са противо-

посочни, външната характеристика получава стръмно падащ вид при натоварване, по-голямо от определена стойност (крива 2, фиг. 6.18). Този тип генератори се използват за електродъгово заваряване. Работният участък от характеристиката им е в стръмно па-



Фиг. 6.17



Фиг. 6.18

дащата ѝ част. Токът на късо съединение не е голям, а изменението на напрежението в широки граници ΔU , обусловено от промяната на дължината на дъгата, е свързано с изменение на тока в значително по-тесни граници ΔI , което осигурява добро качество на заварката.

266

6.7. Двигатели за постоянен ток

Машините за постоянен ток, както всички електрически машини, са обратими: могат да работят като двигатели и като генератори.

Ако на изводите на машината за постоянен ток се подаде напрежение от някакъв източник за постоянен ток, през възбудителната намотка протича ток, който създава основното магнитно поле на машината. Чрез четките и колектора се затваря веригата на котвената намотка и през роторните проводници протича ток. От взаимодействието на основното магнитно поле с тока в роторните проводници се получава въртящ момент ($M = c_m \Phi I_k$), който привежда ротора във въртене с честота n . При въртенето си роторните проводници пресичат линиите на основното магнитно поле и в тях се индуцира е. д. н. ($E = c_e \Phi n$).

От уравнението за равновесие на приложеното към двигателя напрежение (6.5) може да се определи токът в котвената верига

$$(6.11) \quad I_k = \frac{U - E}{R_k}$$

и честотата на въртене на двигателя

$$(6.12) \quad n = \frac{U - R_k I_k}{c_e \Phi}$$

При пускането на двигателя ($n=0$) липсва противо-е. д. н., както това се вижда от уравнение (6.3), и токът в котвената намотка се определя от приложеното напрежение U и съпротивлението ѝ R_k :

$$(6.13) \quad I_{\text{пуск}} = \frac{U}{R_k}.$$

Тъй като съпротивлението на котвената намотка R_k е малко, токът в началния момент на пускане може да бъде многократно (10 ÷ 50 пъти) по-голям от номиналния котвен ток. Такива големи стойности на котвения ток са опасни за колекторно-четковия апарат, поради което се вземат мерки за ограничаването им. Това може да се извърши чрез понижаване на захранващото напрежение, ако двигателят се захранва от регулируем източник за постоянен ток, или чрез увеличаване на съпротивлението в котвената верига, ако двигателят се захранва от мрежа за постоянен ток.

Свойствата на двигателите за постоянен ток зависят от начина на създаване на основното им магнитно поле. В зависимост от свързването на котвената и възбудителната намотка двигателите за постоянен ток се разделят на:

- двигатели с паралелно възбуждане;
- двигатели с последователно възбуждане;
- двигатели със смесено възбуждане.

6.7.1. Двигатели за постоянен ток с паралелно възбуждане

Електрическата схема на двигателя за постоянен ток с паралелно възбуждане е показана на фиг. 6.19. В котвена верига на двигателя е включен реостатът R_n , наречен пусков. Предназначен е да ограничава тока в пусковия процес. Реостатът R_p , включен във възбудителната верига, се използва за регулиране на честотата на въртене на двигателя.

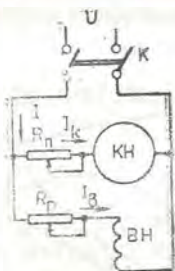
За да протече пускането на двигателя бързо и леко, необходимо е той да развива въртящ момент, превишаващ съпротивителния момент на вала му, а токът в котвената намотка да не надвишава допустимите за колекторно-четковия апарат стойности. Затова двигателят се включва към захранващата мрежа при изключен регулиращ реостат R_p и включен пусков реостат R_n . В началния момент на пускането токът в котвената верига се определя от израза $I_k = \frac{U}{R_k + R_n}$ и не трябва да бъде по-голям от 2 ÷ 2,5 пъти от номиналния.

При включен резистор в котвената верига скоростната характеристика $n=f(I)$ на двигателя се дава с израза

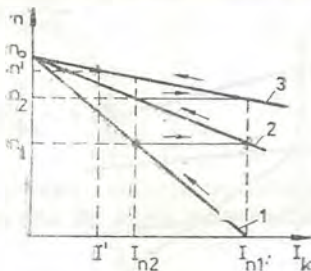
$$(6.14) \quad n = \frac{U - I(R_k + R_n)}{c_e \Phi}.$$

С намаляване на котвения ток честотата на въртене на двигателя нараства по линеен закон.

При различни стойности на съпротивлението R_n на пусковия реостат се получава семейство от прави линии, пресичащи се в точка на



Фиг. 6.19



Фиг. 6.20

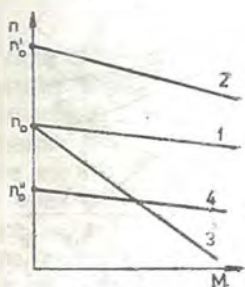
идеален празен ход с координати $I_k=0, n_0 = \frac{U}{c_e \Phi}$. Пусковият реостат се изключва обикновено в няколко степени. На фиг. 6.20 е дадена диаграмата на изменение на тока във веригата на котвената намотка през време на пусковия процес. В началния момент пусковият реостат е изцяло включен и токът в котвената намотка е ограничен до стойност I_{n1} . След като честотата на въртене на двигателя нарасне до стойност n_1 (фиг. 6.20), при което токът в котвената намотка намалява до I_{n2} , се изключва част от пусковия реостат R_n , което предизвиква увеличение на пусковия ток до стойност I_{n1} . Двигателят преминава на нова скоростна характеристика (права 2, фиг. 6.20). По тази характеристика двигателят работи, докато честотата му на въртене нарасне до n_2 , а токът в котвената намотка намалее до I_{n2} . В този момент се изключва останалата част от пусковия реостат и двигателят преминава към естествената си характеристика (права 3, фиг. 6.20). Пусковият процес завършва с установяване на честотата на въртене n' , при която моментът на двигателя става равен на съпротивителния момент, преодоляван от него.

Връзката между честотата на въртене на двигателя n и въртящия момент M при задани стойности на захранващото напрежение $U=const$, възбудителния ток $I_b=const$ и съпротивлението на котвената верига $R_n=const$ може да бъде установена, като се изходи от уравнението на скоростната характеристика (6.14) и изрази за въртящия момент (6.10). От тези равенства следва

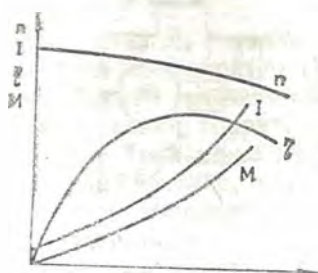
$$(6.15) \quad n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{(R_k + R_n) M}{c_e c_m \Phi^2}$$

което представлява уравнение на механичната характеристика на двигател с паралелно възбуждане.

Ако двигателят е включен по нормалната си схема към мрежа за постоянен ток с напрежение равно на номиналното за двигателя U_n , а във веригата на котвената и възбудителната намотка няма допълнителни съпротивления ($R_n = 0$; $R_p = 0$), механичната характеристика



Фиг. 6.21



Фиг. 6.22

носи названието естествена. Ако някое от изброените условия не е спазено, механичната характеристика на двигателя се нарича изкуствена. Всеки двигател има само една естествена характеристика и безкрайно много изкуствени.

Естествената механична характеристика на двигателя с паралелно възбуждане е права, леко наклонена към абсцисната ос (права 1, фиг. 6.21).

Ако при номинално напрежение ($U = U_n$) и изключено съпротивление в котвената верига ($R_n = 0$) се намали токът във възбудителната верига чрез включване на част от регулиращия реостат ($R_p \neq 0$) (фиг. 6.19), се получава изкуствена механична характеристика при намален магнитен поток (права 2, фиг. 6.21). Освен увеличаването на честота на въртене на идеален празен ход до (n'_0), увеличава се и наклонът на характеристиката.

При номинални стойности на захранващото напрежение ($U = U_n$) и възбудителния ток ($I_n = I_{нн}$) с увеличаването на съпротивлението във веригата на котвената намотка ($R_n \neq 0$) механичната характеристика става по-стръмна, като честотата на въртене при идеален празен ход (n_0) не се променя. Тази характеристика (права 3, фиг. 6.21) е разположена изцяло под естествената механична характеристика.

При номинален възбудителен ток ($R_p = 0$; $I_n = I_{нн}$), изключено съпротивление в котвената верига ($R_n = 0$) и понижено напрежение на захранващия източник ($U < U_n$) се получава механична характеристика (права 4, фиг. 6.21), чиято честота на въртене на идеален празен ход n''_0 е по-ниска от тази на естествената механична характеристика n_0 . Наклонът на характеристиката спрямо абсцисната ос е същият както на естествената механична характеристика.

Работните характеристики на двигателите за постоянен ток с паралелно възбуждане са показани на фиг. 6.22. С увеличаване на натоварването на двигателя P_2 , а следователно и на тока в котве-

ната верига I_n , честотата на въртене n се понижава. Въртящият момент M на двигателя поради намаляване на честотата на въртене на ротора n нараства малко по-бързо от полезната мощност P_2

$$(6.16) \quad M = \frac{P_2}{\omega} = \frac{P_2}{2\pi n}$$

Токът на двигателя

$$(6.17) \quad I = I_n + I_b = \frac{P_c}{C_n \Phi n} + \frac{U}{R_n}$$

нараства по-бързо от въртящия момент поради намаляването на основния магнитен поток от реакцията на тока в котвата.

К. п. д. на двигателя

$$(6.18) \quad \eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma P_{\text{заг}}}$$

при малките натоварвания на двигателя нараства бързо, тъй като сумарните загуби $\Sigma P_{\text{заг}}$ се определят от загубите на триене и остават практически постоянни. При това числителят нараства по-бързо от знаменателя на дробта. При голямо натоварване на двигателя загубите в котвената намотка нарастват силно, тъй като са пропорционални на втората степен на тока, поради което нарастването на к. п. д. се забавя, а при по-нататъшно увеличаване на натоварването той започва и да намалява.

[6.7.2. Двигатели за постоянен ток с последователно възбуждане

Възбудителната намотка на този двигател е включена последователно на котвената, както е показано на фиг. 6.23 и през двете намотки протича един и същи ток. При промяна на натоварването на двигателя се променя токът, а едновременно с това и основният магнитен поток. Това е съществена особеност на двигателите с последователно възбуждане. При неголямо натоварване на двигателя магнитопроводът му не е наситен и може да се приеме, че между магнитния поток Φ и тока в намотките му съществува пропорционалността

$$(6.19) \quad \Phi = c' I.$$

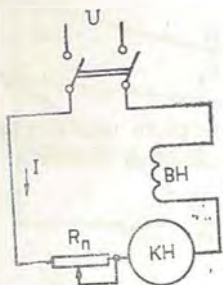
При това допускане изразът (6.14) за скоростната характеристика получава вида

$$(6.20) \quad n = \frac{U - I(R_n + R_b - R_n)}{c_n c' I},$$

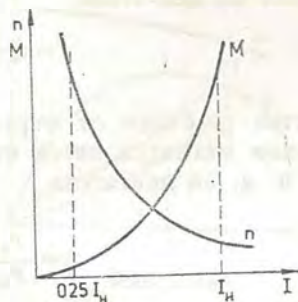
а за въртящия момент на двигателя

$$(6.21) \quad M = c_m \Phi I = c_m c' I^2.$$

От израза за скоростната характеристика на двигателя (6.20) следва, че честотата на въртене намалява почти обратно пропорционално



Фиг. 6.23



Фиг. 6.24

но на тока, а въртящият момент е пропорционален на квадрата на тока (6.21), както това е показано на фиг. 6.24. При големи натоварвания настъпва насищане на магнитопровода и магнитният поток при увеличаване на натоварването почти не се изменя. Характеристиките на двигателя в този случай придобиват праволинеен характер.

В различни режими на работа големината на тока в намотките му се определя с помощта на израза

$$(6.22) \quad I = \frac{U - E}{R_k + R_b},$$

където R_k е съпротивлението на котвената намотка;

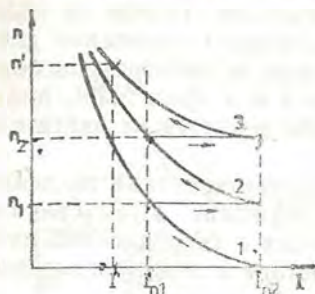
R_b — съпротивлението на възбудителната намотка.

В началния момент на пускане поради липсата на противо-е. д. н. токът на двигателя е много голям и за намаляването му до допустими за колекторно-четковия апарат стойности се включва пусковият реостат R_n , чрез който се намалява пусковият ток до

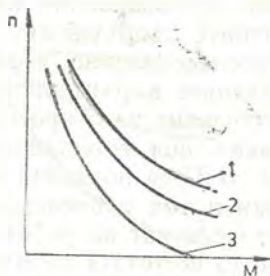
$$(6.23) \quad I_{n1} = \frac{U}{R_k + R_b + R_n} \leq 2,5 I_m.$$

След като се завърти роторът и се появи противо-е. д. н., токът на двигателя намалява (фиг. 6.25, крива 1) и при честота на въртене n_1 той има стойност I_{n2} . В този момент се изключва част от пусковия реостат и токът на двигателя нараства до стойност I_{n1} , а работата му продължава по скоростна характеристика 2. Когато че-

стотата на въртене на двигателя нарасне до стойност n_2 , а токът намалее до стойност I_{n2} , се изключва останалата част от пусковия реостат, с което двигателят се извежда на естествената си характеристика (крива 3, фиг. 6.25). Пусквият процес завършва с нараства-



Фиг. 6.25



Фиг. 6.26

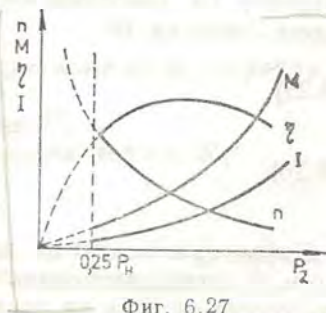
нето на честотата на въртене до стойност n' , съответстваща на натоварването на двигателя.

От изразите за скоростната характеристика (6.20) и за въртящия момент (6.21) може да се намери уравнението на механичната характеристика на двигателя

$$(6.24) \quad n = \frac{U}{c_1 \sqrt{M}} - \frac{R_M + R_B + R_{\Sigma}}{c_2},$$

където $c_1 = c_e \sqrt{\frac{c_1}{c_m}}$, а $c_2 = c_e c^L$ са константи, зависещи от конструктивните параметри на двигателя.

На фиг. 6.26 с крива 1 е показана естествената механична характеристика на двигателя за постоянен ток с последователно възбуждане, когато магнитопроводът на машината не е наситен. Тя представлява неравнораменна хипербола. Честотата на въртене на двигателя силно се влияе от натоварването му, поради което механичната характеристика се нарича мека. При намаляване на натоварването честотата на въртене на двигателя с последователно възбуждане рязко се увеличава и може да достигне недопустимо високи стойности. Ето защо работата на двигателя при празен ход и при натоварване, по-малко от 20% от номиналното, е недопустимо. Поради това за тези двигатели е недопустимо използването на ремъчна предавка, тъй като съществуват опасност от скъсване или падане на ремъка, при което двигателят остава на празен ход.



Фиг. 6.27

При увеличаване на натоварването на двигателя честотата на въртене силно намалява, но тъй като въртящият момент на двигателя е пропорционален на втората степен на тока, токът нараства по-малко в сравнение с тока на двигателя с паралелно възбуждане. Това прави двигателя особено подходящ за задвижване на механизми с чести претоварвания или тежко пускане. Такива са подемно-транспортните съоръжения. Особено широко приложение двигателите с последователно възбуждане имат в електротранспорта.

Изкуствените характеристики (криви 2 и 3, фиг. 6.26), получени чрез увеличаване на съпротивлението във веригата на двигателя, са разположени под естествената.

На фиг. 6.27 са показани работните характеристики на двигателя за постоянен ток с последователно възбуждане. Прекъсваните линии съответствуват на работа на двигателя с твърде малко натоварване, когато честотата на въртене на ротора е недопустимо висока.

6.7.3. Двигатели за постоянен ток със смесено възбуждане

За задвижване на някои механизми е желателно двигателят да притежава ценните качества на двигател с последователно възбуждане, но същевременно да допуска работа при малък товар или на празен ход. В такива случаи се предпочитат двигателите за постоянен ток със смесено възбуждане.

Електрическата схема на двигателя за постоянен ток със смесено възбуждане е показана на фиг. 6.28. Двигателят има две възбудителни намотки — едната от тях — (ВН-1) е свързана успоредно с котвената, другата — (ВН-2) — последователно.

Двете възбудителни намотки създават съпосочни магнитни потоци, така че общият магнитен поток Φ да е равен на сумата от двата магнитни потока ($\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$). Въртящият момент и честотата на въртене на двигателя се определят от общия магнитен поток на двете намотки Φ

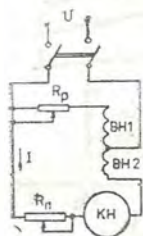
$$(6.25) \quad M = c_M (\Phi_1 + \Phi_2) I_k;$$

$$(6.26) \quad n = \frac{U - I_k R_k}{c_e (\Phi_1 + \Phi_2)}.$$

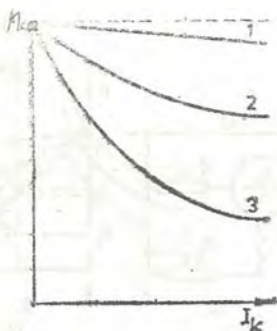
Характеристиките на двигателя зависят от съотношението между м. д. н. на двете намотки. Ако м. д. н. на паралелната намотка е по-голямо от това на последователната намотка при номинален товар ($I_b N_1 > I_{кн} N_2$), двигателят по своите качества се приближава до двигател с паралелно възбуждане, но механичната му характеристика (крива 2, фиг. 6.29) е по-мека, понеже с увеличаване на натоварването нараства магнитният поток на последователната намотка и

честотата на въртене намалява по-бързо с увеличаване на натоварването, отколкото на двигателя с паралелно възбуждане (крива 1, фиг. 6.29).

Ако основна роля играе последователната възбудителна намотка ($I_R N_2 > I_A N_1$), двигателят по своите свойства се доближава до дви-



Фиг. 6.28



Фиг. 6.29

гателя с паралелно възбуждане, но поради наличието на паралелно свързана възбудителна намотка честотата на въртене при идеален празен ход не е безкрайно висока (крива 3, фиг. 6.29).

286

6.8. Регулиране на честотата на въртене на двигателите за постоянен ток

От уравнението на механичната характеристика на двигателите за постоянен ток

$$(6.27) \quad n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{R}{c_e \cdot c_m \Phi^2} M$$

се вижда, че честотата на въртене на двигателя може да се регулира чрез:

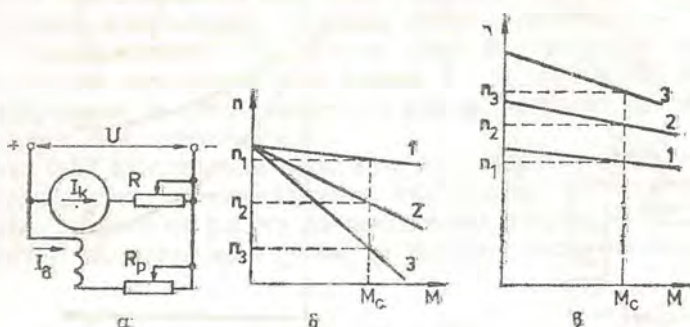
- 1) изменение на захранващото напрежение U ;
- 2) изменение на съпротивлението в котвената верига R ;
- 3) изменение на магнитния поток Φ .

6.8.1. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на съпротивлението в котвената верига

При двигателите с паралелно възбуждане съпротивлението на котвената верига може да се измени, ако после-

дователно на котвената намотка се включи резистор R , което е показано на фиг. 6.30 а.

Пусковият реостат също се включва последователно на котвената намотка, но може да се използва за регулиране на честотата на



Фиг. 6.30

въртене, ако е изчислен за продължителен режим на работа, а не само за пусковия период.

Всички реостатни механични характеристики са разположени под естествената (права 1, фиг. 6.30 б), като с увеличаване на съпротивлението на резистора R , включен в котвената верига, нараства стръмността им, както се вижда и от уравнението им

$$(6.28) \quad n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_k + R}{C_e C_M \Phi^2} M.$$

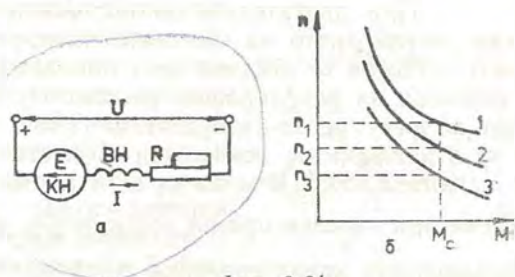
При неизменна стойност на съпротивителния момент ($M_c = const$) на вала на двигателя честотата на въртене на ротора е съответно n_1 , n_2 и n_3 (фиг. 6.30 б).

Диапазонът, в който може да се регулира честотата на въртене на двигателя, не превишава 3 : 1 и намалява с намаляване на натоварването. С увеличаване на съпротивлението на резистора R , включен във веригата на котвената намотка, се намалява твърдостта на механичната характеристика и промените в съпротивителния момент, който двигателят преодолява, предизвикват значително изменение в честотата на въртене — намалява стабилността на регулирането. Загубите на мощност при този начин на регулиране са големи и нарастват особено много при ниски честоти на въртене.

На фиг. 6.31 а е показана схемата на регулиране на честотата на въртене на двигател за постоянен ток с последователно възбуждане чрез увеличаване на съпротивлението на резистора R , включен последователно на намотките на двигателя.

От анализа на уравнението на механичната характеристика на двигателя

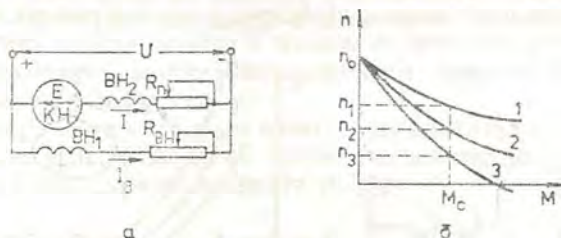
$$(6.29) \quad n = \frac{U}{c_1 \sqrt{M}} - \frac{R_x + R_b + R}{c_2}$$



Фиг. 6.31

следва, че с увеличаване на допълнителното съпротивление R честотата на въртене и твърдостта на механичните характеристики намаляват (крива 2, 3, фиг. 6.31 б) спрямо естествената механична характеристика (крива 1, фиг. 6.31 б).

На фиг. 6.32 а е дадена схемата за регулиране на честотата на въртене на двигател за постоянен ток със смесено възбуждане чрез



Фиг. 6.32

включване на резистор в котвената верига. На фиг. 6.32 б са показани механичните характеристики при различни стойности на съпротивлението на включения резистор. Всички те (крива 2 и 3, фиг. 6.32 б) са разположени под естествената механична характеристика (крива 1, фиг. 6.32 б) и са по-меки, поради което честотата на въртене може само да бъде понижена ($n_3 < n_2 < n_1$).

Регулирането на честотата на въртене чрез изменение на съпротивлението във веригата на котвената намотка се реализира с прости технически средства (резистори и превключваща апаратура) и въпреки изброените недостатъци е намерило широко приложение



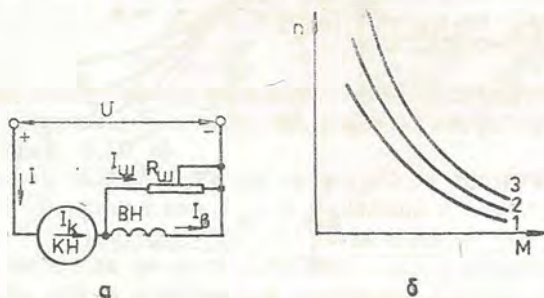
при регулируеми електрозадвигвания с малка мощност и когато продължителността на работа при понижена честота на въртене не е голяма.

6.8.2. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на магнитния поток

При двигателите за постоянен ток с паралелно възбуждане регулирането на честотата на въртене чрез изменение на магнитния поток се постига чрез намаляване на възбудителния ток с помощта на регулиращия реостат R_p (фиг. 6.30 а).

При този начин на регулиране възбудителният ток I_B може само да се намалява по отношение на номиналната си стойност, поради което основният магнитен поток Φ може да се намалява, чрез което честотата на въртене при идеален празен ход $n_0 = \frac{U}{c_e \Phi}$ се увеличава, а наклонът на механичната характеристика става по-голям. (Поради това регулирането на честотата на въртене чрез изменение на големината на магнитния поток се осъществява само в посока на нейното увеличаване (фиг. 6.30 в).)

Тъй като регулиращият реостат е включен в маломощната възбудителна верига, възможно е да се извърши регулиране на честотата на въртене с висока плавност и малки допълнителни загуби. Диапазонът на регулиране по този начин е в зависимост от конструкцията на двигателя и може да достигне до 3 : 1. Главните фактори, от които той се ограничава, са влошените условия на комутация при високи честоти на въртене и механичната здравина на ротора.



Фиг. 6.33

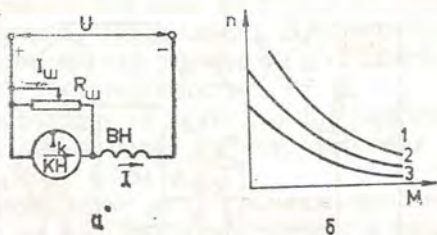
При двигателите за постоянен ток с последователно възбуждане е възможно изменение на големината на тока във възбудителната намотка спрямо този в котвената чрез шунтиране на възбудителната намотка или чрез шунтиране на котвената намотка.

На фиг. 6.33 а е показана схемата за изменение на магнитния по-

ток на двигателя с последователно възбуждане чрез шунтиране на възбудителната намотка. При зададен котвен ток I_k токът във възбудителната намотка е

$$(6.30) \quad I_B = I_k - I_{ш},$$

където $I_{ш}$ е токът през резистора $R_{ш}$. Това показва, че възбудителният ток намалява спрямо котвения, откъдето следва, че магнитният поток на двигателя намалява. Вследствие на намалената стойност на магнитния поток честотата му на въртене се повишава. Това е в сила за всички стойности на котвения ток и въртящия момент. Ето защо механичните характеристики при шунтиране на възбудителната намотка (криви 2 и 3, фиг. 6.33 б) са разположени над естествената (крива 1, фиг. 6.33 б).



Фиг. 6.34

Диапазонът на регулиране чрез шунтиране на възбудителната намотка достига до 2 : 1. Съпротивлението на възбудителната намотка на двигателя с последователно възбуждане е малко, поради което и шунтиращото съпротивление се избира с малка стойност, от което следва, че загубите на мощност не са големи.

Тази схема за регулиране на честотата на въртене е подходяща за задвижвания на механизми, изискващи повишаване на честотата на въртене, когато натоварването е малко, каквито са някои механизми от валцовъчните цехове безмаховикови ножици на блуминги, навиващи машини и др.).

Чрез шунтиране на котвената намотка на двигател с последователно възбуждане (фиг. 6.34, а) се постига относително увеличение на възбудителния ток спрямо котвения (6.31)

$$(6.31) \quad I_B = I_k + I_{ш},$$

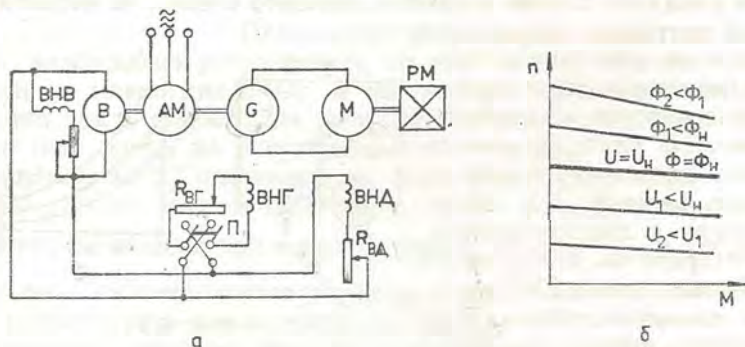
което съответствува на увеличаване на магнитния поток и намаляване на честотата на въртене на двигателя. С намаляване на шунтиращото съпротивление механичните характеристики (криви 2 и 3), (фиг. 6.34 б) се изместват все по-надолу от естествената (крива 1, фиг. 6.34 б) и твърдостта им се увеличава.

Диапазонът на регулиране по този начин достига 3 : 1. Намалението на честотата на въртене се ограничава от насищането на стоманената сърцевина. Честотата на въртене при идеален празен ход на двигателя при тази схема има крайни стойности.

(фиг. 6.34б)

6.8.3. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на захранващото напрежение

За осъществяване на този начин на регулиране на честотата на въртене е необходимо да се осигури захранване на двигателя не от общата мрежа, а от отделен токоизточник



Фиг. 6.35

с регулируемо напрежение. Като такъв може да бъде използван живачен или полупроводников токоизправител.

Засега регулируемо напрежение на двигателя най-често се осигурява от генератор за постоянен ток с независимо възбуждане. Този начин на регулиране на честотата на въртене на двигател е известен под наименованието система генератор—двигател или Леонардова група.

Принципната схема на системата генератор—двигател за регулиране на честотата на въртене на двигател за постоянен ток с паралелно възбуждане е показана на фиг. 6.35 а, а на фиг. 6.35 б са представени механичните му характеристики.

Котвената намотка на двигателя за постоянен ток M е свързана непосредствено с котвената намотка на генератора за постоянен ток G . Роторът на генератора се привежда във въртене от асинхронен двигател AM . При големи мощности вместо асинхронен двигател се използва синхронен двигател. Асинхронният двигател задвижва и възбудителния генератор B , който служи за захранване на възбудителните намотки на генератора ($ВНГ$) и на двигателя ($ВНД$).

Преди пускането на двигателя за постоянен ток M реостатът $R_{вд}$ включен във възбудителната му намотка, се изключва за осигуряване на максимален възбудителен ток на двигателя. Плъзгачът на реостата $R_{вг}$ е поставен в такова положение, при което токът във възбудителната намотка на генератора е минимален, генераторът не е възбуден и напрежението на изходите му е ниско, а токът през котвената намотка на генератора и на двигателя е малък.

Чрез изменение на възбуждането на генератора с помощта на

реостата $R_{вр}$ може да се регулира напрежението на изводите на генератора G в широки граници. Тъй като котвените намотки на генератора и на двигателя са свързани непосредствено, се осъществява регулирането на честотата на въртене на двигателя. Възбудителният ток на генератора е около 2,3% от номиналния котвен ток и следователно загубите на мощност в реостата $R_{вр}$ са незначителни и този начин на регулиране на честотата на въртене е твърде икономичен. Регулирането по този начин може да се извършва само до номиналната честота на въртене на двигателя, тъй като на същия не следва да се подава напрежение, по-високо от номиналното. Диапазонът на регулиране без прилагане на допълнителни средства за стабилизирание на честотата на въртене на двигателя достига 1 : 15.

Увеличаването на честотата на въртене на двигателя над номиналната може да се осъществи чрез намаляване на възбудителния му ток с помощта на реостата $R_{вд}$ (фиг. 6.35).

Посоката на въртене на двигателя може да се промени чрез превключвателя L , сменящ посоката на тока във възбудителната намотка на генератора за постоянен ток G . Посоката на тока във възбудителната намотка на генератора определя поляритета на напрежението на изводите му, а той от своя страна — посоката на въртене на двигателя.

Системата генератор—двигател за регулиране на честотата на въртене на двигателите за постоянен ток намира широко приложение в регулируемите задвижвания в металургичната и химичната промишленост.

кан 266-с
✓

6.9. Однофазни колекторни машини за променлив ток

[Както беше отбелязано, посоката на въртене на двигателите за постоянен ток може да се промени, ако се измени посоката на тока в котвената или във възбудителната намотка. Едновременното изменение на посоката на тока в двете намотки не води до смяна на знака на въртящия момент ($M = c_m \Phi I_a$) и посоката на въртене. От това следва принципната възможност двигателите за постоянен ток да създават въртящ момент, ако са включени към мрежа за променлив ток, поради едновременната смяна на посоката на тока в котвената и възбудителната намотка.

Ако захранването на двигателя се осъществява от променливо-токова мрежа, токът в котвената намотка е

$$(6.32) \quad i_k = I_{km} \sin \omega t,$$

а основният магнитен поток е

$$(6.33) \quad \Phi = \Phi_m \sin(\omega t - \varphi).$$

Тогава функцията на въртящия момент m е

$$(6.34) \quad m = c_m \Phi i_k = c_m \Phi I_k \cos \varphi - c_m \Phi I_k \cos (2\omega t - \varphi).$$

Неговата средна стойност се определя чрез израза

$$(6.35) \quad M_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T m dt = c_m \Phi I_k \cos \varphi.$$

Следователно средната стойност на въртящия момент на двигателя, включен към мрежа за променлив ток, освен от основния магнитен поток Φ и тока I_k в котвената намотка зависи още и от косинуса на фазовата разлика между тях $\cos \varphi$.

Двигателите за постоянен ток с паралелно възбуждане, включени в мрежа за променлив ток, ще развият въртящ момент, близък до нула, тъй като котвената верига има малко индуктивно съпротивление и токът в нея съпада по фаза с приложеното напрежение, а възбудителната намотка има голямо индуктивно съпротивление и токът в нея и магнитният поток, който той създава, изостават на ъгъл, близък до 90° спрямо приложеното напрежение.

Двигателите за постоянен ток с последователно възбуждане, включени в мрежа за променлив ток, ще развият значителен въртящ момент, тъй като между тока в котвената намотка и основния магнитен поток не съществува фазова разлика. Ето защо колекторните машини за променлив ток се създават по конструктивната схема на двигателите с последователно възбуждане. За подобряване на техническите и икономическите характеристики на двигателите тези машини имат няколко съществени конструктивни особености. Корпусът на машината се изработва от листовка електротехническа стомана за намаляване на загубите от хистерезис и вихрови токове. За подобряване на комутацията на машината допълнителните полюси трябва да създават в комутационната секция е. д. н. e_d , което да компенсира не само е. д. н. на самоиндукция e_L , обусловена от смяната на посоката на тока при преминаването на секцията от един паралелен клон в друг, но още и е. д. н. на трансформация $e_{\text{тр}}$, породено от основния магнитен поток, който е променлив

$$(6.35) \quad e_L + e_d + e_{\text{тр}} = 0.$$

За да бъде изпълнено това условие, необходимо е е. д. н. e_d да има подходяща фаза, което се осигурява чрез шунтиране на намотката на допълнителните полюси с подходящо избран резистор R .

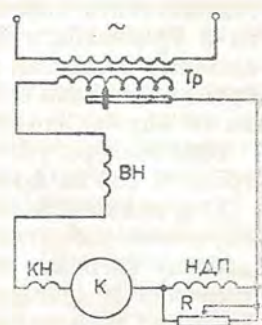
На фиг. 6.36 е дадена схемата на еднофазен колекторен двигател за променлив ток.

При машините за постоянен ток в повечето случаи реакцията на тока в котвата се компенсира само в зоната на комутацията. При

еднофазните колекторни двигатели за променлив ток това е недостатъчно. Желателно е магнитният поток от реакцията на тока в котвата да се компенсира изцяло, за да не се създава голямо реактивно е. д. н. на самоиндукция, което влошава фактора на мощността. Ето защо в полюсия накрайник се разполага равномерно разпределената компенсационна намотка KH , която се свързва последователно с котвената намотка K , така че токът в нейните проводници да бъде противоположен на тока в срещуположните роторни проводници.

Пускането на двигателя и регулирането на честотата на въртене се осъществява с помощта на регулируемия трансформатор Tp (фиг. 3.36).

Еднофазните колекторни двигатели за променлив ток намират широко приложение в промишлеността за задвижване на подемно-транспортни съоръжения, в електротранспорта и т. н. За задвижване на малки механизми, изискващи регулиране на честотата на въртене — автоматични устройства, бъркалки, вибратори, центрофуги, домакински прибори и др., се използват колекторни еднофазни двигатели за променлив ток с мощност до 100 W, които са пригодени за работа и при постоянен ток и носят названието универсални колекторни двигатели.



Фиг. 6.36

СЕДМА ГЛАВА

28

ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ

7.1. Полупроводници и PN преход

Полупроводници са веществата, които по своята електропроводимост заемат междинно място спрямо проводниците и диелектриците. Проводниците имат специфична електропроводимост γ от 10^4 до 10^8 sm^{-1} , за диелектриците $\gamma < 10^{-12} \text{ sm}^{-1}$, а при полупроводниците γ е от 10^2 до 10^{-8} sm^{-1} .

Характерно за полупроводниците е, че тяхната електропроводимост зависи от различни фактори — температура, налягане, различни облъчвания, външни електрически и магнитни полета и др.]

От гледна точка на зонната теория към полупроводниците се отнасят веществата, чиято забранена зона е по-тясна от 3 eV.

Към полупроводниковите материали спадат силицият, германият, селенът, телурът, галиевият арсенид; някои сулфиди, телуриди и

селениди; редица метални окиси и др. Проводимостта при тези вещества е електронна и затова те не изменят физичните си и химичните си свойства, когато през тях протича електрически ток.

В момента най-използваните материали за производство на полупроводникови елементи са силицият, галиевият арсенид и германият. Силицият и германият са химични елементи от четвърта група на Менделеевата таблица и имат по четири валентни електрона. Те са с кристална структура. В кристалната решетка всеки атом от елемента е свързан с четири съседни посредством два валентни електрона — по един от всеки атом. Получената двойна електронна връзка се нарича ковалентна връзка.

При температура 0 К в силициевия кристал липсват свободни електрони и той се проявява като диелектрик.

Под действието на външни фактори, на първо място температурата, някои валентни електрони от атомите на кристалната решетка добиват енергия, която е достатъчна за освобождаването им от ковалентната връзка. С повишаване на температурата се увеличава броят на получените свободни електрони. Когато електрон напусне ковалентната връзка, в нея остава свободно място, което има елементарен положителен заряд, равен по абсолютна стойност на този на електрона. Освободеното място в ковалентната връзка се нарича дупка, а самият процес на пораждане на двойката електрон-дупка — генерация на заряди. Понеже дупката е с положителен електрически заряд, тя може да се запълни с електрон от съседна ковалентна връзка, в която от своя страна ще се появи дупка. Свързването на електрон с дупка се нарича рекомбинация.

Вследствие на топлинното движение, когато липсва външно електрическо поле, свободните електрони и дупките се преместват хаотично. В полупроводника липсва електрически ток.

Когато в силициевия кристал действа електрическо поле, започва насочено движение на електроните и дупките. Електроните се движат в обратна посока на силовите линии, а дупките — по посока на силовите линии. В кристала се появява електрически ток. Той е обусловен както от насоченото движение на електроните, така и на дупките. В първия случай носителите на електрическия ток са отрицателни, а във втория — положителни. Във връзка с това в полупроводниците има два вида проводимост: електронна, наречена проводимост тип N (от negative) и дупчеста, наречена проводимост тип P (от positive).

В силициев кристал, който е химически чист, броят на свободните електрони е равен на броя на дупките и електрическият ток се дължи на едновременното пренасяне на заряди с двата знака и при еднаква концентрация. Получената електронно-дупчеста проводимост се нарича собствена проводимост на полупроводника, а самият полупроводник е със собствена проводимост. При обикновена температура тя е малка.

Електрическите свойства на полупроводниците зависят силно от съдържащите се в тях примеси.

Под примеси в полупроводниците се разбират не само атоми на външни включвания във веществото на полупроводника, но и излишни атоми на елементите, чието съединение е полупроводникът. Ролята на примеси играят и различни дефекти на кристалната решетка.

Различават се два вида примеси: донорни и акцепторни.

Атомите на донорните примеси имат повече от четири валентни електрона, а атомите на акцепторните примеси — по-малко от четири валентни електрона.

Нека някои от атомите на кристалната решетка на силиция са заменени с атоми на донорен елемент, например арсен, който има пет валентни електрона. Четири от тях ще образуват ковалентни връзки с електрони от четири съседни силициеви атоми, а петият ще остане свободен. В полупроводника се увеличава концентрацията на електроните, докато концентрацията на дупките се намалява вследствие увеличаване на броя на рекомбинациите. Проводимостта на така получения полупроводник се определя основно от свободните електрони на донорните примесни атоми, т. е. той е с електронна проводимост. Затова се нарича полупроводник тип N.

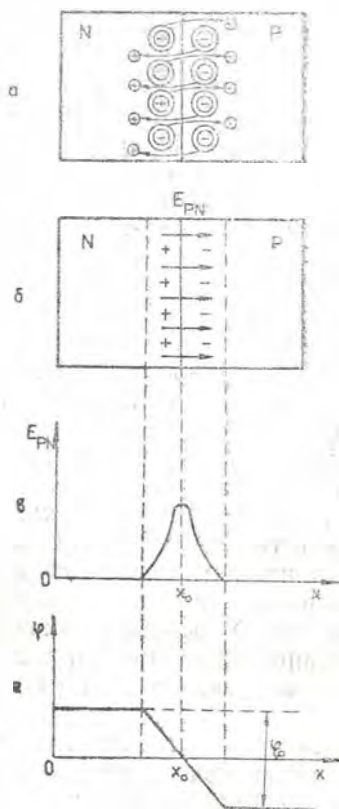
Когато някои от атомите на кристалната решетка на силиция са заменени с атоми на акцепторен примесен елемент (например алуминий), някои от ковалентните връзки остават незапълнени. Получава се излишек от дупки, а концентрацията на свободните електрони намалява поради увеличил се брой на рекомбинациите. Проводимостта на полупроводника се определя основно от дупките на акцепторните примесни атоми. Полупроводникът е с дупчеста проводимост и се нарича тип P.

В полупроводник тип N проводимостта се определя от излишъка на свободни електрони, а в полупроводник тип P — от излишъка на дупки. Преобладаващите токоносители в полупроводника се наричат основни, а токоносителите със значително по-малката концентрация — неосновни. В полупроводник тип N основни токоносители са свободните електрони, а неосновни — дупките. При полупроводник тип P е обратното: основни токоносители са дупките, а неосновни — електроните.

Нека в един силициев монокристал са изградени две области с различен тип проводимост, които са разположени една до друга. Вследствие разликата на концентрациите на токоносителите в двете съседни области (в полупроводника тип N концентрацията на електроните е по-голяма от концентрацията им в полупроводника тип P, а в полупроводника тип P концентрацията на дупките е по-голяма от концентрацията им в полупроводника тип N) се получава дифузия на токоносители от областта с по-голяма концентрация на съответните токоносители към областта с по-малка концентрация. Затова електрони от областта с проводимост тип N преминават в областта с проводимост тип P, а дупки от областта с проводимост тип P — в областта с проводимост тип N (фиг. 7.1 а). Настъпва рекомбинация между електроните и дупките, в резултат на което в две-

те гранични области се образува слой, лишен от подвижните токоносители. Неподвижните заряди на донорните и акцепторните примесни атоми остават некомпенсирани и създават в граничната зона електрическо поле с интензитет E_{PN} , което се противопоставя

а електрони (⊖) донорни атоми
б дупки (⊕) акцепторни атоми



Фиг. 7.1

на преминаването на дупки в областта с проводимост тип N и на електрони в областта с проводимост тип P (фиг. 7.1 б).

Полученият двоен електрически слой на границата на двете области с различен тип проводимост се нарича спираещ слой или още PN преход. Граничните области от двата полупроводника, които образуват спираещия слой, имат ширина от 10^{-3} до 10^{-5} cm. Те са лишени от своите основни токоносители и имат голямо електрическо съпротивление.

Разпределението на интензитета на електрическото поле в спираещия слой е показано на фиг. 7.1 в.

На фиг. 7.1 г е дадена потенциалната диаграма на PN прехода, като за нулев потенциал условно е взет потенциалът на слоя x_0 . Наляво от x_0 потенциалът се увеличава, а надясно — намалява. Извън зоната на PN прехода потенциалът не се изменя, тъй като там липсва електрическо поле. Изменението на потенциала φ_0 в зоната на PN прехода се нарича потенциална бариера на PN прехода. За силициев PN преход $\varphi_0 \approx 0,6$ V, а за германиев — $\varphi_0 \approx 0,3$ V.

Ако външните изводи на двете области с проводимост от различен тип се свържат някъде (фиг. 7.2 а), в получената електрическа верига няма да протича ток, защото поро-

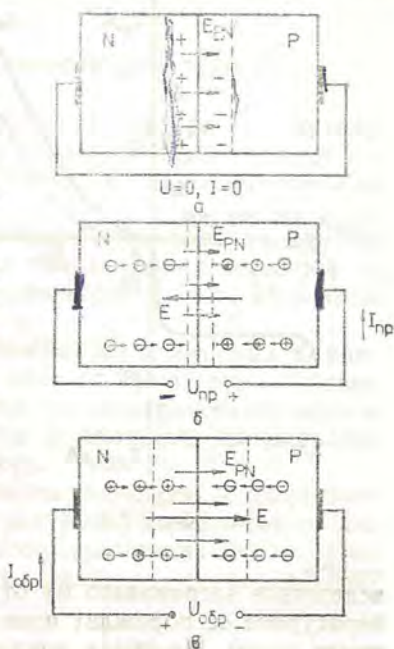
дените дрейфови токове в зоната на спираещия слой се уравнивяват от токовете, дължащи се на дифузното движение на електроните и дупките. В PN прехода съществува динамично равновесие.)

При прилагане на външно напрежение към PN прехода споменатото динамично равновесие се нарушава. Големината на тока и неговият характер са различни в зависимост от поляритета на външното напрежение.

Когато положителният полюс на външен източник е свързан с из-

вода от областта с проводимост тип Р, а отрицателният — с извода от областта с проводимост тип N, външният източник създава в полупроводниковата структура електрическо поле E , което е насочено срещу спиращото E_{PN} (фиг. 7.2б). Така приложеното външно напрежение се нарича право и се означава с $U_{пр}$. То намалява потенциалната бариера на PN прехода и стеснява широчината му. Част от основните токоносители, които притежават по-голяма енергия, могат да преминат през PN прехода и във веригата се получава ток, наречен ток в права посока $I_{пр}$. С увеличаване на правото напрежение, особено след като то стане по-голямо от потенциалната бариера, правият ток нараства силно. В областта с проводимост тип Р се движат дупки към PN прехода, преминават го и дифундират в областта с проводимост тип N. Постъпващите от външния източник електрони преминават през областта с проводимост тип N и PN прехода и дифундират в областта с проводимост тип Р. В зоната на PN прехода става рекомбинация между електроните и дупките.

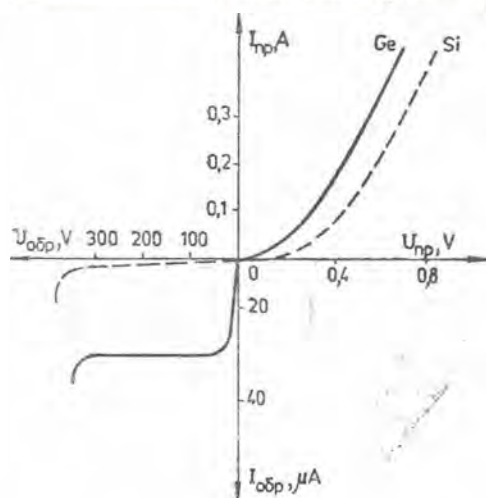
Ако полюсите на външния източник разменят местата си, напрежението му действа в обратна посока и се нарича обратно напрежение $U_{обр}$ (фиг. 7.2 в). То създава в PN прехода електрическо поле, което съвпада със собственото му поле E_{PN} . Потенциалната бариера нараства и PN преходът се разширява. Резултантното електрическо поле възпрепятствува преминаването на електрони от областта с проводимост тип N през спиращия слой в областта с проводимост тип Р и на дупки от областта с проводимост тип Р през спиращия слой в областта с проводимост тип N. За неосновните токоносители (дупки в областта с проводимост тип N и електрони в областта с проводимост тип Р) потенциалната бариера на PN прехода липсва и те ще преминават през него. Дрейфовото движение на неосновните токоносители определя известен ток, който се нарича обратен $I_{обр}$ и който е много малък. Обратният ток се определя от топлинната генерация на токоносителите, затова зависи много силно от температурата. При увеличаване на температурата с 10°C обратният ток при силициеви PN преходи нараства 3 пъти, а при германиеви — 2 пъти. Докато енергията на електрическото поле не е достатъчна за



Фиг. 7.2

генерация на токоносители, обратният ток не зависи от напрежението.

На фиг. 7.3 е дадена волт-амперната характеристика на PN прехода: плътната линия е за германиев PN преход, а прекъсваната — за силициев.



Фиг. 7.3

Между токовете в двете посоки има голяма разлика и практически PN преходът притежава еднопосочна проводимост. Свойствата на еднопосочна проводимост се наричат вентилни свойства или вентилен ефект.

Непроводящите свойства на PN прехода се запазват до определена стойност на обратното напрежение, след което настъпва пробив на PN прехода и обратният ток се увеличава рязко. Пробивът бива два вида: топлинен и електрически.

Топлинният пробив се дължи на увеличаване на температурата на PN прехода

вследствие загряването му от обратния ток. С повишаване на температурата се пораждат нови токоносители и обратният ток става много голям. Настъпва разрушаване на PN прехода. Топлинният пробив е необратим и не трябва да се допуска при експлоатацията на полупроводниковите елементи.

От своя страна, електрическият пробив е два вида: полеви (вентуров) и лавинен.

Полевият пробив се получава при голям интензитет на електрическото поле, което е в състояние да отделя електрони от ковалентните връзки.

Лавинният пробив наподобява ударната йонизация при газовете. При силно електрическо поле електроните и дупките в PN прехода се ускоряват дотолкова, че могат да разкъсат някои ковалентни връзки. В резултат се получават нови токоносители, които от своя страна разкъсват други ковалентни връзки. Процесът се развива лавинообразно и довежда до пробив на PN прехода.

Електрическите пробиви са обратими, стига обратният ток да бъде ограничен до известна стойност.

От полупроводниковите материали се изработват различни полупроводникови елементи, които са основните градивни части на полупроводниковата електроника. В зависимост от полупроводниковата структура полупроводниковите елементи са: полупроводникови

резистори, полупроводникови диоди, биполярни транзистори, полеви транзистори, тиристоры и др. Сособна група представляват интегралните схеми.

29

7.2. Полупроводникови резистори

Полупроводниковите резистори се изработват от еднороден материал и имат два извода. В зависимост от състава на материала се получава зависимост на съпротивлението от различни фактори.

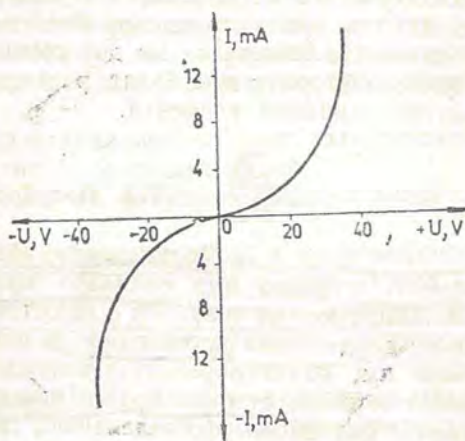
Линейни резистори. Правят се от слаболегиран силиций или от галиев арсенид. Тяхното съпротивление практически е постоянно за широк диапазон на изменение на напрежението и тока. Използват се в интегралните схеми.

Варистори. Те имат симетрична нелинейна волт-амперна характеристика (фиг. 7.4). Изработват се от смес от кристален силициев карбид и глина. Използват се за защита на електрическите вериги от пренапрежения и за ограничаване на амплитудата на напрежението при някои електронни генератори.

Терморезистори. Те са полупроводникови резистори, съпротивлението на които зависи силно от температурата. Различават се два вида терморезистори: термистори, съпротивлението на които намалява с увеличаване на температурата и позистори, съпротивлението на които се увеличава с повишаване на температурата.

Термисторите се изработват от материали с електронна проводимост, най-често метални окиси, а позисторите—от титаново-бариева керамика с примеси от редки земни елементи. Конструктивно терморезисторите се оформят като таблетки, сферички или цилиндри. На фиг. 7.5 са дадени външният вид и размерите на термистор, съветско производство.

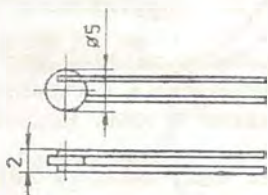
Типичната волт-амперна характеристика на термистор е показана на фиг. 7.6. В частта си OA тя е почти линейна. Токът през термистора е малък и не води до повишаване на температурата му. В участъка AB температурата на термистора започва да се повишава и неговото съпротивление намалява. В участъка BC съпротивлението на термистора



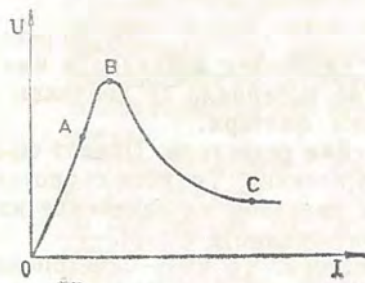
Фиг. 7.4

намалява дотолкова, че с увеличаване на тока напрежението намалява.

Терморезисторите се използват широко за измерване на температура в съпротивителните термометри, като нелинейни резистори в електронните схеми и др.



Фиг. 7.5



Фиг. 7.6

Тензорезистори. Те са полупроводникови резистори, съпротивлението на които зависи от линейната деформация. Представяват тънка пластинка, направена от силиций с проводимост тип N или с проводимост тип P. При деформация на пластинката се нарушава равномерността на кристалната решетка на полупроводника, което довежда до изменение на съпротивлението му. Тензорезисторите се използват за измерване на деформацията на твърди тела.

Фоторезисторите ще бъдат разгледани при фоточувствителните полупроводникови елементи.

7.3. Полупроводникови диоди

Полупроводниковият диод е полупроводников елемент, в който има един PN преход.

В зависимост от това как е получен PN преходът, полупроводниковите диоди биват плоскостни и точкови, а в зависимост от свойствата им, които определят и приложението им — изправителни, високочестотни, стабилизиращи (ценови), тунелни, обърнати, варикапи, фотодиоди, фотоелементи, светодиоди и др.

Точкови диоди. Точковият диод представлява пластинка от германий или силиций с проводимост от тип N, като към пластинката контактува тънък заострен метален проводник (диаметър от 0,1 до 0,6 μm). PN преходът се получава посредством формиране чрез електрически ток. За целта през диода се пропускат кратковременен ток с импулс със стойност до 400 mA. За получаване на PN преход с определени свойства контактуващият проводник често се покрива с примесни елементи — индий, алуминий и др. При формуването

тънък слой около металното острие придобива дупчеста проводимост и на границата между този слой и основната маса на полупроводниковата пластинка се получава PN преходът. За предпазване от влиянието на околната среда диодът се поставя в стъклена тръбичка. На фиг. 7.7 е дадена конструкцията на точков диод, като означенията са следните: 1 — полупроводникова пластинка, 2 — волфрамов контактен проводник, 3 — затварящи втулки, 4 — изводи, 5 — стъклена тръбичка.

Повърхността на точковия PN преход е много малка. Затова той има много малък капацитет (не по-голям от 1 pF). Това дава възможност точковите диоди да работят при високи и свръхвисоки честоти.

Точковите диоди се използват като токонправителни диоди за малки токове (до 50 mA) и за различни преобразуватели (детектори, ограничители и др.) при високи и свръхвисоки честоти.

Плоскостни полупроводникови диоди. Според основния материал, в който се формира PN преходът, те са селенови, медно-окисни, германиеви и силициеви. Силициевите диоди притежават редица предимства, вследствие на което те са най-използваните в момента.

Силициевият диод се получава, като към едната стена на пластинка от силиций с проводимост тип N се сплავи алуминий. Граничната зона с алуминия се превръща в полупроводник с проводимост тип P.

По подобен начин се получава и германиевият диод: към пластинка от германий с проводимост тип N се сплавя индий.

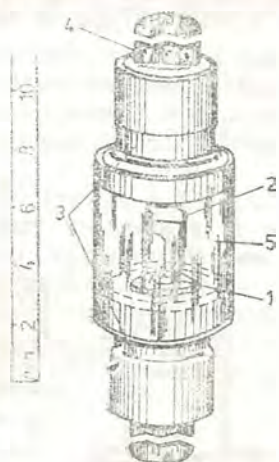
Тази технология за изработване на полупроводникови диоди се нарича сплавна.

Областта с проводимост тип P се нарича анод, а с проводимост тип N — катод. Посоката на пропускане на тока е анод — катод.

И при двата вида диоди пластинката с PN прехода се херметизира в метален корпус. На фиг. 7.8 е дадена конструкцията на диод за средна мощност. Означенията на фигурата са следните: 1 — полупроводников кристал, 2 — стоманена основа, 3 — никелиран меден проводник, 4 — метален корпус, 5 — стъклен изолатор. При диоди за големи токове конструкцията на диода се монтира върху радиаторна система, която в някои случаи се охлажда принудително. Това се прави за отвеждане на топлината, която се отделя в PN прехода при работа на диода.

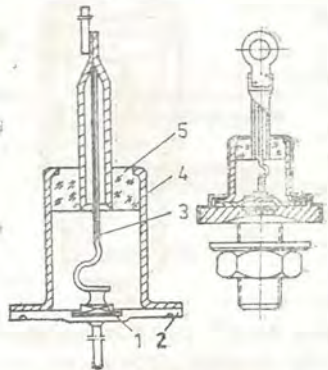
Най-важните параметри за изправителните диоди, които се посочват в паспортите им или се дават в справочниците, са:

1. Максимално доп стимо обратно напрежение U_{Rmax} .

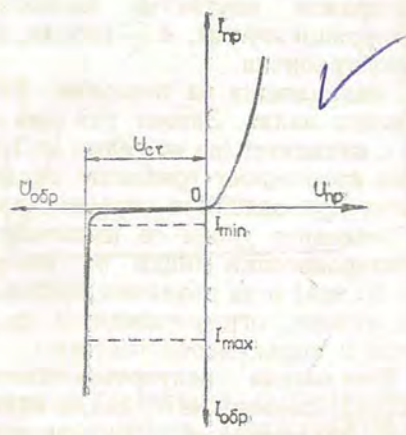


Фиг. 7.7

2. Максимално допустим среден изправен ток $I_{0\max}$.
3. Максимално допустимо повтарящо се импулсно обратно напрежение $U_{RRM\max}$.
4. Постоянно напрежение в права посока (при дадени постоянен ток и температура на околната среда) U_F .

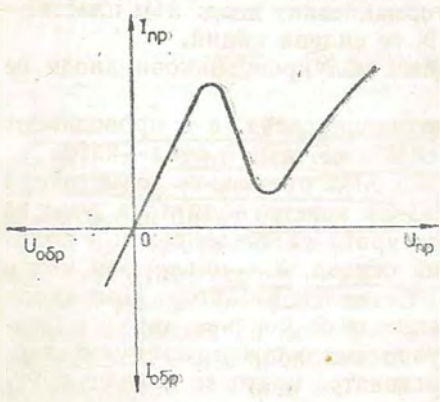


Фиг. 7.8



Фиг. 7.9

5. Постоянен обратен ток (при дадени постоянно напрежение в обратна посока и температура на околната среда) I_R .
6. Работен температурен интервал на околната среда.
7. Допустима температура на PN прехода $t_{f\max}$.



Фиг. 7.10

PN преходи, изградени на германиева база, издържат температура до $85-100^\circ\text{C}$, а на силициева — до $150-160^\circ\text{C}$.

Плоскостните изправителни диоди намират приложение за направа на токоизправители от малки до възможните най-големи мощности.

Ценови (опорни) диоди. Те са силициеви диоди, работната област на които е в зоната на ценовия (полезния) пробив, който протича лавинообразно. След пробива напрежението върху PN прехода остава почти постоянно при изменение на U се нарича стабилизиращо и

тока в широки граници (фиг. 7.9). на фигурата е означено с U_{cr} .

Основните параметри на ценовите диоди са: стабилизиращото напрежение $U_{ст}$, минималният ток на стабилизация I_{min} , максималният ток на стабилизация I_{max} .

Ценовите диоди се използват в стабилизаторите на постоянно напрежение и като нелинейни елементи.

Тунелни диоди. Характерно за тях е, че волт-амперната им характеристика (фиг. 7.10) има падащ участък в първи квадрант. Изработват се от силнолегиран германий или галиев арсенид. Използват се за генератори на свръхвисокофреkwотни трептения и бързодействащи импулсни превключватели.

Варикапи. При включване в обратна посока PN преходът има много голямо съпротивление. Но така получената система притежава известен капацитет. Той зависи от стойността на обратното напрежение. Чрез неговото изменение може да се регулира капацитетът на PN прехода. Диодите, които са специално конструирани да работят като регулируем кондензатор, се наричат варикапи. Те се използват за настройка на резонансни контури и в системи за дистанционно управление.

29

7.4. Биполярни транзистори

Биполярните транзистори се състоят от два PN прехода, разположени много близо един до друг — на няколко микрона.

Те се наричат биполярни, защото при тях токове протичат вследствие на двата вида токоносители — електроните и дупките.

Биполярните транзистори представляват кристал от германий или силиций, в който са създадени три области: двете от тях, разположени в краищата, са с проводимост от еднакъв тип, а средната е с проводимост от противоположния тип.

В зависимост от това как са подбрани проводимостите в трите слоя, биполярните транзистори биват:

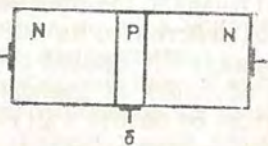
1. Транзистори PNP тип (фиг. 7.11 а), при които двата външни слоя имат дупчеста проводимост, а вътрешният — електронна.

2. Транзистори NPN тип (фиг. 7.11 б), при които двата външни слоя са с електронна проводимост, а средният — с дупчеста.

В момента най-широко разпространение имат силициевите NPN транзистори.

Транзисторите се изработват по различни технологии, откъдето идват и наименованията им: сплавни, дифузни, епитаксиални, планарни, с йонна имплантация.

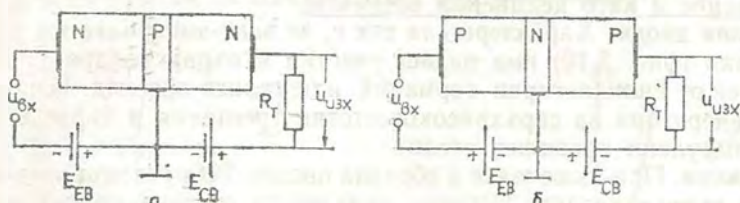
При всички видове транзистори германиевият или силициевият



Фиг. 7.11

монокристал с трислойнната структура се затваря в метален или пластмасов корпус, от който се извеждат три извода от трите слоя.

Средният слой се нарича база, а двата крайни — емитер и колектор. Транзисторите се изработват така, че винаги концентрацията



Фиг. 7.12

на основните токоносителни в емитера е по-голяма от концентрацията на основните токоносителни в базата.

За да работи транзисторът, например да представлява усилвател на електрически сигнали, към емитерния PN преход се подава постоянно напрежение в посоката на пропускане, т. е. той е отпушен, а към колекторния PN преход — постоянно напрежение в обратна посока, т. е. той е запушен. Напрежението $u_{вх}$, което следва да се усилва, се включва във веригата между емитера и базата (фиг. 7.12). Във веригата на колектора се поставя товарният резистор R_T , в който се получава усиленият сигнал.

При NPN транзистори емитерът има отрицателен потенциал спрямо базата, а колекторът — положителен (фиг. 7.12 а). При PNP транзистори е обратното: емитерът има положителен потенциал спрямо базата, а колекторът — отрицателен (фиг. 7.12 б).

Ще обясним принципа на действие на транзисторите, като разгледаме работата на транзистор от типа NPN (фиг. 7.12 а).

Постоянното напрежение, приложено върху емитерния PN преход, има малка стойност — части от волта. Напрежението на захранващия източник в колекторната верига е няколко десетки волта. За някои видове съвременни транзистори то достига до няколко стотин волта.

Отначало ще приемем, че липсва сигнал за усилване, т. е. $u_{вх} = 0$. Под действието на постоянното напрежение в емитерната верига емитерният PN преход се отпушва и през него преминава ток. Този ток се обуславя от движението на електрони от емитера към базата и на дупки от базата към емитера. В самия емитерен PN преход става рекомбинация между двата вида токоносителни. Понеже концентрацията на електроните в слоя на емитера е значително по-голяма от концентрацията на дупките в слоя на базата, потокът на електрони към базата е значително по-голям от потока на дупки към емитера. След рекомбинацията между дупките и електроните в PN прехода се получава излишък от електрони. Излишните електрони преми-

нават в слоя на базата, където те са неосновни токоносители. Вкарването на неосновни токоносители в слоя на базата се нарича инжектиране на неосновни токоносители.

Инжектираните в базата електрони попадат под действието на електрическото поле на колектора и започват да се движат към колекторния PN преход. Концентрацията на внесените неосновни токоносители в базата постепенно намалява с течение на времето. При изработването на транзистора дебелината на базата се прави много малка, така че за времето, което е необходимо за преминаването на неосновните токоносители от емитерния до колекторния PN преход, концентрацията им да намалее незначително. Тогава по-голямата част от инжектираните в базата електрони успява да достигне до колекторния PN преход. Това увеличава проводимостта на запушения колекторен PN преход и колекторният ток се увеличава. Дебелината на базата при съвременните транзистори е толкова малка, че повече от 90% от инжектираните в базата неосновни токоносители преминават в колектора, като обуславят самия колекторен ток.

Ако във веригата на емитера действа и източникът на променливо напрежение $u_{вх}$, токът през емитерния PN преход се изменя заедно с измененията на това напрежение. Съответно се изменя потокът на електрони към колекторния PN преход и колекторният ток.

Връзката между тока в колекторната верига I_C и тока във веригата на емитера I_E се дава с коефициента на предаване по ток между двете вериги, който се означава с α . Този коефициент се дефинира като отношение на нарастването на колекторния ток ΔI_C и предизвиканото го нарастване на емитерния ток ΔI_E при постоянно напрежение между колектора и базата ($U_{CB} = \text{const}$)

$$(7.1) \quad \alpha = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right)_{U_{CB} = \text{const}}$$

Колекторният ток е по-малък от емитерния, защото част от емитерния ток преминава през извода на базата. В съответствие с това и нарастването на колекторния ток е по-малко от предизвиканото го нарастване на емитерния ток. Затова коефициентът на предаване по ток α е винаги по-малък от единица ($\alpha = 0,95 \div 0,99$).

Разгледаната схема на свързване на транзистора не дава усилване по ток, но при нея се получава усилване по напрежение.

Емитерният PN преход е включен в посока на пропускане и съпротивлението му е малко. Затова входното съпротивление на транзистора $R_{вх}$ е малко — няколко десетки ома. Тогава малки изменения на входното напрежение $\Delta u_{вх}$ предизвикват сравнително големи изменения на емитерния ток

$$(7.2) \quad \Delta I_E = \frac{\Delta u_{вх}}{R_{вх}}$$

Съпротивлението на веригата на колектора за колекторния ток I_C , който протича в непроводящата посока на колекторния PN преход, е голямо (от няколко десетки до неколкостотин килоома). Във връзка с това включването на товарен резистор във веригата на колектора със сравнително голямо съпротивление няма да измени режима на работа на колекторната верига. Изменението на изходното напрежение върху товарния резистор

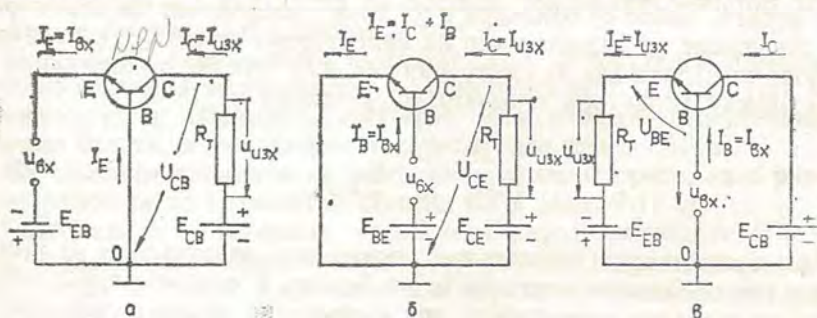
$$(7.3) \quad \Delta u_{изх} = R_T \Delta I_C$$

при $\alpha < 1$ е значително по-голямо от изменението на входното напрежение $\Delta u_{вх}$.

Затова разглежданата схема усилва сигнала по напрежение.

7.5. Схеми на свързване на биполярните транзистори

В електронните схеми транзисторите могат да се свързват по три основни схеми: с обща база (фиг. 7.13 а), с общ емитер (фиг. 7.13 б) и с общ колектор (фиг. 7.13 в). Наименованията на схемите идват от общата точка между входната и изходната верига на схемата.



Фиг. 7.13

Принципът на действие на транзистора беше разгледан при свързването му в схема с обща база.

В схемата с общ емитер входен ток е токът на базата

$$I_{вх} = I_B.$$

Товарният резистор е в колекторната верига и изходният ток е колекторният

$$I_{изх} = I_C.$$

Коефициентът на предаване по ток на схемата с общ емитер се означава с β . Той представлява отношението на нарастването на колекторния ток ΔI_C и предизвикалото го нарастване на базовия ток ΔI_B при постоянно напрежение между колектора и емитера ($U_{CE} = \text{const}$)

$$(7.4) \quad \beta = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{U_{CE} = \text{const}}$$

При схема с общ емитер базовият ток е

$$(7.5) \quad I_B = I_E - I_C = \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) I_C$$

От съпоставянето на (7.4) и (7.5) се получава

$$(7.6) \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Тъй като $\alpha = 0,9 \div 0,99$, стойностите на β са сравнително големи — от десет до сто, а при някои транзистори и повече.

Понеже базовият ток е малък в сравнение с колекторния, схемата с общ емитер дава усилване по ток. Тя усилва сигнала и по напрежение. В схемата с общ емитер се получава по-голямо усилване по мощност спрямо схемата с обща база.

В схемата с общ колектор входен ток е базовият

$$I_{вх} = I_B,$$

а изходен — емитерният

$$I_{изх} = I_E,$$

тъй като товарният резистор е включен във веригата на емитера (фиг. 7.13 в).

Усилването по ток в тази схема е по-голямо от усилването по ток в схемата с общ емитер, защото $I_E > I_C$.

Изходното напрежение е

$$(7.7) \quad u_{изх} = u_{вх} - u_{BE} \approx u_{вх},$$

понеже напрежението u_{BE} , необходимо за управление на транзистора е много малко в сравнение с входното напрежение $u_{вх}$. Понеже изходното напрежение съпада по фаза с входното и по големина е почти равно на него, схемата с общ колектор е известна още с наименованието емитерен повторител.

7.6. Статични характеристики и параметри на биполярните транзистори

Статичните характеристики на биполярните транзистори представляват зависимостите между напреженията на електродите им и токовете през тях. При построяването им е прието за независими променливи да се вземат входният ток и изходното напрежение, а за функции — изходният ток и входното напрежение. По такъв начин за всяка от схемите на свързване на транзисторите се получават по четири семейства статични характеристики. Тези семейства характеристики са:

1. Изходни характеристики, които изразяват зависимостта между изходния ток $I_{\text{изх}}$ и изходното напрежение $U_{\text{изх}}$ при постоянен входен ток $I_{\text{вх}}$

$$(7.8) \quad I_{\text{изх}} = F_1(U_{\text{изх}})_{I_{\text{вх}} = \text{const.}}$$

2. Входни характеристики, които дават връзката между входното напрежение $U_{\text{вх}}$ и входния ток $I_{\text{вх}}$ при постоянно изходно напрежение $U_{\text{изх}}$

$$(7.9) \quad U_{\text{вх}} = F_2(I_{\text{вх}})_{U_{\text{изх}} = \text{const.}}$$

3. Характеристики на предаване по ток, които изразяват зависимостта на изходния ток $I_{\text{изх}}$ от входния ток $I_{\text{вх}}$ при постоянно изходно напрежение $U_{\text{изх}}$

$$(7.10) \quad I_{\text{изх}} = F_3(I_{\text{вх}})_{U_{\text{изх}} = \text{const.}}$$

4. Характеристики на обратна връзка по напрежение, които представляват зависимостта между входното напрежение $U_{\text{вх}}$ и изходното напрежение $U_{\text{изх}}$ при постоянен входен ток $I_{\text{вх}}$

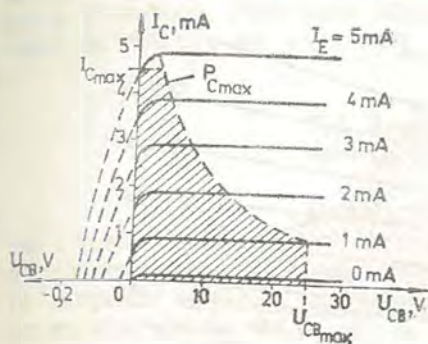
$$(7.11) \quad U_{\text{вх}} = F_4(U_{\text{изх}})_{I_{\text{вх}} = \text{const.}}$$

На фиг. 7.14 са начертани изходните характеристики $I_C = F_1(U_{CB})_{I_E = \text{const}}$ на NPN транзистор, свързан по схема с обща база. Характеристиката $I_C = F_1(U_{CB})_{I_E = 0}$ е волт-амперната характеристика на колекторния PN преход в непроваждаща посока. Колекторният ток $I_C = I_{C1}$ е топлинният ток на запушения PN преход при нормална температура на околната среда.

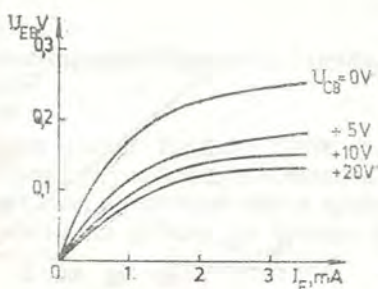
Характеристиките при $I_E > 0$ се намират над характеристиката $I_C = I_{C1}$. Колекторният ток I_C представлява сумата на тока I_{C1} тока, който се дължи на инжектираните от емитера в базата основни токоносители

$$(7.12) \quad I_C = I_{C1} + \alpha I_E.$$

От характеристиките се вижда, че колекторното напрежение оказва съвсем слабо влияние на колекторния ток. Той има достатъчно голяма стойност при $U_{CE}=0$. При смяна на поляритета на колекторното напрежение колекторният ток бързо намалява и става нула при



Фиг. 7.14



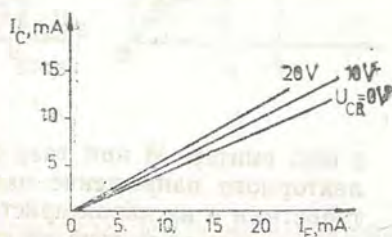
Фиг. 7.15

напряжения части от волта. При по-нататъшно увеличение на колекторното напрежение в права посока колекторният PN преход работи в отпушено състояние, което не е работен режим на транзистора. Затова в справочниците се дават само частите от характеристиките, начертани с непрекъснатите линии.

На фиг. 7.15 са дадени входните характеристики $U_{BE}=F_2(I_E U_{CB}=\text{const})$ на NPN транзистор при свързване по схема с обща база. Колекторното напрежение влияе слабо на характеристиките. Затова в справочниците се дават само две характеристики: при $U_{CB}=0$ и определена стойност на колекторното напрежение. Много често се дава само една входна характеристика при дадена стойност на колекторното напрежение.

На фиг. 7.16 са начертани характеристиките на предаване по ток $I_C=F_3(I_E U_{CB}=\text{const})$ на NPN транзистор, свързан по схема с обща база. Те представляват прави линии, които минават през началото на координатната система. Колекторното напрежение почти не влияе на характеристиките, във връзка с което в справочниците се дава само една характеристика при определена стойност на колекторното напрежение.

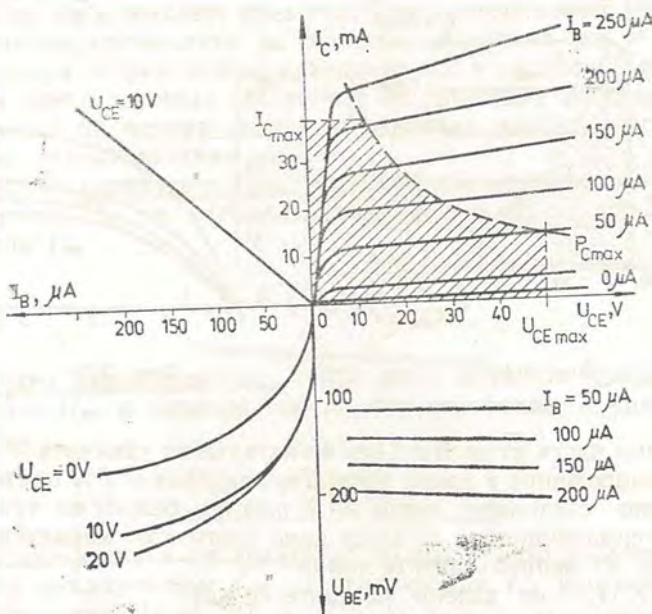
Много често четирите фамилии характеристики на биполярните транзистори се чертаят в една обща координатна система, като в първи квадрант са разположени изходните характеристики, във втори — характеристиките на предаване по ток, в трети — входните



Фиг. 7.16

характеристики и в четвърти — характеристиките на обратна връзка по напрежение.

На фиг. 7.17 в една обща координатна система са дадени статичните характеристики на NPN транзистор при свързване по схема



Фиг. 7.17

с общ емитер. И при тази схема на свързване на транзистора колекторното напрежение оказва слабо влияние на входните характеристики и на характеристиките на предаване по ток. Затова справочниците се дава по една от тези характеристики при дадена стойност на колекторното напрежение.

Статичните характеристики на PNP транзисторите имат същия вид и се чертаят по същия начин, като се отчитат обратните полярности на съответните напрежения.

Освен стойността на коефициента на предаване по ток β за схема с общ емитер за биполярните транзистори в справочниците се дават и стойностите на редица параметри:

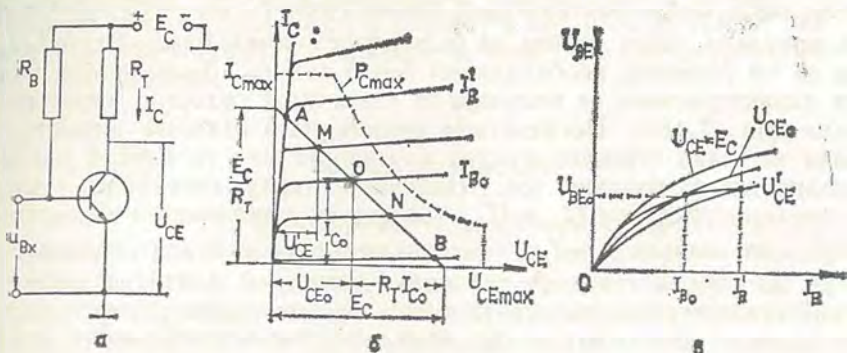
- максимално допустимо напрежение колектор—база — U_{CBmax} ;
- максимално допустимо напрежение колектор—емитер — U_{CEmax} ;
- максимално допустим колекторен ток — I_{Cmax} ;
- максимално допустима средна мощност на колектора — P_{Cmax} ;
- максимално допустима температура на PN преходите — t_{max} ;

— обратен колекторен ток (при $I_E=0$ и дадена стойност на напрежението колектор—база U_{CB}) — I_{CB0} .

На фиг. 7.14 и фиг. 7.17 са означени и максимално допустимите стойности на величините. На фигурите $P_{C\max}=\text{const}$ представлява една хипербола. Работната област на транзистора е заштрихованата част от полето на изходните характеристики.

7.7. Динамични характеристики на биполярни транзистори

В електронните схеми транзисторите работят с товар в изходната си верига. В този случай, ако се изменя входното напрежение, се изменят входният ток, изходният ток и изходното напрежение. Така полученият режим на работа на транзистора се нарича динамичен.



Фиг. 7.18

На всяка от статичните характеристики съответствува характеристика в динамичен режим. Затова динамичните характеристики, които дават пълна представа за работата на транзистора, са входната и изходната характеристика, характеристиката на предаване по ток и характеристиката на обратна връзка по напрежение.

Най-голям интерес представляват изходната и входната динамична характеристика. Затова ще разгледаме построяването им за най-често срещаната схема на свързване на транзисторите — схемата с общ емитер (фиг. 7.18 а).

За изходното напрежение е в сила уравнението

$$(7.13) \quad U_{CE} = E_C - R_C I_C.$$

То е аналитичен израз на динамичната изходна характеристика $U_{CE} = F(I_C)$. Понеже (7.13) е уравнение на права линия, динамичната изходна характеристика се нарича още товарна права. В по-

лето на статичните изходни характеристики $I_C = F_1(U_{CE})$, $I_B = \text{const}$ тя се прекарва най-лесно чрез определяне на отрезите ѝ върху координатните оси:

$$\text{при } I_C = 0 \quad U_{CE} = E_C$$

$$\text{и при } U_{CE} = 0 \quad I_C = \frac{E_C}{R_T} \quad (\text{фиг. 7.18 б}).$$

При дадени напрежение на захранващия източник в колекторната верига E_C и съпротивление R_T на товарния резистор динамичната характеристика дава възможност за всяка стойност на колекторния ток I_C да се намерят стойностите на колекторното напрежение U_{CE} и на базовия ток I_B или при даден базов ток I_B какви са стойностите на колекторния ток I_C и на колекторното напрежение U_{CE} .

Динамичната входна характеристика е зависимостта между напрежението база—емитер U_{BE} и базовия ток I_B : $U_{BE} = F_2(I_B)$. От нея се определя какво трябва да бъде напрежението база—емитер U_{BE} , за да се установи необходимият базов ток I_B . Динамичната входна характеристика се получава от статичните входни характеристики (фиг. 7.18 в). Посредством динамичната изходна характеристика за всяка статична входна характеристика се намира каква е стойността на базовия ток. Например върху статичната входна характеристика при $U_{CE} = U'_{CE}$ точката от динамичната характеристика има абсциса $I_B = I'_B$.

За да работи транзисторът като усилвател, който не внася изкривявания, трябва работната точка да се движи върху участък от динамичната изходна характеристика, в който измененията на колекторния ток са пропорционални на измененията на базовия ток. На фиг. 7.18 б това е частта MN на динамичната характеристика. За най-добро използване на транзистора при минимални нелинейни изкривявания първоначалното положение на работната точка — при покой, което съответствува на състоянието на транзистора без сигнал за усилване, трябва да се намира в средата на участъка MN — т. O . На т. O съответствуват колекторен ток I_{C_0} и колекторно напрежение U_{CE_0} . Колекторният ток I_{C_0} се създава от базов ток I_{B_0} . За да протича във веригата на базата токът I_{B_0} , напрежението база—емитер трябва да има стойност U_{BE_0} (фиг. 7.18 в).

Ключов режим на биполярен транзистор. В много електронни схеми биполярните транзистори работят с входни сигнали, които имат такива стойности, че работната точка достига точките A и B на динамичната изходна характеристика (фиг. 7.18 б).

В т. A се получава възможният най-голям колекторен ток при дадените напрежение на захранващия източник E_C и съпротивление на товарния резистор R_T . По-нататъшно увеличение на базовия ток

не води до увеличение на колекторния ток. Казва се, че транзисторът е наситен. В режим на насищане транзисторът е неуправляем. Напрежението колектор—емитер е много малко и клони към нула.

В т. В на динамичната изходна характеристика транзисторът е запущен. Условието за това е $U_{BE} \leq 0$ (за транзистори от NPN тип), а $U_{BE} \geq 0$ (за транзистори от PNP тип). В запущено състояние транзисторът е неуправляем и в неговата колекторна верига протича обратният ток на запущен PN преход, който е много малък. Във връзка с това колекторното напрежение клони към това на захранващия източник

(7.14)

$$U_{CE} \sim E_C.$$

Когато транзисторът е запущен, казва се, че той работи в режим на отсечка.

Режимът, при който транзисторът преминава от режим на насищане в режим на отсечка и обратно, се нарича ключов режим.

В ключов режим транзисторите работят в логическите схеми, които намират най-широко приложение в електронните цифрови изчислителни машини.

30

7.8. Полеви транзистори

Биполярните транзистори са полупроводникови елементи, които се управляват с ток. За да се получи ток или изменение на тока в изходната верига на транзистора, трябва да има съответно ток или изменение на тока във входната верига. Затова входното съпротивление на биполярния транзистор е малко.

Съществува и друга група транзистори, при които токът в изходната им верига се управлява посредством напрежение. Те се наричат полеви или канални транзистори.

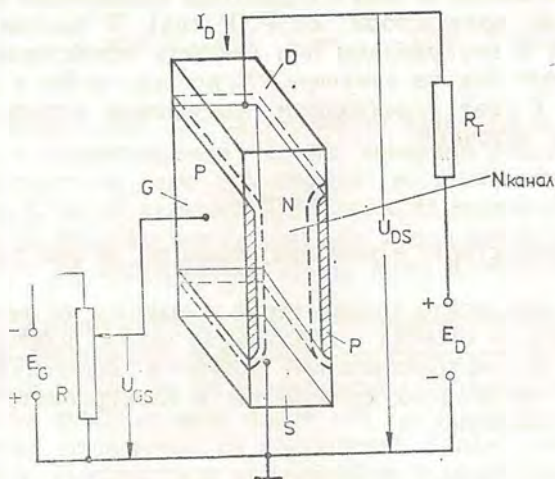
Действието на полевите транзистори се основава на изменението на съпротивлението на слой от полупроводников материал, предизвикано от напречно електрическо поле.

Различават се два вида полеви транзистори:

- 1) с управляващ PN преход;
- 2) със структура метал—диелектрик—полупроводник, които са известни под наименованието MOS транзистори.

Транзисторът с управляващ PN преход представлява много тънка пластинка от полупроводник (германий или силиций) с проводимост от тип N или от тип P. Ще разгледаме принципа на действие на транзистора, когато пластинката има проводимост от тип N (фиг. 7.19). Двата края на пластинката S и D са метализирани, така че между метала и полупроводника не се получават PN преходи. Към двете срещуположни широки стени на пластинката и едната тясна е сплавен акцепторен примес и се образува област с проводимост тип P.

Слоят с проводимост тип N между електродите S и D се нарича канал. Към електродите S и D се свързва външна електрическа верига състояща се от товарния резистор R_T и източника на е. д. н. E_D . Нека към получения PN преход не е приложено напрежение. Пре



Фиг. 7.19

канала с проводимост тип N протича ток, който се определя от напрежението на захранващия източник E_D и съпротивления на товарния резистор R_T и на канала с проводимост тип N. В него токът се обуславя от движението на електрони, които се движат от електрода S към електрода D . Електродът, от който започват да се движат основните токоносителни, се нарича сорс, а електродът, към който те се движат — дрейн.

Да приложим към PN прехода напрежение в обратна посока, т. е. той да бъде запушен. Стойността на обратното напрежение може да се регулира с потенциометъра R . Обратното напрежение върху PN прехода увеличава дебелината му. Преходът се разширява в областта на канала с проводимост тип N. Разширението е толкова по-голямо, колкото по-голямо е обратното напрежение. Разположението на границата на PN прехода след прилагането на обратното напрежение е означено на фигурата с прекъсвана линия.

Електрическото поле в областта на PN прехода възпрепятства преминаването на електрони в нея. Областта на PN прехода в канала с проводимост тип N се оказва забранена зона за електроните, които обуславят тока в него. Напречното сечение на канала, през който преминават електроните, намалява. Това е равносложно на увеличаване на съпротивлението на канала и токът I_D през него намалява. Напрежението между електродите D и S се увеличава, докато напрежението върху товарния резистор R_T става по-малко.

Ако се изменя стойността на обратното напрежение с потенциометъра R , се изменя и дебелината на областта на PN прехода, а от там и съпротивлението на канала. Следователно в такт с изменението на напрежението върху електрода G се изменя и токът I_D в изходната верига на транзистора. Електродът G , чрез който може да се управлява токът в транзистора, се нарича гейт.]

[Усилвателните свойства на разглеждания транзистор се определят от големината на изменението на съпротивлението на канала между електродите D и S . За да се получи ефективна работа на транзистора, дебелината на канала трябва да бъде съизмерима с широчината на PN прехода.

Входната верига на полевия транзистор с управляващ PN преход представлява запушен PN преход. Затова входният ток (токът през електрода G) практически е равен на нула. Тогава изходният ток I_D зависи от изходното напрежение U_{DS} (напрежението между електродите D и S) и входното напрежение U_{GS} (напрежението между електродите G и S). Във връзка с това полевите транзистори имат две семейства статични характеристики:

1. Изходни, които изразяват зависимостта на изходния ток от входното напрежение при постоянно входно напрежение:

$$I_D = F_1(U_{DS})_{U_{GS} = \text{const}}$$

2. Проходни, които дават зависимостта на изходния ток от входното напрежение при постоянно изходно напрежение.

$$I_D = F_2(U_{GS})_{U_{DS} = \text{const}}$$

Обикновено в справочниците се дава една проходна характеристика при определена стойност на изходното напрежение:

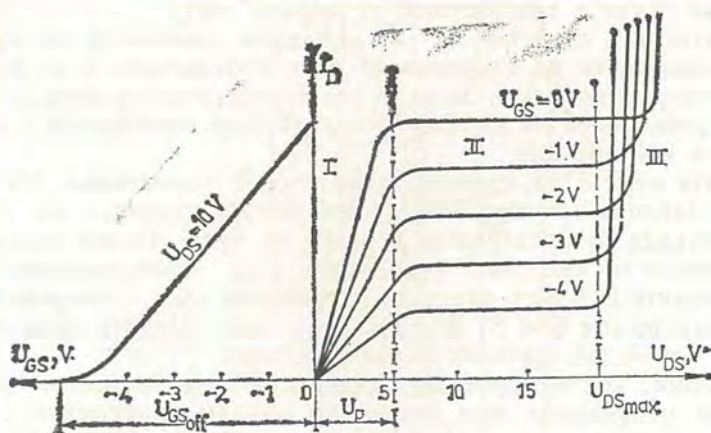
На фиг. 7.20 са начертани изходните характеристики и една проходна характеристика, като надясно по абсцисната ос са нанесени стойностите на изходното напрежение, а наляво — на входното напрежение, докато ординатната ос е обща. В изходните характеристики се разграничават три области: в първата транзисторът представлява управляем резистор, във втората работи като усилвател, а третата област е на лавинен пробив, при който транзисторът поврежда.

Транзисторите с канал, който има проводимост от тип P, работят по аналогичен начин, само че поляритетът на напреженията е обратен спрямо по-горе разглеждания случай на транзистор с канал с проводимост тип N.]

Полевите транзистори със структура MOS са два вида:

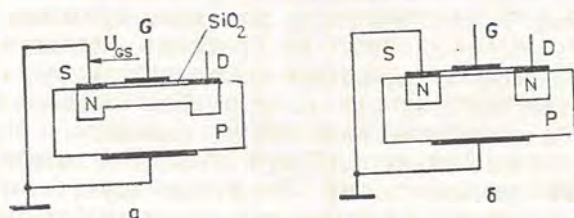
- а) с вграден канал;
- б) с индуктиран канал.

И двата вида се изграждат върху подложка от силициев полу-проводник (с проводимост тип N или тип P). Подложката е изведе-на като външен електрод и тези транзистори имат четири електро-да (фиг. 7.21).



Фиг. 7.20

В транзисторите с вграден канал в силициевата подложка, например с проводимост тип P, както е дадено на фиг. 7.21 а, се създават две области с проводимост тип N, които са свързани помежду си чрез канал с проводимост тип N. Чрез метализация от тях са изведени електродите сорс и дрейн. Разстоянието между сорса и дрейна



Фиг. 7.21

е около $1 \mu\text{m}$. Върху канала е нанесен слой от силициев двуокис, върху него метален слой, който представлява електродът гейт. Металният електрод (гейтът), слойът от силициев двуокис и полупроводникът образуват структурата MOS (metal-oxide-semiconductor).

Ако напрежението между гейта и сорса е $U_{GS} = 0$, каналът протича известна проводимост. При отрицателни напрежения на гейта електроните на проводимостта в канала с проводимост тип P се изтласкват в областта на подложката и проводимостта на канала

намалява. Съответно намалява и токът през канала. Казва се, че транзисторът работи в режим на обедняване. Ако напрежението на гейта стане положително, от подложката се изтеглят електрони към канала и неговата проводимост се увеличава. Увеличава се и токът през канала. Транзисторът работи в режим на обогатяване.

За разлика от полевите транзистори с управляващ PN преход MOS транзисторите с вграден канал могат да работят с нулево, с положително и с отрицателно напрежение на гейта.

При MOS транзисторите с индуктиран канал (фиг. 7.21 б) каналът между двете области с проводимост тип N не се вгражда в процеса на производството на транзистора. Той се получава само когато на гейта се подаде положително напрежение $U_{GS} > 0$. С увеличаване на положителното гейтово напрежение се увеличава и токът между електродите дрейн и сорс.

Следователно MOS транзисторите с индуктиран канал работят само в режим на обогатяване при една полярност на гейта, която се определя от типа на канала.

Статичните характеристики на MOS транзисторите имат аналогичен вид на съответните характеристики на транзисторите с управляващ PN преход.

В електронните схеми полевите транзистори се свързват по три схеми: с общ сорс, с общ гейт и с общ дрейн, които съответствуват на схемите на свързване на биполярните транзистори с общ емитер, с обща база и с общ колектор.

Динамичният режим и динамичните характеристики на полевия транзистор са както при биполярния транзистор.

Най-важните параметри на полевите транзистори са:

— стръмността на проходната характеристика (наречена още проходна проводимост)

$$S = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right) U_{DS} = \cos \alpha$$

— максимално допустим дрейнов ток I_{Dmax} ;

— максимално допустимото напрежение дрейн—сорс U_{DSmax} ;

— максимално допустимата разсейвана мощност P_{max} ;

— напрежението на отсичане U_p (вж. фиг. 7.20);

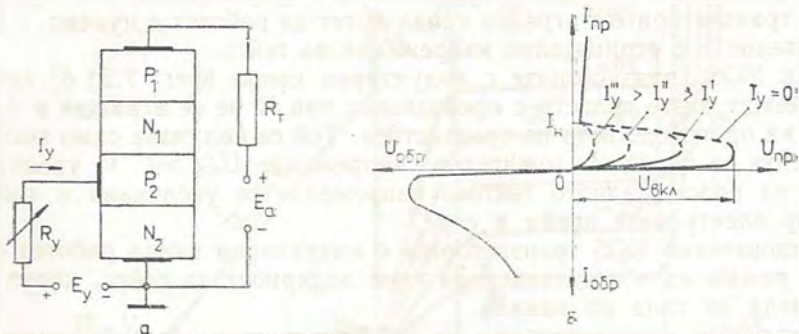
— напрежението на отсечка (напрежението гейт—сорс, при което каналът се запушва) U_{GSoff} ;

— входното съпротивление $R_{вх}$.

Полевите транзистори имат много голямо входно съпротивление: за транзистори с управляващ PN преход то е от 10^7 до $10^9 \Omega$, а за MOS транзистори — от 10^{10} до $10^{14} \Omega$.

7.9. Тиристори

Тиристорите [са полупроводникови елементи с четири- или петслойна структура, която е получена в монокристал от силиций чрез редуващи се слоеве с проводимост от различен тип — P и N.



Фиг. 7.22

Принципът на действие на тиристорите ще разгледаме при тиристор с четирислойна структура (фиг. 7.22). Четирите слоя с редуваща се проводимост образуват три PN прехода.

Нека към четирислойната структура е приложено постоянно напрежение с поляритет, при който външният слой с проводимост тип P (слоят P₁) има положителен потенциал спрямо външния слой с проводимост тип N (слоят N₂). Тези слоеве са съответно анодът и катодът на тиристора. Преходите P₁N₁ и P₂N₂ са отпушени, а преходът N₁P₂ — запушен. Докато преходът N₁P₂ е запушен, токът през тиристора е незначителен (това е обратният ток на запушен PN преход).

С увеличаване на външното постоянно напрежение токът през тиристора се увеличава съвсем слабо. Това продължава, докато напрежението достигне стойността $U_{вкл}$ (фиг. 7.22 б), при която в прехода N₁P₂ настъпва пробив. Пробивът протича лавинообразно. Токът се увеличава рязко до стойност, която се определя от стойността на захранващото напрежение и съпротивлението на товарния резистор R_T .

Напрежението върху тиристора от няколко стотин волта спада до 0,8—1,2 V. Описаните явления се дават с кривата $I_y=0$ (фиг. 7.22 б). Почти хоризонталният участък съответствува на запушено състояние на тиристора, означеният с прекъсвана линия участък — на преминаването от малки към големи токове, а почти вертикалният участък показва изменението на тока след пробива.

Стойността на напрежението $U_{вкл}$ може да се намали, ако в един от двата слоя, които образуват вътрешния PN преход N₁P₂, се вна-

сят от външен източник, наречен управляващ, допълнителни токоносители. На фиг. 7.22 а за тази цел служи веригата, образувана от източника E_y и променливия резистор R_y , с който могат да се регулират допълнително внасяните токоносители.

С увеличаване на тока I_y се увеличава и количеството на дупките в слоя P_2 . Колкото е по-голямо това количество, толкова по-ниско става пробивното напрежение $U_{вкл.}$.

Следователно посредством допълнителния електрод може да се регулира стойността на напрежението $U_{вкл.}$ при което тиристорът се отпушва. Затова този електрод се нарича управляващ.

За определена стойност на управляващия ток тиристорът се отпушва при съвсем малко анодно напрежение.

При обратен поляритет на анодно напрежение пробивното напрежение остава винаги голямо независимо от това през управляващия електрод (характеристиката в III квадрант на фиг. 7.22 б). Ако настъпи пробив в обратна посока, тиристорът се поврежда.

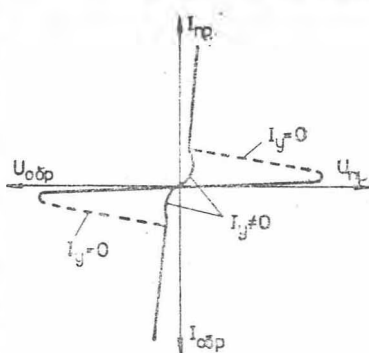
Подобно на полупроводниковите диоди, четирислойният тиристор е елемент, при който ток може да протича само в една посока. Тиристорите се използват като токоизправителни елементи, но в схемите работят при променливо напрежение, чиято амплитуда е по-малка от напрежението на включване при управляващ ток $I_y = 0$. Отпушването на тиристора става само посредством управляващ електрод. Чрез регулиране на момента, в който се подава управляващият ток през време на положителната полувълна на анодното напрежение, може да се регулира средната стойност на изправения ток (вж. фиг. 12.7 б).

Описаните тиристори притежават възможност за управление само при отпушване на елемента. Отпушеното състояние на тиристора се запазва, докато потенциалът на анода е положителен. Запушването става чрез подаване на отрицателно анодно напрежение.

При четирислойните тиристори може да се управлява проводимостта на елемента само в едната посока. Затова те се наричат несиметрични тиристори.

При използването на петслойна структура са конструирани тиристори, които имат двупосочно регулируема проводимост (фиг. 7.23). Те се наричат симетрични тиристори или симистори.

В някои случаи се извеждат само анодният и катодният извод и четирислойната или петслойната структура работи като диод с особена волт-амперна характеристика. Получените диоди се наричат несиметричен и симетричен динистор.



Фиг. 7.23

Най-важните параметри на един тиристор са:

- максимално допустим среден ток в отпушено състояние I_{TVA} ;
- максимално допустима стойност на повтарящо се обратнo напрежение $U_{RRM \max}$;
- максимално допустима стойност на правото напрежение (за тази стойност на правото напрежение тиристорът се управлява само чрез управляващия електрод);
- ток на задържане (минималният ток в права посока, който е необходим за поддържане на отпушеното състояние) — това е токът I_H на фиг. 7.22б;
- постоянен отпушващ ток през управляващия електрод I_{GT} ;
- допустимо напрежение на управляващия електрод в права посока U_{FG} .

Тиристорите се използват в схеми на управляеми токoизправители, регулатори на прoменливо напрежение, в различни превключвателни схеми и др.

32

7.10. Фоточувствителни полупроводникови елементи

Вътрешният фотоефект, който се изразява в освобождаването на електрони от междуатомните им връзки вследствие на светлинно облъчване, намира практическо приложение в полупроводниковите фотоелементи.

Вътрешният фотоефект довежда до изменение на съпротивлението на еднороден полупроводник и до пораждање на вътрешно е. д. и в система от полупроводников материал с проводимост от различен тип P и N, разделена от един PN преход.

В зависимост от това, кой вътрешен фотоефект се използва, полупроводниковите фотоелементи са: фоторезистори, фотодиоди и фототранзистори.

7.10.1. Фоторезистори

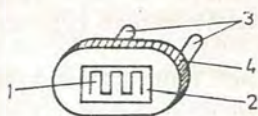
Фоторезисторът (фиг. 7.24) представлява полупроводников слой 1, нанесен върху подложка от изолационен материал 2. Изводите на полупроводниковия слой са контактните крачета 3, а за предпазване от външни влияния той е покрит с прозрачен лак. Така полученият фоторезистор се поставя в пластмасов корпус 4, който има светлинен прозорец.

Фоторезисторите се правят от кадмиев сулфид, кадмиев селенид, бисмутов сулфид и оловен сулфид.

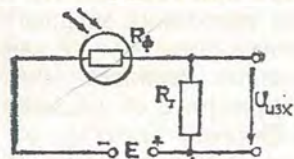
За да се използва ефектът на фоторезистора, той се свързва към

източник на постоянно е. д. н. E и товарен резистор R_T , от който се взема изходното напрежение на схемата (фиг. 7.25).

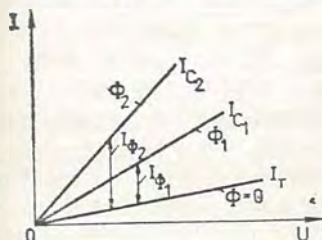
Фоторезисторът има най-голямо съпротивление $R_{\Phi T}$, когато не е осветен. Във веригата протича ток I_T , наречен ток на тъмно:



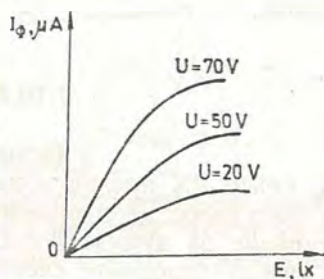
Фиг. 7.24



Фиг. 7.25



Фиг. 7.26



Фиг. 7.27

$$(7.15) \quad I_T = \frac{E}{R_{\Phi T} + R_T} \cdot$$

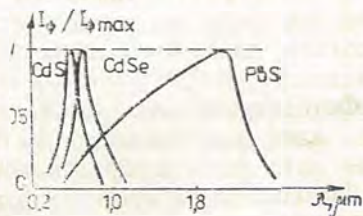
При осветяване съпротивлението на фоторезистора намалява и добива стойност $R_{\Phi c}$, която зависи от степента на осветяване. Токът във веригата нараства и става

$$(7.16) \quad I_c = \frac{E}{R_{\Phi c} + R_T} \cdot$$

Разликата между двата тока се нарича фототок I_{Φ} :

$$(7.17) \quad I_{\Phi} = I_c - I_T \cdot$$

Волт-амперната характеристика е зависимостта на тока през фоторезистора от приложеното към него напрежение при постоянен светлинен поток. Волт-амперните характеристики са прави линии (фиг. 7.26).



Фиг. 7.28

Светлинната характеристика на фоторезистора дава зависимостта на фототока от осветеността (изразена в луксове) при постоянно напрежение върху фоторезистора (фиг. 7.27). Светлинните характеристики са нелинейни.

Спектралната характеристика определя чувствителността на фоторезистора при облъчването му с монохроматичен светлинен поток, който има постоянна мощност. При чертането на спектралната характеристика фототока се дава в относителен мащаб спрямо неговата най-голяма стойност (фиг. 7.28).

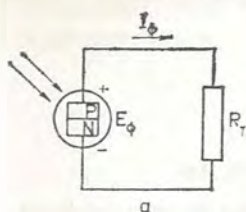
Фоторезисторите от кадмиев сулфид имат най-голяма чувствителност във видимия спектър, от кадмиев селенид — при червена светлина, а от оловен сулфид — в зоната на инфрачервената светлина.

Фоторезисторите намират приложение в измервателната техника, в контролните апарати и системите за автоматично управление.

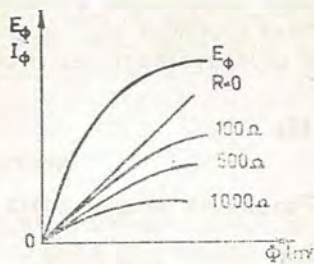
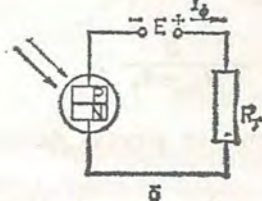
7.10.2. Фотодиоди

Фотодиодът представлява полупроводников диод, чиито PN преход може да се осветява. При осветяването се получават свободни токоносители — електрони и дупки. В слоя P става натрупване на дупки, а в слоя N — на електрони. Вследствие на това между изводните електроди на фотодиода се получава потенциална разлика — това е възникналото във фотодиода фотоелектродвижещо напрежение. Неговата стойност зависи от степента на осветяване на фотодиода.

Фотодиодите се изработват от селен, германий, силиций, талиев сулфид и сребърен сулфид. Най-широко разпространение имат фотодиодите от първите три вида.



Фиг. 7.29



Фиг. 7.30

Фотодиодите могат да се свързват по два начина:

- като фотогенератор (фиг. 7.29 а);
- като фотопреобразувател (фиг. 7.29 б).

Фотодиодът работи като фотогенератор, когато към изводите му се свърже товарен резистор R_T . В този режим той представлява пряк

преобразувател на светлинната енергия в електрическа, която се отдава в товарния резистор R_T .

Светлинните характеристики на фотодиодите представляват зависимостите на фотоелектродвижещото напрежение E_ϕ и на тока I_ϕ през товарния резистор от падащия върху елемента светлинен поток (фиг. 7.30). Линейна зависимост между фототока и светлинния поток съществува само при късо съединение на фотодиода $-R_T = 0$.

Фотодиодът се използва като фотопреобразувател, когато във външната верига освен товарен резистор R_T се включи и постоянен ток източник, чийто положителен полюс се свързва с N слоя на фотодиода, а отрицателният — с P слой (фиг. 7.29 б). При липса на осветяване фотодиодът е запушен и във външната верига протича съвсем слаб ток — токът на тъмно. Когато фотодиодът се освети, потокът на токоносителите през PN прехода се увеличава и токът във външната верига нараства. Токът се определя от напрежението на външния източник и от породилото се фотоелектродвижещо напрежение, т. е. токът зависи от светлинния поток, който пада върху PN прехода.

На фиг. 7.31 са дадени волт-амперните характеристики на един фотодиод, получени при различно осветяване на PN прехода му. В работната област на характеристиките (III квадрант) фототокът не зависи от напрежението.

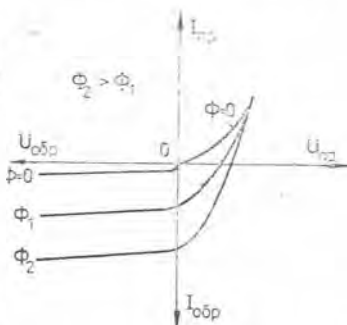
Спектралната характеристика на селеновите фотодиоди се намира в зоната на дължини на светлинната вълна от 0,3 до 0,75 μm и има максимум при $\lambda = 0,56 \mu\text{m}$. Видът ѝ наподобява спектралната характеристика на средното човешко око, затова селеновите фотодиоди се използват широко в обективната фотометрия.

Спектралната характеристика на германиевите фотодиоди е в областта на дължини на вълната от 0,5 до 2 μm и има максимум при $\lambda = 1,5 \mu\text{m}$.

Силициевите фотодиоди имат спектрална характеристика в областта на видимата и инфрачервената светлина.

При фотодиодите интегралната чувствителност се определя от светлинната характеристика, когато фотодиодът е даден накъсо ($R_T = 0$). Тя представлява отношението на фототока към интензитета на светлинния поток, който пада върху фотодиода. Интегралната чувствителност има следните стойности: за селенови фотодиоди от 400 до 500 $\mu\text{A/lm}$ за фотодиоди от талиев сулфид 11000 $\mu\text{A/lm}$, за германиеви фотодиоди 30000 $\mu\text{A/lm}$.

Фотодиодите имат много широко приложение в съвременната електроника. Те се използват във фотоелектрическите пиromетри,



Фиг. 7.31

различни измервателни и контролни апарати, системи за автоматично регулиране, устройства за въвеждане и получаване на данни към електронноизчислителни машини и др.

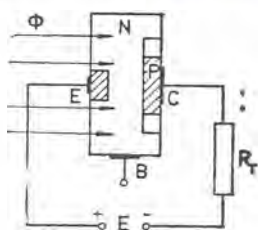
Силициевите фотодиоди се използват в слънчевите батерии като преки преобразуватели на светлинната енергия в електрическа.

7.10.3. Фототранзистори

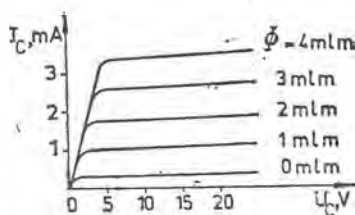
Фототранзисторът е плоскостен транзистор, на който може да се осветява базата (фиг. 7.32).

Най-често транзисторът работи без базов ток. Затова при много транзистори липсва извод от базата.

Когато фототранзисторът не е осветен, във веригата на колектора протича известен ток — токът на тъмно.



Фиг. 7.32



Фиг. 7.33

При осветяване на базата в нея се пораждат нови токоносители — електрони и дупки. При PNP транзистор, както е дадено на фиг. 7.32, под действието на напрежението в колекторната верига дупките преминават в P областта на колектора, а електроните остават в базата. Със своя обменен заряд те създават електрическо поле, което снижава потенциалната бариера на емитерния PN преход. Започва допълнително инжектиране на дупки в слоя на базата. Много малка част рекомбинира в базата, а повечето преминават в колектора. Светлинният ток през емитерния PN преход играе ролята на базов ток на транзистора. Затова той обуславя β пъти по-голям ток в колекторната верига.

Волт-амперните характеристики на фототранзистора (фиг. 7.33) са аналогични на изходните характеристики на биполярния транзистор, свързан по схема с общ емитер.

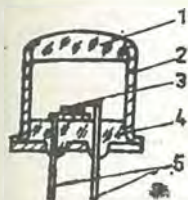
Фототранзисторите имат много по-голяма интегрална чувствителност в сравнение с фотодиодите. За някои фототранзистори интегралната чувствителност има стойности до 1 A/lm.

Фототранзисторите имат същото приложение както фотодиодите, свързани като фотопреобразуватели.

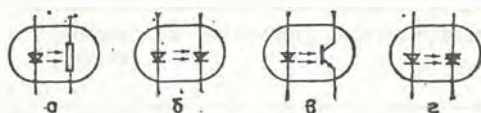
7.10.4. Светодиоди и оптрони

Светодиодът представлява полупроводников елемент с един PN преход, който преобразува електрическата енергия в енергия на некохерентно светлинно излъчване.

Когато PN преходът работи в права посока, има интензивно инжектиране на неосновни токоносители — електрони в областта с проводимост тип P и дупки в областта с проводимост тип N. Инжектираните неосновни токоносители рекомбинират с основните токоносители на дадената област и концентрацията им бързо спада вътре от PN прехода. При рекомбинацията се отделя известна енергия. При много полупроводници енергията се отдава на кристалната решетка и се превръща в топлина. Но при някои полупроводници, получени на базата на галий, арсен, силициев карбид и др., енергията



Фиг. 7.34



Фиг. 7.35

се излъчва под формата на светлинни кванти в областта на ултравиолетовата, видимата или инфрачервената светлина.

Спектралният състав на излъчената светлина зависи от веществата, които изграждат PN прехода на светодиода.

На фиг. 7.34 е дадена конструкцията на светодиод. Означенията на фигурата са следните: 1 — леща, 2 — метален корпус, 3 — пластинка с PN преход, 4 — изолатор, 5 — изводи.






Оптрони. Оптронът представлява обединени в един общ корпус светодиод и фоточувствителен полупроводников елемент (фиг. 7.35 а — фоторезистор, фиг. 7.35 б — фотодиод, фиг. 7.35 в — фототранзистор, фиг. 7.35 г — фототиристор). Между светодиода и фоточувствителния елемент има оптична връзка. Оптроните се използват за осъществяване на връзка между две вериги, които са изолирани електрически една от друга.

7.11. Интегрални схеми

С навлизане на електрониката в различните области на науката и техниката се усложниха електронните устройства. Броят на градивните елементи (транзистори, диоди, резистори, кондензатори и др.), които съдържат те, нарасна неимоверно много.

Таблица 7.1

Условни означения на полупроводниковите резистори

Тип на резистора	Условно означение
Линеен резистор	
Варистор	
Тензорезистор	
Терморезистори (термистор и позистор)	
Фоторезистор	

Това важи особено за електронноизчислителните машини и устройствата за контрол и автоматично управление. Възниква въпросът за обема и масата, от една страна, и за надеждността и икономичността от друга.

Използването на дискретни елементи с миниатюрни размери и маса и свързването им в малки функционални възли (наречени микромодули) не доведе до задоволително разрешаване на възникнали проблеми.

В съвременната микроелектроника сложните електронни схеми и устройства се изграждат по друг, качествено различен подход, крайният продукт на който са интегралните схеми.

Интегрална схема се нарича тази, в която елементите неразривно са свързани помежду си така, че устройството представлява единно цяло.

Интегралните схеми са два вида:

— хибридни интегрални схеми, при които една част от елементите са изградени върху една подложка, а друга част от елементите са дискретни (най-често това са активните елементи) и се свързват елементите на подложката;

— твърди интегрални схеми, при които всички елементи на схемата (активните и пасивните) са изградени на повърхността или обема на един монокристал от силиций.

Таблица 7.2

Условни означения на полупроводниковите диоди











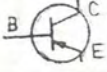

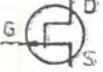
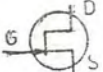




Вид на диода		Условно означение
Точкови	Изправителен	 А-анод К-катод
	СВЧ-диод	
	Изправителен	
	Ценеров	
	Тунелен	
Плоскостни	Обърнат	
	Варикап	
	Фотодиод	
	Фотоелемент	
	Светодиод	

Таблица 7.3

Условни графични означения на транзистори и тиристори

Вид на елемента		Условно означение
1	2	3
Биполярни транзистори	Тип PNP	 В-база С-колектор Е-емитер
	Тип NPN	
Полеви транзистори с управляващ PN преход	С Р канал	 D-грейн G-гейт S-сорс
	С N канал	
MOS транзистори	С вграден канал от Р тип	
	С вграден канал от N тип	
	С индуциран канал от Р тип	
	С индуциран канал от N тип	

1	2	3
Тиристор и	Диоден (динистор)	
	Диоден симетричен	
	Триоден с катодно управление	
	Триоден с анодно управление	
	Триоден симетричен (симистор)	

Твърдите интегрални схеми предлагат редица предимства:
 — много голяма концентрация на елементите в единица обем, благодарение на което се получават много сложни във функционално отношение схеми с много малки размери и маса;

— висока надеждност;
 — нишожна консумация на електроенергия;
 — единен технологичен процес, при който се изграждат едновременно не само активните и пасивните елементи, но и електрическите връзки и изолацията между отделните елементи и възли на сложната интегрална схема.

Поради посочените предимства твърдите интегрални схеми са най-разпространени в момента и с тях се изграждат сложните електронни схеми.

При твърдите интегрални схеми се използват както биполярни, така и полеви транзистори. Има схеми, в които се срещат и двата вида транзистори.

Диодите се получават от транзистори, като се използва само единият PN преход на транзистора.

В процеса на изграждането на транзисторите в схемата се получа-

ват и резисторите, които представляват ивици от полупроводников слой с определена проводимост.

Кондензаторите се реализират или чрез използване на капацитети на запушен PN преход, или чрез диелектричен слой на силициев дву-окис.

При твърдите интегрални схеми широко се прилага груповият метод на производството им, който се състои в изграждането на много еднотипни схеми върху една силициева пластинка. В края на технологичния процес пластинката се нарязва на части, върху които са отделните интегрални схеми.

В зависимост от функционалното действие твърдите интегрални схеми са линейни (аналогови) и цифрови (дискретни).

Линейните схеми имат основно предназначение за усилване на аналогови сигнали. Най-характерните линейни схеми са операционните усилватели.

При цифровите схеми транзисторите работят в ключов режим. С цифровите схеми се изграждат логическите елементи и логическите схеми, които са основните възли на цифровите електронноизчислителни машини.



ОСМА ГЛАВА

ЕЛЕКТРОННИ УСИЛВАТЕЛИ

8.1. Общи понятия

8.1.1. Определения и класификация на усилвателите

Електронни усилватели се наричат устройствата, с помощта на които се увеличават в известна степен стойностите на електрическия сигнал (напрежение, ток, мощност). Като усилвателни елементи в тези устройства се използват биполярни и полевни транзистори в дискретно и интегрално изпълнение или електронни лампи.

В структурната схема на усилвателното устройство (фиг. 8.1) влизат източникът на входен сигнал 1, източникът на постоянно напрежение 2, консуматорът (товарът) 3 и усилвателят 4.

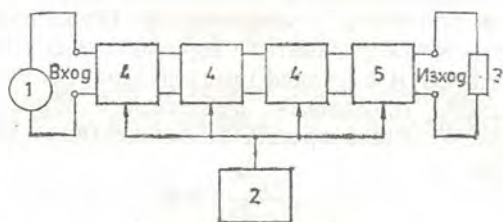
Източникът на входен сигнал посредством усилвателя управлява енергията, която



Фиг. 8.1

то от източника на постоянно напрежение постъпва в консуматора. Входният сигнал може да бъде напрежение, ток или мощност. Той се получава от някакъв измервателен преобразувател (термодвойка, фотодиод и др.), от микрофон, от предшествуващ усилвател и др.

[Консуматорът на усилената енергия може да бъде измервателен уред, bobина на електромагнитно поле (вж. т. 10.5), електродвигател, високоговорител и др.



Фиг. 8.2

Исходният сигнал на усилвателя е напрежение, ток или мощност. В зависимост от това усилвателите се делят на усилватели на напрежение, ток и мощност.

Когато от един усилвател (едно стъпало) не може да се получи предварително зададената мощност, включват се последователно няколко усилвателя.]

Структурната схема на многостъпален усилвател е показана на фиг. 8.2. Стъпалата 4 са най-често усилватели на напрежение или ток, а последното стъпало 5, което е свързано към товара 3 — на мощност.

Начинът на свързване на отделните стъпала зависи най-вече от вида и честотата на усилваните сигнали, които могат да бъдат: постоянни; бавно изменящи се; хармонични трептения; импулсни сигнали с една или друга форма, продължителност и последователност.

Въз основа на това, какви сигнали могат да усилят, електронните усилватели биват:

1. Постояннотокови усилватели. С тях се усилят постоянни или бавно изменящи се сигнали.

2. Нискочестотни усилватели. Те са предназначени да усилят хармонични сигнали в честотния диапазон от ниски честоти $f_n = 20 \text{ Hz}$ до високи честоти около $f_v = 20 \text{ kHz}$. При по-специални случаи честотният диапазон може да се разшири.

3. Високочестотни усилватели. Това са усилватели, които усилят сигнали с висока честота и имат малък честотен диапазон в сравнение със средната честота.

4. Широколентови усилватели. Те се използват за усиляване на несинусоидни периодични сигнали с честотен диапазон от един херц до десетки мегахерца. Такъв широк честотен диапазон имат импулс-

ните сигнали, поради което тези усилватели често се наричат импулсни.

5. Избирателни усилватели. Те са предназначени да усилват сигнали само в течен честотен диапазон в областта на ниските или високите честоти.)

В постояннотоковите усилватели връзката между отделните стъпала е галванична и се осъществява с помощта на резистори. В нискочестотните и широколентовите усилватели връзката между отделните стъпала е най-често с кондензатор (кондензаторна връзка). В някои нискочестотни усилватели връзка между отделните стъпала може да се направи и с трансформатор (трансформаторна връзка). При избирателните усилватели, работещи в областта на високите честоти, междустъпалната връзка се осъществява най-често с резонансни контури.

8.1.2. Основни показатели на усилвателите

Усилвателните свойства на всеки усилвател се оценяват от неговите характеристики и параметри. По-важните от тях са: коефициент на усилване, коефициент на полезно действие, амплитудно-честотна характеристика, фазово-честотна характеристика, нелинейни изкривявания и др.

Според изискванията, които се предявяват към различните усилватели, едни от тези характеристики могат да бъдат основни, а останалите да имат второстепенно значение.

Коефициент на усилване. Той е основен параметър за работата на всеки усилвател. Коефициентът на усилване се определя чрез отношение на напрежението, тока или мощността на изхода на усилвателя към напрежението, тока или мощността на неговия вход.

В зависимост от усилваните величини се различават коефициенти на усилване по напрежение \dot{K}_U , по ток \dot{K}_I и по мощност K_P , където

$$(8.1) \quad \dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}; \quad \dot{K}_I = \frac{i_{\text{изх}}}{i_{\text{вх}}}; \quad K_P = \frac{P_{\text{изх}}}{P_{\text{вх}}}$$

В най-общия случай коефициентите \dot{K}_U и \dot{K}_I са комплексни величини, тъй като изходните сигнали могат да се различават от входните не само по величина, но и по фаза.]

Коефициентите на усилване \dot{K}_U и \dot{K}_I могат да се представят още във вида

$$(8.2) \quad \dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{изх}}}{U_{\text{вх}}} e^{j(\varphi_{U_{\text{изх}}} - \varphi_{U_{\text{вх}}})} = K_U e^{j\varphi_U};$$

$$(8.3) \quad \dot{K}_I = \frac{i_{\text{изх}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{изх}}}{I_{\text{вх}}} e^{j(\varphi_{i_{\text{изх}}} - \varphi_{i_{\text{вх}}})} = K_I e^{j\varphi_I};$$

където K_U и K_I са модулите на коефициентите на усилване по напрежение и ток;

$\varphi_U = \varphi_{\text{изх}} - \varphi_{\text{вх}}$ и $\varphi_I = \varphi_{I_{\text{изх}}} - \varphi_{I_{\text{вх}}}$ — разликите на началните фази на изходните и входните сигнали.

Коефициентът на усилване по мощност K_P е винаги реално число.

За един n -стъпален усилвател общият коефициент на усилване K се определя като произведение от коефициентите на усилване на отделните стъпала

$$(8.4) \quad K = K_1, K_2, \dots, K_n.$$

Коефициент на полезно действие. За усилвателите на мощност той е важен параметър и се определя от зависимостта

$$(8.5) \quad \eta = \frac{P_{\text{изх}}}{P_0},$$

където $P_{\text{изх}}$ е изходната мощност, отдавана от усилвателя върху товарния резистор;

P_0 — мощността, която усилвателят консумира от източника на постоянно напрежение.

Амплитудно-честотна характеристика. Тя дава зависимостта на модула на коефициента на усилване K от честотата на подавания за усилване сигнал.

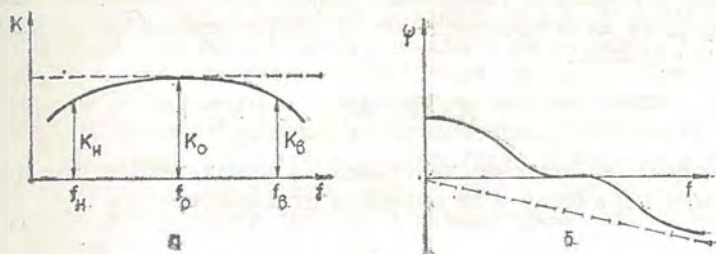
Като пример на фиг. 8.3 а е показана амплитудно-честотната характеристика на реален нискочестотен усилвател, а с прекъсвана линия — на идеален усилвател. От фигурата се вижда, че модулет на коефициента на усилване се променя в областта на ниските (f_n) и високите честоти (f_v). От това следва, че различните хармонични, които съставят входния сигнал, ще се усилят нееднакво, поради което се променя формата на сложния сигнал, получен в изхода на усилвателя или амплитудата на чисто хармоничния сигнал. Внесеният от усилвателя изкривявания на сигнала се определят като амплитудно-честотни. Те се обуславят от участващите в усилвателя реактивни елементи, съпротивленията на които зависят от честотата на сигнала, а също и от честотните свойства на усилвателните елементи.

Степента на амплитудно-честотните изкривявания за отделните честоти се определя от коефициента на амплитудно-честотните изкривявания M , който се изчислява чрез отношението на модула на коефициента на усилване K_0 за средни честоти към модула на коефициента на усилване K_f за дадена честота:

$$(8.6) \quad M = \frac{K_0}{K_f}.$$

Фазово-честотна характеристика. Тя определя фазовите изкривявания на усилвателя и представлява зависимостта на фазовата раз-

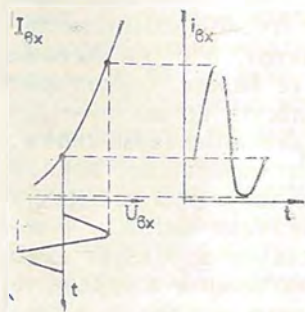
лика φ между входното и изходното напрежение на усилвателя от честотата на усилвания сигнал. Идеалната фазово-честотна характеристика на усилвателя е права линия, започваща от началото на координатната система (прекъсваната линия на фиг. 8.3 б). Фазово-



Фиг. 8.3

честотната характеристика на един реален усилвател е показана на фиг. 8.3 б с пълтна линия.

Нелинейни изкривявания. При по-големи входни напрежения усилвателните елементи не винаги работят само в праволинейните участъци на своите входни и изходни характеристики, поради което се нарушава пропорционалността между изходните и входните напрежения, съответно между изходните и входните токове.



Фиг. 8.4

на нелинейните изкривявания (т. н. клирфактор) γ . Той се определя от израза

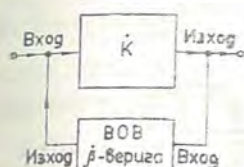
$$(8.7) \quad \gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1},$$

където U_1 е ефективната стойност на първата (основна) хармонична съставка на изходния сигнал:

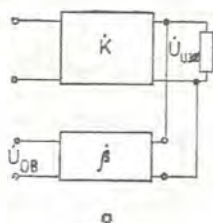
U_2, U_3, \dots, U_n — ефективните стойности на висшите хармонични съставки, които се появяват в резултат на нелинейното усилване.

8.2. Обратна връзка в усилвателите

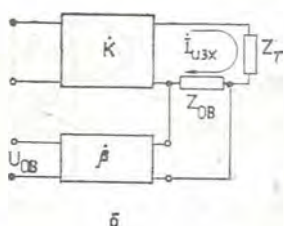
Обратна връзка в един усилвател се нарича връщането на част от енергията на сигнала от изхода на усилвателя към входа му.



Фиг. 8.5



а



б

Фиг. 8.6

Обратните връзки в усилвателите се създават специално, но могат да възникват и произволно. Обратните връзки, които възникват произволно, се наричат паразитни обратни връзки и са нежелателни.

На фиг. 8.5 е показана структурната схема за осъществяване на обратна връзка. С ВОВ е означена веригата за обратна връзка (β -верига), а със стрелки — посоката за връщане на част от енергията от изхода към входа на усилвателя.

Ако напрежението, което се взема от изхода на усилвателя и се подава във входа му, е в противофаза на входното напрежение, обратната връзка е отрицателна. В случаите, когато напрежението на обратната връзка съвпада по фаза с входното напрежение, обратната връзка е положителна.

Практическо приложение при усилвателите намира отрицателната обратна връзка, тъй като тя подобрява работата и качествените показатели на усилвателите.

Положителната обратна връзка се използва в различните видове електронни генератори на незатихващи трептения.

В зависимост от това, по какъв начин веригата за обратна връзка получава входното си напрежение от изходните изводи на усилвателя, отрицателната обратна връзка бива по напрежение и ток.

Отрицателната обратна връзка е по напрежение, когато напрежението на обратната връзка е пропорционално на напрежението $U_{изх}$ в краищата на товара Z_T (фиг. 8.6 а).

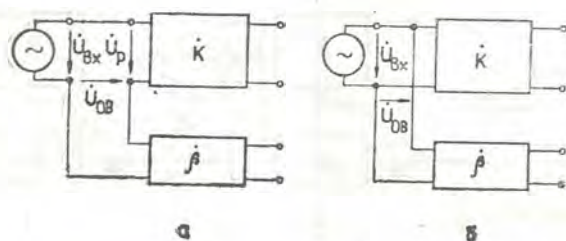
Отрицателната обратна връзка е по ток, ако напрежението на обратната връзка е пропорционално на изходния ток $I_{изх}$ (фиг. 8.6б).

В зависимост от начина, по който се подава изходното напрежение от веригата за обратна връзка към входа на усилвателя, обратната връзка е последователна или паралелна.

Последователна обратна връзка се получава, когато изходът на веригата за обратна връзка заедно с източника на усилвания сит-

нал са последователно свързани по отношение на входната верига на усилвателя (фиг. 8.7 а).

При паралелната обратна връзка изходът на веригата за обратна връзка и източникът на сигнала са свързани паралелно, както това е показано на фиг. 8.7 б.



Фиг. 8.7

При по-специални случаи в усилвателите се прилагат и комбинирани обратни връзки.

Веригата за обратна връзка се характеризира с коефициента на предаване по напрежение β . Той се определя от отношението на напрежението на изхода на веригата за обратна връзка $U_{ов}$ към напрежението на нейния вход (фиг. 8.6 а):

$$(8.8) \quad \beta = \frac{U_{ов}}{U_{изх}}$$

Във входната верига на усилвателя (фиг. 8.7 а) действа напрежението

$$(8.9) \quad U_p = U_{вх} + U_{ов}$$

Като се вземе предвид коефициентът на предаване по напрежение, последното уравнение се представя във вида

$$(8.10) \quad U_{вх} = U_p - U_{ов} = U_p - \beta U_{изх}$$

Когато усилвателят е без обратна връзка, $U_{вх} = U_p$. Неговият коефициент на усилване се определя от отношението на напрежението $U_{изх}$ и U_p :

$$(8.11) \quad K = \frac{U_{изх}}{U_p}$$

Ако усилвателят е с обратна връзка, неговият коефициент на усилване $\dot{K}_{ов}$ е

$$(8.12) \quad \dot{K}_{ов} = \frac{\dot{U}_{нзх}}{U_{вх}} = \frac{\dot{U}_{нзх}}{\dot{U}_p - \beta \dot{U}_{нзх}} \quad \text{или} \quad \dot{K}_{ов} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}},$$

където $\beta \dot{K} = \frac{\dot{U}_{ов}}{\dot{U}_p}$ се нарича възвратно отношение. То определя характера на обратната връзка и коефициента на усилване при обратна връзка $\dot{K}_{ов}$.

Като се вземе предвид, че $\dot{K} = Ke^{j\psi_K}$ и $\beta = \beta e^{j\psi_\beta}$, където ψ_K и ψ_β определят дефазиранието на сигнала от усилвателя и веригата за обратна връзка, изразът за $\dot{K}_{ов}$ може да се представи още във вида

$$(8.13) \quad \dot{K}_{ов} = \frac{Ke^{j\psi_K}}{1 - \beta K e^{j(\psi_\beta + \psi_K)}}.$$

Когато е изпълнено условието $\psi_K + \psi_\beta = \pi$, възвратното отношение е реална и отрицателна величина, а коефициентът на усилване се определя по формулата

$$(8.14) \quad K_{ов} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

От този израз следва, че при $\psi_K + \psi_\beta = \pi$, т. е. когато напрежението на обратна връзка $U_{ов}$ постъпва на входа на усилвателя в противофаза с напрежението на входния сигнал $U_{вх}$, обратната връзка е отрицателна и коефициентът на усилване K (без обратна връзка) се намалява $1 + \beta K$ пъти. Намаляването на коефициента на усилване е единственият недостатък на отрицателната обратна връзка.

Независимо, че с отрицателната обратна връзка се намалява усилването ($K_{ов} < K$), тя се използва често в практиката, защото подобрява редица параметри на усилвателя. Чрез нея се постига повишена устойчивост в работата на усилвателя, като се стабилизира коефициентът на усилване.

За оценка стабилността на коефициента на усилване при усилвателя с обратна връзка следва да се определи неговото относително изменение

$$(8.15) \quad \frac{dK_{ов}}{K_{ов}} = \frac{1}{1 + \beta K} \cdot \frac{dK}{K}.$$

Следователно за всеки усилвател с отрицателна обратна връзка стабилността на коефициента на усилване се увеличава $1+\beta K$ пъти.

Ако се направи $\beta K \gg 1$ (случай на дълбока отрицателна връзка), изразът за $K_{об}$ се преобразува в

$$(8.16) \quad K_{об} = \frac{K}{1+\beta K} \approx \frac{1}{\beta}.$$

Този резултат показва, че при дълбока отрицателна обратна връзка коефициентът на усилване не зависи от причините, които биха предизвикали изменение в режима на усилването.

Чрез въвеждане на отрицателна обратна връзка се разширява и прави по-равномерна амплитудно-честотната характеристика на усилвателя.

От израза за $K_{об}$ се вижда, че въвеждането на отрицателната обратна връзка намалява коефициента на усилване $1+\beta K$ пъти. Това намаление ще бъде различно за областта на ниските, средните и високите честоти, тъй като коефициентът на усилване K (без обратна връзка) не е един и същ за тези честоти. Ако с K_0 се означава големината на този коефициент за средни честоти, а с K_n и K_v — коефициентите при ниски и високи честоти, в сила са неравенствата

$$(1+\beta K_n) < (1+\beta K_0) > (1+\beta K_v).$$

От посочените неравенства и израза за $K_{об}$ (8.14) следва, че усилването на ниските и високите честоти ще се намали по-малко в сравнение със средните честоти. Затова амплитудно-честотната характеристика на усилвателя, обхванат от отрицателна обратна връзка, ще бъде по-равномерна и с по-широк честотен диапазон.

Въвеждането на отрицателната обратна връзка намалява и нелинейните изкривявания на усилвателя. При по-голямо входно напрежение усилвателят без обратна връзка има в изходното си напрежение освен основната хармонична, която се съдържа във входния сигнал, и висши хармонични вследствие нелинейните входни и изходни характеристики на усилвателните елементи. Ако усилвателят е с отрицателна обратна връзка, напреженията на висшите хармонични съставки чрез веригата за обратна връзка се подават във входа на усилвателя. Усилените напрежения на хармоничните съставки се изваждат от изходните напрежения на усилвателя, тъй като вследствие на отрицателната обратна връзка те ще бъдат в противофаза (в изхода) с напреженията на хармоничните съставки, появили се вследствие нелинейните изкривявания на усилвателя. По такъв начин процентното съдържание на висшите хармонични съставки в изходния сигнал намалява, а оттам намалява и изкривяването на усилването напрежение.

Ако в израза за $K_{об}$ е изпълнено условието $\psi_\beta + \psi_K = 0$, напрежението от веригата за обратна връзка ще съвпада по фаза с напрежението, приложено към входа на усилвателя. В този случай възврат-

ното отношение $\beta K = \beta K$ е реална и положителна величина, а коефициентът на усилване е

$$(8.17) \quad K_{ov} = \frac{K}{1 - \beta K}$$

При $0 < \beta K < 1$ следва, че $K_{ov} > K$, а при $\beta K \rightarrow 1$ следва, че $K_{ov} \rightarrow \infty$.

Такава обратна връзка, при която коефициентът на усилване K_{ov} расте, е положителна.

При $K_{ov} \rightarrow \infty$ в изхода на усилвателя може да се получи напрежение, без да се подава входен сигнал, т. е. усилвателят се превръща в генератор на електрически трептения. Такъв режим на работа на електронния усилвател е недопустим, тъй като влошава неговите качествени показатели.

Положителната обратна връзка при условие $\beta K = 1$ намира широко приложение в електронните генератори на незатихващи трептения с различна форма.

346.

8.3. Транзисторно усилвателно стъпало

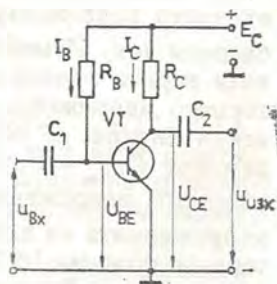
Транзисторните усилватели привличат редица предимства в сравнение с ламповите усилватели и затова те намират по-широко приложение в автоматиката, измервателната техника, изчислителната техника и др.

Усилвателно стъпало с биполярен транзистор. От съществуващите три усилвателни схеми, по които се включва биполярният транзистор (вж. т. 7.5), най-широко приложение намира схемата с общ емитер. Тази схема осигурява голямо усилване по напрежение и ток за разлика от останалите две схеми, които имат усилване само по ток (схема с общ колектор) или само по напрежение (схема с обща база).

Принципната схема на усилвателно стъпало с общ емитер с използване на биполярен транзистор от типа NPN е дадена на фиг. 8.8.

Входното напрежение $u_{вх}$ се подава между базата и емитера на транзистора. Това довежда до изменение на базовия ток I_B , а следователно и до изменение на колекторния ток I_C , напрежителния пад върху резистора R_C и колекторното напрежение U_{CE} .

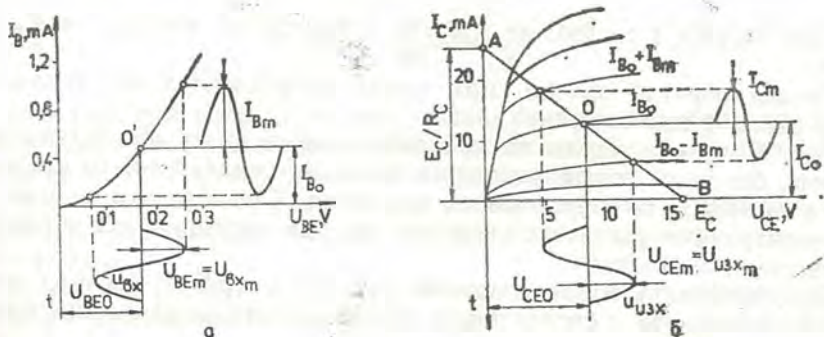
Кондензаторът C_1 е разделителен. Той се поставя да предотврати прогичането на постоянната съставка на базовия ток през източника на входно напрежение. Кондензаторът C_2 е също разделителен. Посредством него на изхода на стъпалото



Фиг. 8.8

се получава само променливата съставка на колекторното напрежение U_{CE} , което се изменя по закона на входното напрежение, но го превишава по амплитудна стойност.

Във веригата на базата е свързан резисторът R_B . От съпротивлението на този резистор зависи стойността на базовия ток, опреде-



Фиг. 8.9

лящ мястото на работните точки върху входните и изходните характеристики на транзистора.

За схемата с общ емитер процесът на усилване на входното напрежение $u_{вх}$ се илюстрира чрез входната и изходната динамична характеристика на транзистора (фиг. 8.9 а, б). В процеса на усилване взаимните връзки между електрическите величини са

$$(8.18) \quad U_{вх_m} \rightarrow I_{B_m} \rightarrow I_{C_m} \rightarrow I_{C_m} R_c \rightarrow U_{изх_m} > U_{вх_m}.$$

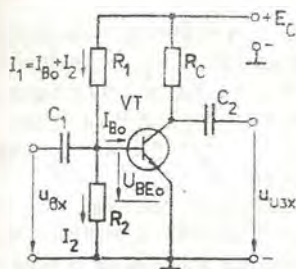
От последователното разглеждане на фиг. 8.9 а и б следва, че входното напрежение с амплитуда $U_{вх_m} = U_{BE_m}$ синфазно изменя базовия ток. Изменението на базовия ток предизвиква в колекторната верига пропорционални промени на колекторния ток и колекторното напрежение. Като се отчете мащабът по абсцисната ос на всяка фигура, се установява, че амплитудата на колекторното напрежение $U_{CE_m} = U_{изх_m}$ е значително по-голяма от амплитудата на входното напрежение $U_{вх_m}$. От фигурите се установява още, че напреженията на входа и изхода на усилвателното стъпало са изместени по фаза на 180° , т. е. те са в противофаза, без да се нарушава законът, по който се изменя входното напрежение.

С цел да се получат най-малки изкривявания на входното напрежение работната точка O (работна точка за $u_{вх} = 0$) от фиг. 8.9 б се избира в средата на товарната права AB , построена върху изходните статични характеристики на транзистора.

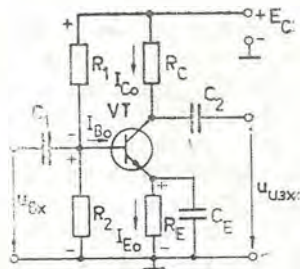
От работните точки O и O' на фиг. 8.9 а, б се отчита постоянният

базов ток I_{B_0} . Той протича през резистора R_B със съпротивление, което се изчислява по формулата

$$(8.19) \quad R_B = \frac{E_c - U_{BE_0}}{I_{B_0}} \approx \beta \frac{E_c}{I_{C_0}},$$



Фиг. 8.10



Фиг. 8.11

където U_{BE_0} и I_{C_0} са съответно постоянната съставка на базовото напрежение и колекторният ток за работните точки O' и O .

Схемата от фиг. 8.8 е известна под наименованието схема с фиксиран базов ток. Тя се отличава с минимален брой елементи и малка консумация на ток от източника на захранване E_c . Схемата с фиксиран базов ток е подходяща за приложение само когато стъпалото работи при малки изменения в температурата на транзистора.

По-съвършена е схемата на усилвателно стъпало с фиксирано базово напрежение (фиг. 8.10), в която резисторите R_1 и R_2 образуват делител на напрежение. Съпротивлението на резисторите се определя от равенствата

$$(8.20) \quad R_1 = \frac{E_c - U_{BE_0}}{I_2 + I_{B_0}} \quad \text{и} \quad R_2 = \frac{U_{BE_0}}{I_2},$$

където токът I_2 се избира най-често в границите $I_2 \approx (2 \div 5) I_{B_0}$.

Схемата е с повишена стабилност при работа, тъй като измененията на токовете в емитерната и колекторната верига на транзистора оказват незначително влияние върху напрежението на базата, определено от резисторите R_1 и R_2 .

Характерна особеност на полупроводниковите елементи е зависимостта на техните параметри от температурата на PN преходите. Затова в схемите с транзистори се вземат мерки за температурна стабилизация на режима на работа на тези елементи.

Температурната стабилизация се постига чрез въздействие на емитерната или колекторната верига върху работата на транзис-

тора при промяна на температурата. В първия случай стабилизацията е емитерна, а във втория — колекторна.

На фиг. 8.11 е показана схема на усилвателно стъпало с емитерна стабилизация. Тя има значително по-високи стабилизиращи качества в сравнение със схемата за колекторна стабилизация. В емитерната верига на транзистора е свързан резисторът R_E , който при изменение на температурата на околната среда стабилизира постоянния колекторен ток I_{C_0} .

При повишаване на температурата в транзистора се получават нови токоносители и постоянният емитерен ток I_E нараства, вследствие на което нараства и напрежителният пад в краищата на резистора R_E . Потенциалът на емитера спрямо базата намалява. Намалява и постоянният базов ток I_{B_0} , в резултат на което нарастването на колекторния ток I_{C_0} се ограничава.

Стабилизирането на постоянния колекторен ток I_{C_0} се постига вследствие на обратното въздействие на изходната верига на транзистора върху входната. Това въздействие се изразява в намаляване на входния ток при увеличаване на изходния, т. е. в схемата съществува отрицателна обратна връзка по ток. Когато това обратно въздействие не трябва да съществува за променливите съставки на колекторния и базовия ток, защото то намалява усилването на стъпалото, успоредно на резистора R_E се свързва кондензаторът C_E реактивното съпротивление на който за най-ниската честота на усилвания сигнал трябва да бъде много по-малко от съпротивлението на резистора R_E .

Най-важните показатели, характеризиращи работата на усилвателното стъпало, могат да бъдат определени по графичен или аналитичен път. Ще се използва графичният метод, който дава по-голяма нагледност при определяне на параметрите. За целта върху изходните статични характеристики $I_C = f(U_{CE})_{I_B = \text{const}}$ на транзистора трябва да се построи товарната права, а върху статичните входни — динамичната входна характеристика.* Така например от характеристиките на фиг. 8.9 а, б се определят следните величини:

— входното съпротивление

$$(8.21) \quad R_{вх} = \frac{U_{вхm}}{I_{вхm}} = \frac{U_{BE_m}}{I_{B_m}};$$

— коефициентът на усилване по напрежение

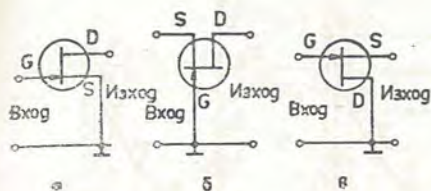
$$(8.22) \quad K_U = \frac{U_{изхm}}{U_{вхm}} = \frac{U_{CE_m}}{U_{BE_m}};$$

— коефициентът на усилване по ток

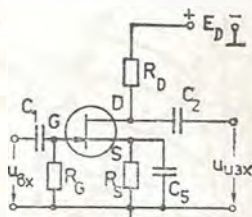
$$(8.23) \quad K_I = \frac{I_{изхm}}{I_{вхm}} = \frac{I_{C_m}}{I_{B_m}};$$

* Поради незначителното различие между статичните входни характеристики и динамичната входна характеристика за удобство може да се използва една от статичните входни характеристики на транзистора за $U_{CE} \neq 0$.

$$(8.24) \quad K_P = \frac{P_{\text{изх}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{изх}m}}{U_{\text{вх}m}} \cdot \frac{I_{\text{изх}m}}{I_{\text{вх}m}} = K_U K_I.$$



Фиг. 8.12



Фиг. 8.13

Усилвателно стъпало с полеви транзистор. Полевите транзистори се използват в три схеми на включване: с общ сорс (исток) — фиг. 8.12 а с общ гейт (затвор) — фиг. 8.12 б и с общ дрейн (сток) — фиг. 8.12 в.

Най-често се използва усилвателното стъпало с общ сорс, принципната схема на което е дадена на фиг. 8.13.

Резисторът R_D във веригата на дрейна изпълнява функцията на товарно съпротивление на усилвателя. Паралелно свързаните резистор R_S и кондензатор C_5 във веригата на сорса служат за получаване на автоматично преднапрежение и избор на работна точка върху характеристиката $I_D = f(U_{GS})$ (вж. фиг. 7.20). Резисторът R_G , поставен във веригата на гейта, осигурява постоянно преднапрежение на гейт — сорс. Кондензаторите C_1 и C_2 са с предназначение, което не се различава от това на аналогичните елементи в усилвателното стъпало с биполярен транзистор (фиг. 8.8).

8.4. Режими на работа на усилвателното стъпало

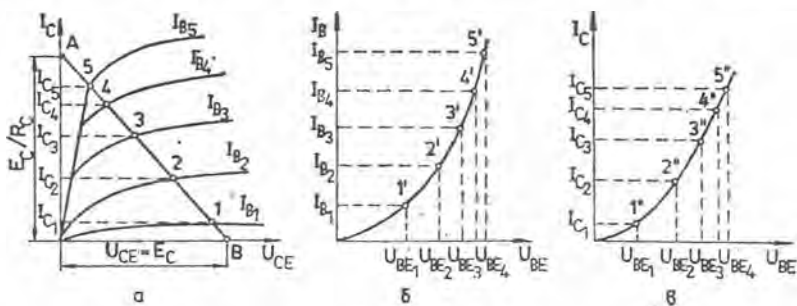
Степента на нелинейните изкривявания на усилвателното стъпало и коефициентът на полезното му действие зависят не само от амплитудата на усилвания сигнал, но и от избора на работната точка върху характеристиката $I_{\text{изх}} = f(U_{\text{вх}})$ при покой. Тази характеристика изразява зависимостта на изходния ток на транзистора от напрежението на неговия вход и се нарича проходна динамична характеристика.

За графичното построяване на проходната динамична характеристика на биполярен транзистор, включен по схема с общ емитер, е необходимо следното:

- а) да се начертае товарната права AB върху изходните статични

характеристики $I_C = f(U_{CE})_{I_B = \text{const}}$ на транзистора (фиг. 8.14 а) като величините E_C и R_C са предварително зададени;

б) да се отбележат пресечните точки на товарната права с изходните статични характеристики (точките 1, 2, 3, ...) и да се отчетат стойностите на токовете I_C и I_B , съответстващи на тези точки;



Фиг. 8.14

в) да се нанесат отчетените стойности на базовия ток върху входната динамична характеристика $I_B = f(U_{BE})$ на транзистора (фиг. 8.14 б);

г) да се отчетат от абсцисната ос на графиката $I_B = f(U_{BE})$ различни стойности на входните напрежения U_{BE} , съответстващи на базовите токове за точките 1', 2', 3' и т. н.;

д) за всяка стойност на напреженията U_{BE_1} , U_{BE_2} и т. н. да се отчетат с помощта на фиг. 8.14 а съответстващите на тях колекторни токове и да се построи графиката на зависимостта $I_C = f(U_{BE})$, т. е. зависимостта $I_{изк} = f(U_{вх})$ (фиг. 8.14 в).

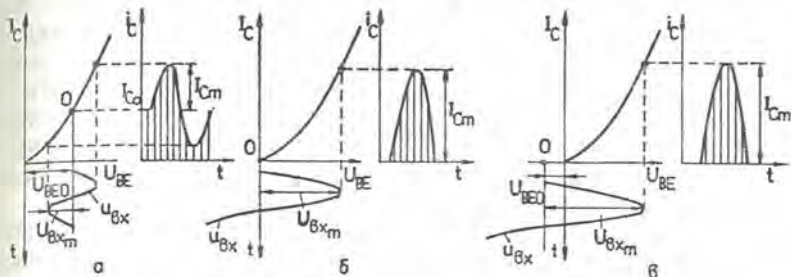
В зависимост от това къде е избрана работната точка върху проходната динамична характеристика за $U_{вх} = 0$, се различават три основни режима на работа на усилвателното стъпало: режим клас А, режим клас В и режим клас С.

В режим на работа клас А работната точка О се намира в линейния участък на проходната динамична характеристика (фиг. 8.15 а). Такъв режим на работа осигурява минимални нелинейни изкривявания на усилвателя, ако се използва само линейният участък от проходната динамична характеристика.

В режим клас А постоянното преднапрежение на базата U_{BE_0} остава винаги по-голямо по абсолютна стойност на амплитудата $U_{вх_м}$ на входния сигнал. При така избраната работна точка върху проходната характеристика на транзистора, токът в покой I_{C_0} (при липса на сигнал за усилване) е по-голям от амплитудата на променливата съставка $I_{C_м}$. Същото неравенство съществува и между постоянната съставка на колекторното напрежение U_{CE_0} при покой (фиг. 8.9 б) и амплитудата на напрежението $U_{CE_м}$. Ето защо коефици-

коэффициент на полезно действие η , който се определя от отношението на мощността $P_{\text{изх}}$, на променливия ток отделена върху колекторния резистор, към мощността P_0 , консумирана от източника на постоянното колекторно напрежение E_C е винаги по-малък от 50% за режим на работа клас А.

$$(8.25) \quad \eta = \frac{P_{\text{изх}}}{P_0} = \frac{\frac{U_{CE_m} \cdot I_{C_m}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{C_m}}{\sqrt{2}}}{U_{CE_0} I_{C_0}} = \frac{1}{2} \frac{U_{CE_m} I_{C_m}}{U_{CE_0} I_{C_0}} < 0,5.$$



Фиг. 8.15

Независимо от това режим клас А се явява основен режим на работа на усилвателите на напрежение, при които коэффициентът на полезно действие не е от съществено значение поради малката им консумирана мощност.

В режим клас В (фиг. 8.15 б) преднапрежението U_{BE_0} е равно на напрежението, при което транзисторът се запуща, т. е. при покой ($i_{Bx} = 0$) работната точка се намира в началото на проходната динамична характеристика. В такъв случай токът в колекторната верига протича само през първия полупериод на усилвания сигнал. В режим клас В коэффициентът на полезно действие е по-голям в сравнение с този за режим клас А и достига до 70%. Нелинейните изкривявания в клас В са големи.

В практиката се използва и междинен режим на работа, означен като режим клас АВ, при който работната точка в покой се намира в долния нелинеен участък на проходната характеристика. Режимите на работа клас В и АВ се използват най-често в усилвателите на мощност, наречени двутактни.

В режим на работа клас С работната точка в покой се намира наляво от началото на проходната характеристика (фиг. 8.15 в). Затова токът в колекторната верига протича в интервал от време, който е по-малък от полупериода на входния хармоничен сигнал. В режим клас С нелинейните изкривявания са най-големи и затова той почти не се използва в електронните усилватели. Най-голям е и коэффициентът на полезно действие. Той достига до 85%. Режим клас С

намира приложение в електронните генератори на високи честоти, при които високият коефициент на полезно действие е от първостепенно значение.

8.5. Многостъпални усилватели с кондензаторна връзка

Многостъпалните усилватели с кондензаторна връзка са предназначени за усилване на слаби променливи сигнали. Основното изискване към тези усилватели е да усилват входното напрежение или ток с минимални нелинейни изкривявания. Затова те работят най-често в режим клас А. Предвид малката мощност, която тези усилватели консумират от източника на постоянното напрежение, ниският им коефициент на полезно действие не е от съществено значение. В сравнение с усилвателите, при които връзката между стъпалата се осъществява с трансформатор, те имат по-проста схема и са по-евтини.

Много от съвременните многостъпални усилватели се използват в интегрално изпълнение с непосредствена връзка между стъпалата (вж. т. 8.7). Кондензаторите към интегралните усилватели се използват най-често за връзка на източника на входния сигнал с входа на усилвателя, за връзка на изхода на усилвателя с товарно съпротивление и за връзка между отделните усилватели.

Принципната схема на двустъпален усилвател с кондензаторна междустъпална връзка е дадена на фиг. 8.16. Биполярните транзистори VT_1 и VT_2 са от типа MPN и са свързани с общ емитер. Постоянните базови токове на транзисторите са осигурени от източника на напрежение E_C и делителите на напрежение, образувани от резисторите R_1, R_2 за първото стъпало, и R'_1, R'_2 за второто стъпало. В схемата е осъществена температурна стабилизация на режима на работа на транзисторите от RC -групите R_E, C_E и R'_E, C'_E .

Кондензаторът C_1 е поставен, за да не протича постоянен ток във веригата на източника на входен сигнал. Кондензаторът C_2 е също разделителен. Той отделя изходната верига на транзистора VT_1 от входната верига на транзистора VT_2 , с което предотвратява прехвърлянето на постоянен ток от колекторната верига на транзистора VT_1 към базата на транзистора VT_2 .

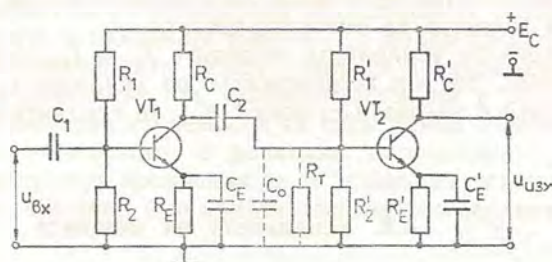
На фиг. 8.16 с R_T е означено общото входно съпротивление на второто усилвателно стъпало. То отчита входното съпротивление $R_{вх}$ на транзистора VT_2 и съпротивлението на паралелно включените към него (по отношение на променливата съставка на тока) резистори R'_1 и R'_2 ($R_T = R_{вх} \parallel R'_1 \parallel R'_2$). Съпротивлението R_T е сравнително малко и затова кондензаторът за връзка C_2 се избира с капацитет от няколко десетки микрофарада.

С капацитета C_0 се отчита влиянието на входния капацитет $C_{вх}$ и на монтажния капацитет C_M на второто усилвателно стъпало.

Монтажният капацитет възниква неизбежно между съединителните проводници на всяко усилвателно стъпало (обикновено $C_M = 10 \div 20$ pF). Капацитетът C_0 се определя от израза

(8.26)

$$C_0 \approx C_{вх} + C_M.$$



Фиг. 8.16

Участието на реактивни елементи в схемата, една част от които (C_1 и C_2) са включени последователно във веригата на входа и изхода на всяко стъпало, а друга (C_E и C_0) — успоредно на едни или други елементи, означава, че те ще оказват влияние на изходното напрежение, различно за различните честоти на усилвателния сигнал.

В областта на ниските честоти капацитивното съпротивление $X_C = 1/2\pi f_n C$ на кондензаторите C_1 и C_2 нараства и влиянието им върху работата на усилвателя се увеличава. Обратно, за същите честоти на сигнала влиянието на капацитета на C_0 и C_E е незначително, защото: а) капацитивното съпротивление на C_0 за ниски честоти е много по-голямо от входното съпротивление R_T на следващото стъпало и б) капацитетът на кондензатора C_E е с голяма стойност (десетки микрофарада), така че за ниските честоти капацитивното му съпротивление е по-малко от съпротивлението на резистора R_E , към който той е свързан успоредно.

По-голямото капацитивно съпротивление, което кондензаторите C_1 и C_2 имат за ниски честоти, увеличава напрежителния пад върху тях, в резултат на което стойността на изходното напрежение на усилвателя намалява.

На фиг. 8.17 е показана амплитудно-честотната характеристика на усилвателя с три участъка: среден — за областта на средните честоти, ляв — за областта на ниските честоти и десен — за областта на високите честоти.

В областта на средните честоти влиянието на кондензаторите



Фиг. 8.17

C_1 , C_2 и C_E е незначително, тъй като капацитивното им съпротивление е много малко. В тази област коефициентът на усилване е най-голям.

В областта на високите честоти съществено влияние върху работата на усилвателя оказва капацитетът C_0 . Това довежда до ново спадане на амплитудно-честотната характеристика на усилвателя, но този път в областта на високите честоти.

В нискочестотните усилватели честотите f_H и f_B , дадени на фиг. 8.17 са гранични. За тях коефициентът на усилване е намален 1,4 пъти в сравнение с неговата стойност K_{cp} за средните честоти ($K = 0,7K_{cp}$).

556 8.6. Усилватели на мощност

Основното предназначение на усилвателите на мощност е да осигурят в товарното съпротивление (консуматора) максимална мощност при големи стойности на коефициента на усилване по мощност и коефициента на полезно действие — една особеност, която отличава тези усилватели от усилвателите на напрежение и ток. В повечето случаи към усилвателите на мощност се предявява и изискването за минимални нелинейни изкривявания на усилвания сигнал.

Усилвателите на мощност се отличават с голямо разнообразие. Те могат да бъдат изпълнени с биполярни и полеви транзистори и електронни лампи, свързани по различни схеми.

Като консуматори към усилвателите могат да бъдат включени електромагнитни релета, измервателни механизми, микродвигатели, високоговорители, записващи апарати и др. Сбикновено съпротивлението на консуматора е различно от оптималната стойност на товарното съпротивление за даден усилвател на мощност. Това обстоятелство налага товарното съпротивление да се свързва към усилвателя не директно, а чрез съгласуващ трансформатор. Първичната намотка N_1 на трансформатора се включва в изходната верига на усилвателя, а вторичната N_2 — към товара R_T . Съпротивлението на товара, приведено към първичната намотка, е

$$R'_T = R_T \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = R_T K_{TP}^2,$$

където K_{TP} е коефициентът на трансформация на трансформатора.

Ако съпротивлението на товара е зададено, коефициентът на трансформация се изчислява с такава стойност, че мощността в товара да е максимална.

Според използваната схема усилвателите на мощност се делят на еднотактни и двутактни.

Еднотактните усилватели работят най-често в режим на усилване клас А, при който се осигуряват минимални изкривявания на усил-

вания сигнал, а необходимата мощност в товара не е по-голяма от няколко вата.

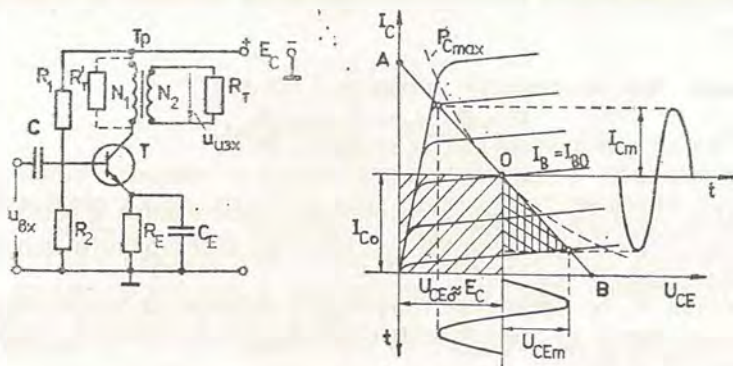
Двухтактните усилватели в зависимост от изходната мощност и допустимите нелинейни изкривявания могат да работят в режим клас А, В или АВ.

При усилватели с транзистори захранващите напрежения са ниски, а входните и изходните вериги — с малки съпротивления, поради което съотношенията между токовете и напреженията са твърде различни в сравнение със съотношенията им в аналогични схеми, където усилвателните елементи са електронни лампи. Участието на биполярни транзистори с различна проводимост (PNP, NPN) и полеви транзистори позволява да се осъществят схеми на усилватели на мощност, типични при използване на тези усилвателни елементи.

8.6.1. Еднотактни усилватели на мощност

Принципната схема на еднотактен усилвател на мощност с биполярен транзистор, свързан по схемата с общ емитер е показана на фиг. 8.18 а.

Тази схема има предимство по отношение на енергийните си показатели в сравнение със схемите с обща база и с общ колектор. Консуматорът със съпротивление R_T е свързан към изходната верига на транзистора чрез трансформатора T_p . В схемата е осигурена температурна стабилизация на режима на работа посредством резистора R_E и кондензатора C_E .



Фиг. 8.18

За да се получи от усилвателя максимална изходна мощност, входният сигнал се увеличава до такава степен, че да се използва целият работен участък от динамичните характеристики. В този случай особено важно е да се осигури нормален топлинен режим на транзистора при минимални нелинейни изкривявания на сигнала

На фиг. 8.18 б са дадени изходните статични характеристики $I_C = f(U_{CE})_{I_B = \text{const}}$ и товарната права AB на транзистора. С прекъсвана линия е означена хиперболата на допустимата максимална мощност на колектора $P_{C_{\max}} = \text{const}$, определена за най-високата допустима за транзистора температура на околната среда.

Положението на изходната работна точка O върху товарната права се избира така, че тя да бъде близо до хиперболата на допустимата мощност. При режим клас A работната точка се определя от постоянния колекторен ток I_{C_0} и постоянното колекторно напрежение $U_{CE_0} \approx E_C$ (активното съпротивление на първичната намотка N_1 на трансформатора е малко и се пренебрегва).

Стойността на базовия ток I_{B_0} , удовлетворяваща избрания колекторен ток I_{C_0} , се установява чрез резисторите R_1 и R_2 .

За да не се претоварва транзисторът, трябва да се спазва условието

$$(8.27) \quad U_{CE} I_{C_0} \leq P_{C_{\max}}.$$

Постояннотоковата мощност, която изходната верига на усилвателя получава от токозахранващия източник, е

$$(8.28) \quad P_0 = U_{CE_0} I_{C_0}.$$

Тя се представя графично с площта на заштрихования правоъгълник от фиг. 8.18 б.

Променливотоковата мощност в първичната намотка на трансформатора е

$$(8.29) \quad P_1 = U_{CE} I_C = \frac{1}{2} U_{CE_m} I_{C_m},$$

където U_{CE} , I_C и U_{CE_m} , I_{C_m} са съответно ефективните и амплитудните стойности на променливите съставки на колекторното напрежение и колекторния ток.

Мощността P_1 се представя графично с площта на заштрихования триъгълник върху изходните статични характеристики на транзистора (фиг. 8.18 б).

Мощността, която се отделя върху товарното съпротивление R_T , се определя по формулата

$$(8.30) \quad P_{\text{изх}} = P_1 \eta_{\text{тр}},$$

където $\eta_{\text{тр}}$ е коефициентът на полезно действие на трансформатора.

Коефициентът на полезно действие на усилвателното стъпало заедно с трансформатора е

$$(8.31) \quad \eta = \frac{P_{\text{изх}}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{U_{CEm}}{U_{CE0}} \frac{I_{Cm}}{I_{C0}} \cdot \eta_{\text{тр}}$$

Тъй като при режим клас А и пълно възбуждане на усилвателното стъпало $U_{CEm} \approx U_{CE0}$, а $I_{Cm} \approx I_{C0}$, то за максималната стойност на коефициента на полезно действие се получава

$$(8.32) \quad \eta_{\text{max}} \approx 0,5 \eta_{\text{тр}}$$

За идеален трансформатор ($\eta_{\text{тр}} = 1$) коефициентът на полезно действие ще клони към 0,5 (за еднотактните лампови усилватели на мощност в режим клас А този коефициент е 0,25).

Товарното съпротивление $R_c = R'_T$ в колекторната верига се изчислява по формулата

$$(8.33) \quad R_c = R'_T = \frac{U_{CEm}}{I_{Cm}}$$

а коефициентът на трансформация на трансформатора (за $\eta_{\text{тр}} = 1$) — по формулата

$$(8.34) \quad K_{\text{тр}} = \sqrt{\frac{R_c}{R_T}}$$

8.6.2. Двутапни усилватели на мощност

Те се използват най-често с цел да се получи по-голяма изходна мощност върху товарното съпротивление.

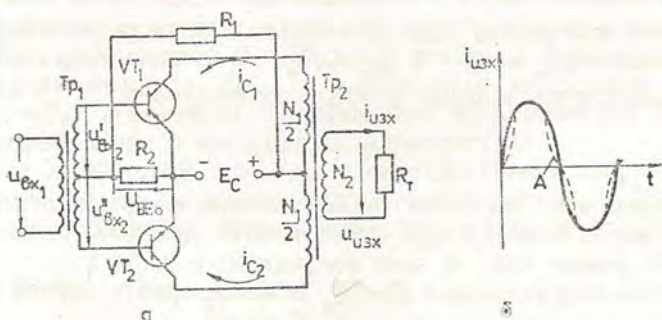
Принципната схема на този вид усилватели, показана на фиг. 8.19 а, се състои от два еднотипни биполярни транзистора VT_1 и VT_2 , които са с еднакви параметри и характеристики. Транзисторите са свързани по схемата с общ емитер, при която коефициентът на усилване по мощност е най-голям.

Към базите на двата транзистора се подават две променливи напрежения $u'_{вх2}$ и $u''_{вх2}$, които са в противофаза помежду си, и постоянно преднапрежение U_{BE0} , което е общо. Променливите напрежения се получават от вторичната намотка на входния трансформатор T_{p1} , която е със среден извод, когато на първичната намотка се подава променливото входно напрежение $u_{вх1}$.

Товарното съпротивление R_T е свързано към изходната верига на усилвателя с помощта на изходния трансформатор T_{p2} . Първичната

намотка на трансформатора е с три извода. Средният извод е свързан към положителния полюс на захранващия източник E_C , а останалите два — към колекторите на двата транзистора.

Двухактният усилвател на мощност работи най-често в режим клас B или AB . Режимът AB се осигурява с постоянно преднапре-



Фиг. 8.19

жение U_{BE_0} , което източникът E_C чрез свързаните към него резистори R_1 и R_2 подава към базите на транзисторите. В режим клас B постоянно преднапрежение не се подава. За целта резисторът R_1 се изключва, а резисторът R_2 се дава накъсо.

Ще разгледаме работата на двухактно транзисторно стъпало в режим клас B , тъй като режим клас A се използва по-рядко, а режимът клас AB се различава в детайлите от първия. Освен това ще приемем, че когато схемата работи, входният сигнал е синусоиден.

За входен сигнал $u_{вх1} = 0$ напреженията на базите на двата транзистора спрямо техните емитери са равни на нула. Равни на нула са и базовите токове. Ако се пренебрегнат неуправляемите токове $I_{C_{t1}}$ и $I_{C_{t2}}$ (фиг. 8.20) на колекторните преходи на двата транзистора при $I_c = 0$, може да се приеме, че токовете в схемата са равни на нула и към колектора на всеки транзистор е приложено постоянното напрежение на захранващия източник E_C .

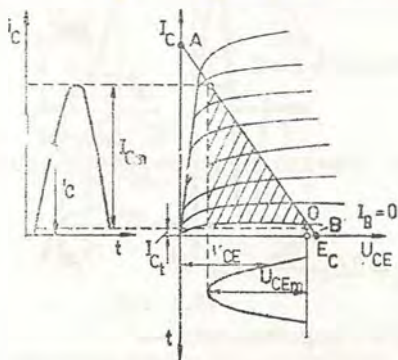
При подаден входен сигнал на базите на транзисторите се получават напреженията $u'_{вх2}$ и $u''_{вх2}$, които са с еднаква амплитуда, но са в противофаза.

За положителната полувайна на входното напрежение $u_{вх1}$ приемаме, че напрежението $u'_{вх2}$ е също с положителна полувайна спрямо средния извод на трансформатора Tr_1 , а напрежението $u''_{вх2}$ — с отрицателна. Следователно във входната верига на транзистора VT_1 ще протича базовият ток i_{B_1} , а в колекторната му верига — i_{C_1} . Във входната верига на транзистора VT_2 ток не протича и той е запушен.

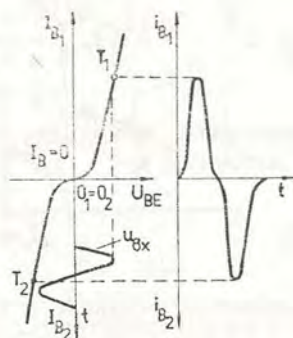
За отрицателната полувайна на входното напрежение поляр-

тетът на напреженията $u'_{вх_2}$ и $u''_{вх_2}$ е обратен. Транзисторът VT_1 е запушен, а в усилването на сигнала участва транзисторът VT_2 , през който протича колекторният ток i_{C_2} .

Колекторните токове i_{C_1} и i_{C_2} създават магнитни полета в магнитопровода на трансформатора T_{P_2} , които са с противоположни



Фиг. 8.20



Фиг. 8.21

посоки. Поради това индуктираното изходно напрежение $u_{изх}$ във вторичната намотка и протичащият изходен ток $i_{изх}$ през веригата на консуматора имат форма, близка до тази на входното напрежение.

По такъв начин процесът на усилване на входния сигнал се осъществява в два работни такта на схемата. Първият такт е съпроводен с усилване от транзистора VT_1 на едната полувълна на входното напрежение, а вторият — с усилване от транзистора VT_2 на другата полувълна.

На фиг. 8.20 са дадени графиките, поясняващи физичните процеси в стъпалото за един от тактовете на усилване, когато работи само един от транзисторите. За да работи стъпалото в режим клас В, работната точка O при покой се избира в долната част на товарната права AB . Тя е с координати $(U_{CE} \approx E_C, I_{Ct})$, ако се пренебрегне напрежителният пад върху съпротивлението на половината от първичната намотка на трансформатора T_{P_2} от неуправляемия ток I_C за $I_B=0$.

Променливотоковата мощност в първичната намотка на изходния трансформатор се определя от ефективните или амплитудните стойности на променливите съставки на напрежението и тока в колекторната верига. Тя е

$$(8.35) \quad P_1 = U_{CE} I_c = \frac{1}{2} U_{CEm} I_{Cm} = \frac{1}{2} I_{Cm}^2 R'_T,$$

където $R'_T = R_T \left(\frac{N_1}{2} / N_2 \right)^2 = \frac{R_T}{4} K_{TP}^2$ е приведеното съпротивление в половината на първичната намотка на изходния трансформатор (фиг. 8.19).

Токът, който се консумира от захранващия източник, е пулсиращ и е с амплитуда I_{Cm} (фиг. 8.20). Неговата средна стойност е

$$(8.36) \quad I_{Ccp} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Cm} \sin \omega t d \omega t = 2 \frac{I_{Cm}}{\pi}.$$

Мощността, която двутактното стъпало консумира от захранващия източник, е

$$(8.37) \quad P_0 = E_C I_{Ccp} = 2 E_C \frac{I_{Cm}}{\pi},$$

а мощността, отдавана в товарното съпротивление —

$$(8.38) \quad P_{изх} = P_1 \eta_{TP}.$$

Коефициентът на полезно действие на двутактното стъпало е

$$(8.39) \quad \eta = \frac{P_{изх}}{P_0} = \frac{P_1}{P_0} \eta_{TP} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{CEm}}{E_C} \eta_{TP}.$$

При пълно натоварване на усилвателя ($U_{CEm} \approx E_C$) този коефициент е

$$(8.40) \quad \eta = 0,78 \eta_{TP} \text{ и}$$

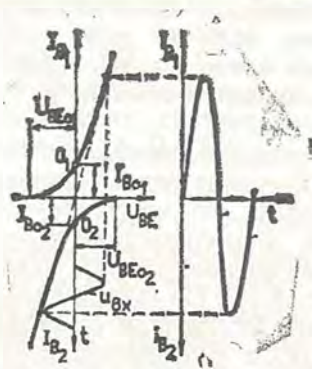
клони към 0,78, ако трансформаторът Tr_2 се приеме за идеален.

Двутактните усилватели, работещи в режим клас В, имат недостатък, че кривата на изходният ток $i_{изх}$ е деформирана в местата, където моментните стойности на този ток са малки. На фиг. 8.19 б с кривата А е показан изкривеният изходен ток за входно напрежение със синусоидна форма. Това деформиране на сигнала се дължи на началния нелинеен участък, който имат входните характеристики на двата транзистора.

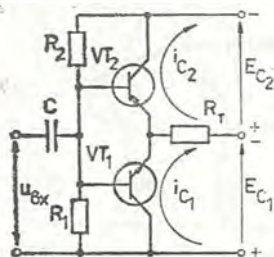
На фиг. 8.21 са дадени в обща графика входните характеристики на транзисторите VT_1 и VT_2 . На фигурата е показано, че при синусоидно по форма входно напрежение кривата на базовите токове i_{B_1} и i_{B_2} е несинусоидна, вследствие на което ще бъдат деформирани и кривите на колекторните токове i_{C_1} , i_{C_2} и изходният ток $i_{изх}$.

За по-точно възпроизвеждане по форма на входния сигнал се използва режим клас АВ. При него с помощта на резистори (на фиг. 8.19 а — резисторите R_1 и R_2) се осигурява на базите на тран-

зисторите постоянно преднапрежение U_{BC_0} , съответстващо на началото в линейния участък на входните им характеристики, за което базовите токове са $I_{B_0} \neq 0$ (фиг. 8.22). При входен сигнал базовият ток на единия транзистор расте, а на другия намалява,



Фиг. 8.22



Фиг. 8.23

вследствие на което резултантната входна характеристика на стъпалото се получава почти права линия, показана на фиг. 8.22 с прекъсвана линия. Така влиянието от нелинейния участък на входните характеристики на двата транзистора се изключва и при синусоидно входно напрежение токовете i_{B_1} и i_{B_2} се получават като полулъчни на синусоида.

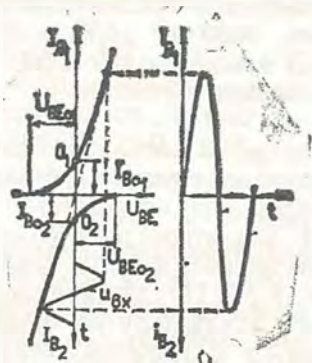
Двухактните усилватели на мощност се изпълняват и по схеми, в които трансформаторите Tr_1 и Tr_2 липсват, което се обуславя от изискванията за по-малки тегло и размери на усилвателите, а също и от възможността за тяхното микросхемно изпълнение.

Като пример на фиг. 8.23 е дадена принципната схема на безтрансформаторен двухактен усилвател с разнотипни транзистори, благодарение на което отпада необходимостта от два противофазни входни сигнала.

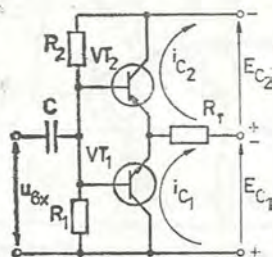
Транзисторите VT_1 и VT_2 се захранват от източници на постоянно напрежение E_{C_1} и E_{C_2} , а товарното съпротивление R_T е включено между точката, свързваща емитерите на двата транзистора и общата точка на захранващите източници. За положителната полулъчна на входния сигнал $u_{вх}$ в процеса на усиление участва транзисторът VT_1 , а транзисторът VT_2 е запушен. За отрицателната полулъчна на сигнала действието на транзисторите е обратно.

Недостатък на безтрансформаторните схеми е непълното използване на транзисторите по ток и напрежение при зададени стойности за товарното съпротивление R_T и мощността P_T , която се отделя върху него. При малко товарно съпротивление транзисторите се оказват ненатоварени по напрежение, а при голямо товарно съпротивление — ненатоварени по ток.

зисторите постоянно преднапрежение U_{BC_0} , съответстващо на началото в линейния участък на входните им характеристики, за което базовите токове са $I_{B_0} \neq 0$ (фиг. 8.22). При входен сигнал базовият ток на единия транзистор расте, а на другия намалява,



Фиг. 8.22



Фиг. 8.23

вследствие на което резултантната входна характеристика на стъпалото се получава почти права линия, показана на фиг. 8.22 с прекъсвана линия. Така влиянието от нелинейния участък на входните характеристики на двата транзистора се изключва и при синусоидно входно напрежение токовете i_{B_1} и i_{B_2} се получават като полулъчни на синусоида.

Двутактните усилватели на мощност се изпълняват и по схеми, в които трансформаторите Tr_1 и Tr_2 липсват, което се обуславя от изискванията за по-малки тегло и размери на усилвателите, а също и от възможността за тяхното микросхемно изпълнение.

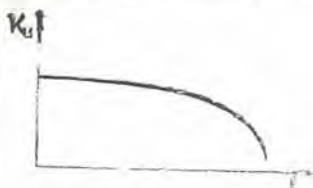
Като пример на фиг. 8.23 е дадена принципната схема на безтрансформаторен двутактен усилвател с разнотипни транзистори, благодарение на което отпада необходимостта от два противофазни входни сигнала.

Транзисторите VT_1 и VT_2 се захранват от източници на постоянно напрежение E_{C_1} и E_{C_2} , а товарното съпротивление R_T е включено между точката, свързваща емитерите на двата транзистора и общата точка на захранващите източници. За положителната полуълна на входния сигнал $u_{вх}$ в процеса на усиляване участва транзисторът VT_1 , а транзисторът VT_2 е запушен. За отрицателната полуълна на сигнала действието на транзисторите е обратно.

Недостатък на безтрансформаторните схеми е непълното използване на транзисторите по ток и напрежение при зададени стойности за товарното съпротивление R_T и мощността P_T , която се отделя върху него. При малко товарно съпротивление транзисторите се оказват ненатоварени по напрежение, а при голямо товарно съпротивление — ненатоварени по ток.

36 8.7. Постояннотокови усилватели

В много области на съвременната техника се използват различни високочувствителни измервателни пресобразуватели (термодвойки, електроди за измерване концентрацията на водородните йони и др.); изходните сигнали на които са постоянни или бавно се изменят с течение на времето.



Фиг. 8.24

За усилване на такива сигнали се използват усилватели, наречени постояннотокви, на които амплитудно-честотната характеристика $K_U = F(f)$ в областта на ниските честоти започва от $f_n = 0$ (фиг. 8.24). По тази причина меж-

дустъпалната връзка в постояннотоквите усилватели се осъществява не с кондензатори и трансформатори, а с непосредствена (гальванична) връзка. Такава връзка внася в постояннотоквия усилвател редица специфични особености, затрудняващи неговото построяване и експлоатация.

Усилването на постоянните сигнали се осъществява по два метода: метод с непосредствено усилване на постоянния ток и метод с предварително преобразуване на постоянния ток в променлив. В съответствие с това постояннотоквите усилватели се делят на два типа: постояннотокви усилватели с пряко усилване на сигнала и постояннотокви усилватели с преобразуване на сигнала.

8.7.1. Постояннотокови усилватели с пряко усилване на сигнала

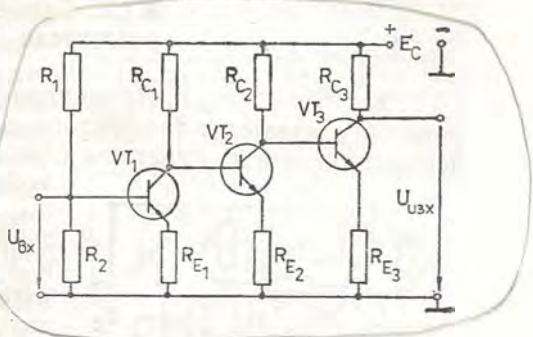
Принципната схема на постояннотокъв усилвател (тристъпален) с пряко усилване на сигнала е дадена на фиг. 8.25. Връзката между стъпалата е гальванична и напрежението на сигнала, усилено от предното стъпало, се подава непосредствено на входа на следващото стъпало. Тази структурна схема е аналогична на схемата на променливотоквия многостъпален усилвател с кондензаторна връзка (вж. фиг. 8.16). Но докато в променливотоквия усилвател стъпалата са отделени едни от други по постоянен ток с кондензатори и режимът на работа на всяко стъпало в покой не зависи от режима на съседните стъпала, в постояннотоквия усилвател нещата са доста по-различни.

Практическото осъществяване на пряка междустъпална връзка се затруднява от това, че на базата на всеки следващ транзистор освен полезен сигнал се подава и постоянно напрежение от колектора на предното стъпало. Това изисква съгласуване на потенциалите на изходите и входовете на отделните стъпала в усилвателя. Съгласуването се осъществява чрез задаване на подходящ режим на вклю-

цените транзистори и подбор на съпротивленията на емитерните и колекторните резистори.

Постояннотоковият усилвател с пряко усилване на сигнала работи нормално, когато потенциалът на колектора на всеки следващ транзистор се увеличава. Така например, ако токовете на транзисторите VT_1 , VT_2 и VT_3 от фиг. 8.25 приемем за еднакви, следва да се спазват неравенствата $R_{C1} > R_{C2} > R_{C3}$ и $R_{E1} < R_{E2} < R_{E3}$.

Върху резисторите R_{E1} , R_{E2} и R_{E3} се пораждаат напрежения на отрицателна обратна връзка, които нарастват и обуславят все по-малък коефициент на усилване във всяко следващо стъпало. Ето



Фиг. 8.25

защо да се построи многостъпален постояннотоков усилвател с голям коефициент на усилване е сложна техническа задача.

Не по-малко сложна задача е да се осигури стабилна работа на постояннотоковия усилвател при промени в напрежението на токозахранващия източник, режима на работа на транзисторите и параметрите на участващите в схемата елементи. Всяко изменение на изброените величини предизвиква изменение на токовете в стъпалата, което чрез веригите за пряко свързване се предава на изхода на усилвателя и предизвиква изменение на изходното напрежение. Аналогично изменение на токовете в стъпалата на променливотоковия усилвател не оказва никакво съществено влияние на качествените показатели на използваната схема. Обратно, при постояннотоковия усилвател и най-бавното изменение на изходното напрежение за $U_{вх} = \text{const}$ фактически не се различава от изменението, предизвикано от действието на входен сигнал $U_{вх} \neq \text{const}$.

Всяко произволно изменение на изходното напрежение на постояннотоковия усилвател при неизменно напрежение на входния сигнал се нарича дрейф на усилвателя. Дрейфът се оценява за определен интервал от време (час, денонощие), в който изходното напрежение на усилвателя е $U_{вх} = \text{const}$. Размерността на дрейфа се дава с отношението на единиците за напрежение и време.

При постояннотоковия усилвател с транзистори съществува и т. нар. температурен дрейф, който се проявява при изменение на температурата на околната среда. Най-често той е по-голям от дрейфа, получен по други причини.

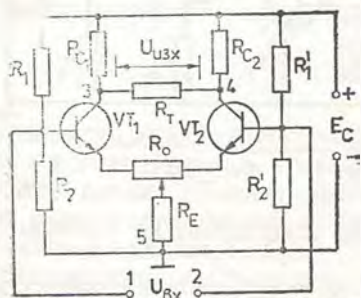
Основните методи за повишаване устойчивостта на постояннотоковия усилвател са:

- използуване на балансни (мостови) схеми;
- преобразуване на постояннотоковата величина в променливо-

токава и усилване на втората, след което (при необходимост) тя се преобразува отново в постояннотокова на изхода на усилвателя.

8.7.2. Балансни (мостови) постояннотокови усилватели

Принципната схема на балансен постояннотоков усилвател с транзистори е дадена на фиг. 8.26. Тя е изградена по схемата на симетричен четирираменен мост, двете рамена на който се явяват резисторите R_{C1} и R_{C2} , а другите две — вътрешните съпротивления на транзисторите VT_1 и VT_2 .



Фиг. 8.26

ната им верига. Входното напрежение $U_{вх}$ се подава между базите на двата транзистора (клеми 1 и 2), а изходното напрежение $U_{изх}$ се получава върху товарния резистор R_T (клеми 3 и 4).

Когато елементите, изграждащи двете стъпала, са еднакви, се създава симетрия между входните клеми 1 и 2 по отношение на общата точка 5, поради което входът на балансният постояннотоков усилвател се нарича симетричен. По същите съображения и изходът на схемата е симетричен.

Балансният постояннотоков усилвател работи нормално, когато при липса на входен сигнал мостът е уравновесен, т. е. изходното напрежение е равно на нула. Условието за равновесие на моста е

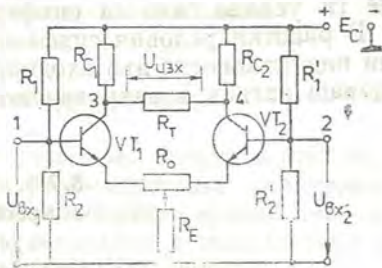
$$(8.41) \quad R_{C1} R_{общ2} = R_{C2} R_{общ1},$$

където с $R_{общ1}$ и $R_{общ2}$ е означена сбртата сума от вътрешното съпротивление на съответния транзистор, съпротивлението на резистора R_E и съпротивлението на част от резистора R_o .

При пълна симетрия в рамената на моста и липса на входен сигнал колекторните токове на транзисторите, а също и техните изменения от еднакво въздействие на дестабилизиращи фактори (изменение на постоянното хранящо напрежение, изменение на температурата и др.), остават по стойност едни и същи. Следователно потенциалите на колекторите се запазват равни по стойност или получават еднакви нарастъци на напрежение. Така общият баланс

на схемата се запазва, а изходното напрежение от дрейф е равно на нула.

При подаване на входен сигнал базите на транзисторите получават две еднакви по абсолютна стойност, но с обратен поляритет, напрежения. От това следва, че ако колекторният ток на единия транзистор се увеличи, токът на другия ще се намали. Така потенциалът на всеки колектор (клемите 3 и 4) получава еднакво по абсолютна стойност, но противоположно по знак изменение, вследствие на което равновесието на моста се нарушава. През резистора R_T протича ток, който поражда в неговите краища изходното напрежение $U_{изх}$. Стойността и поляритетът на това напрежение зависят от стойността и поляритета на входното напрежение.



Фиг. 8.27

За да се получи пълна симетрия в рамената на моста, транзисторите трябва да са с еднакви параметри и характеристики, а колекторните резистори — с еднакви съпротивления. Първото изискване в балансираната схема не винаги може да се постигне и затова напрежението от дрейф в изхода на схемата не винаги е равно на нула. Пълното симетриране на схемата се постига с резистора R_0 , който обуславя постоянство на потенциалите на двата емитера при изменение на токовете в транзисторите за $U_{вх} = 0$. Тази възможност за намаляване на дрейфа при балансираните постояннотокowi усилватели е наложила употребата им в усилвателите за постоянен ток. Особено добри качества се получават при интегралните балансни усилватели, където е възможно да се осигури строга симетрия по отношение на параметрите и температурните условия на работа на активните елементи.

На фиг. 8.27 е дадена принципната схема на балансен усилвател, който е с два входа за усилване на напреженията $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ и се нарича диференциален усилвател. Елементите на схемата са подобни така, че изходното напрежение на диференциалния усилвател да бъде пропорционално на разликата на "вете входни напрежения

$$(8.42) \quad U_{изх} = K_U (U_{вх1} - U_{вх2})$$

където K_U е коефициентът на усилване по напрежение на схемата.

Когато входните напрежения са противоположни по фаза, колекторният ток на единия транзистор се увеличава, а на другия намалява. Равновесието на моста се нарушава и изходното напрежение на усилвателя е различно от нула.

Когато входните напрежения са еднакви и постъпват към базите на усилвателя във фаза (синфазни напрежения), колекторните то-

кове се изменят с еднакви стойности и в еднакви посоки. Следователно мостът остава в равновесие и изходното напрежение е равно на нула.

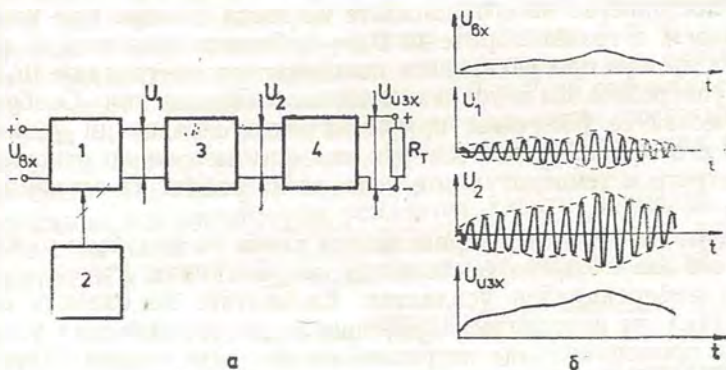
Способността на диференциалния усилвател да усилва сигналите, които постъпват на неговите два входа, когато не са във фаза, и да не ги усилва, ако са синфазни, е неговото съществено свойство.

В работни условия синфазните сигнали се получават от паразитни индуктивности във входните проводници или от появата на смущаващ сигнал в захранващото напрежение.

8.7.3. Постояннотокови усилватели с преобразуване на сигнала

Дрейфът в постояннотоковите усилватели с пряко усилване на сигнала е основната причина за създаването на т. нар. постояннотокови усилватели с преобразуване на сигнала. Структурната схема, поясняваща принципа на тяхното действие, е дадена на фиг. 8.28 а.

Постояннотоковият сигнал $U_{вх}$ се подава на входа на преобразувателя 1, наречен още модулатор. Към преобразувателя се подава и променливо напрежение с постоянна честота и амплитуда, което се получава от генератора 2. Напрежението в изхода на преобразувателя е u_1 (фиг. 8.28 б). То се усилва от усилвателя на променлив ток 3.



Фиг. 8.28

Напрежението u_2 в изхода на усилвателя 3 е входно за токоизправителя 4. Той преобразува променливото напрежение u_2 в постоянно $U_{взх}$ (фиг. 8.28 б), което по форма трябва да съответствува на напрежението $U_{вх}$, но го превъзхожда по стойност.

По-важните предимства на постояннотоковите усилватели с преобразуване на сигнала са следните: значително намаляване на дрей-

фа, което позволява да се усилват слаби сигнали; малка чувствителност към промените в захранващото напрежение; голям коефициент на усилване; използване на прости схеми за въвеждане на отрицателна обратна връзка.

Недостатък на усилвателите с преобразуване на сигнала е относителната сложност на схемите, по които те се изработват.

37

8.7.4. Операционни усилватели

Операционният усилвател представлява постоянен ток усилвател, чиято амплитудно-честотната характеристика се изменя с въвеждане на отрицателна обратна връзка. Нанменованието „операционен усилвател“ първоначално е използвано в аналоговата изчислителна техника, където операционният усилвател се е използвал за изпълняването на различни математически операции с аналогови сигнали — събиране, изваждане, диференциране, интегриране, логаритмуване и др. Приложението на тези усилватели се разшири значително след изработването им в интегрално изпълнение с много високо качество. Сега операционните усилватели се използват не само като елементи за извършване на различни математически операции, но и за усилване и получаване на сигнали с различна форма, за преобразуване на различни аналогови сигнали и др.

Операционните усилватели се характеризират с голям коефициент на усилване по напрежение ($K_U > 10^6$), много голямо входно съпротивление, малко изходно съпротивление и относително широка амплитудно-честотна характеристика, която започва от честотата $f = 0$ Hz.

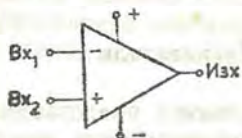
Обикновено операционният усилвател се състои от няколко диференциални усилватели за потискане на синфазните сигнали и за получаване на голям коефициент на усилване. Операционният усилвател е най-често с два входа и един изход, от който спрямо земя се получава изходният сигнал.

Символичното означение на операционния усилвател е дадено на фиг. 8.29. Входът 1 на усилвателя се нарича инвертиращ и се означава с „-“, а входът 2 — неинвертиращ и се означава с „+“. При подаване на входен сигнал на инвертиращия вход нарастването на изходния сигнал има обратен знак в сравнение с нарастването на входния сигнал. Ако същият сигнал се подаде на неинвертиращия вход, нарастването на изходния сигнал съвпада по знак (фаза) с нарастването на входния сигнал. Инвертиращият вход се използва най-често за въвеждане в усилвателя на външна отрицателна обратна връзка.

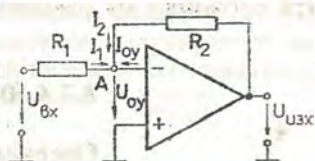
Ще разгледаме няколко примера за построяване на аналогови схеми с операционен усилвател.

Инвертиращ усилвател. Структурната схема на инвертиращ усилвател е дадена на фиг. 8.30. На схемата резисторът R_1 е входен,

а резисторът R_2 , свързващ изхода с инвертиращия вход на усилвателя, създава отрицателна обратна връзка. С $U_{вх}$ и $U_{изх}$ са означени входното и изходното напрежение на схемата, а с $U_{оу}$ — напрежението на входа на операционния усилвател. При условно озна-



Фиг. 8.29



Фиг. 8.30

чените посоки на токовете за т. А съгласно първия закон на Кирхоф може да се състави уравнението

$$(8.43) \quad I_1 + I_2 + I_{оу} = 0,$$

където $I_{оу}$ е входният ток на операционния усилвател.

Ако входното съпротивление на операционния усилвател е много голямо, входният ток $I_{оу}$ ще бъде много малък и може да се пренебрегне. Тогава

$$(8.44) \quad I_1 = -I_2.$$

[Като се изразят двата тока чрез съответните напрежения и съпротивления на веригите, в които те протичат, се получава

$$(8.45) \quad \frac{U_{вх} - U_{оу}}{R_1} = - \frac{U_{изх} - U_{оу}}{R_2}.$$

При коефициент на усилване на операционния усилвател $K_U \rightarrow \infty$ напрежението на входа е $U_{оу} = \frac{U_{изх}}{K_U} \rightarrow 0$ във връзка с което последното управление приема вида

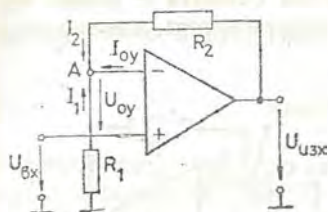
$$(8.46) \quad \frac{U_{вх}}{R_1} = - \frac{U_{изх}}{R_2}.$$

Следователно коефициентът на усилване по напрежение на инвертиращия усилвател с отрицателна обратна връзка се определя само от отношението на съпротивленията, които имат резисторите R_1 и R_2 в схемата или

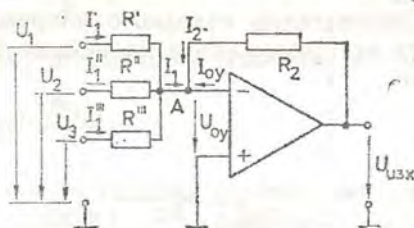
$$(8.47) \quad K_U = \frac{U_{изх}}{U_{вх}} = - \frac{R_2}{R_1}.$$

Ако се изпълни условието $R_1=R_2$, коефициентът на усилване е $K_U \rightarrow 1$, а схемата от фиг. 8.30 се превръща в схема на усилвател, наречен инвертиращ (повторител на напрежение).

Неинвертиращ усилвател. В схемата на неинвертиращия усилва-



Фиг. 8.31



Фиг. 8.32

тел (фиг. 8.31) към инвертиращия вход също е въведена отрицателна обратна връзка, но входното напрежение се подава на неинвертиращия вход на операционния усилвател. За този усилвател коефициентът на усилване се определя от израза

$$(8.48) \quad K_u = \frac{U_{изх}}{U_{вх}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

За $R_2=0$ и $R_1 \rightarrow \infty$ се получава усилвател с $K_U=1$, наречен повторител на напрежение.

Сумиращ усилвател. Операцията събиране на няколко величини може да се извърши по схемата на фиг. 8.32. За токовете, втичащи се към т. А, е в сила уравнението (8.43), а ако се пренебрегне токът I_{oy} — уравнението (8.44).

Токът I_1 представлява сумата от токовете I_1^I , I_1^{II} и I_1^{III} , които от своя страна могат да се изразят чрез съпротивленията на входните резистори R_1^I , R_1^{II} и R_1^{III} и приложените към тях напрежения U_1-U_{oy} , U_2-U_{oy} и U_3-U_{oy} или

$$(8.49) \quad I_1 = I_1^I + I_1^{II} + I_1^{III} = \frac{U_1 - U_{oy}}{R_1^I} + \frac{U_2 - U_{oy}}{R_1^{II}} + \frac{U_3 - U_{oy}}{R_1^{III}}.$$

За тока I_2 може да се напише изразът

$$(8.50) \quad I_2 = \frac{U_{изх} - U_{oy}}{R_2}.$$

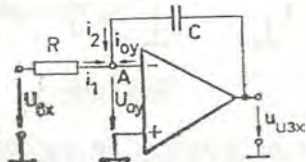
Когато коефициентът на усилване на усилвателя е много голям, напрежението $U_{oy} = U_{изх}/K_U \rightarrow 0$ и може да се пренебрегне. Тогава равенството за токовете I_1 и I_2 получава вида

$$(8.51) \quad \frac{U_1}{R_1^I} + \frac{U_2}{R_1^{II}} + \frac{U_3}{R_1^{III}} = - \frac{U_{изх}}{R_2}.$$

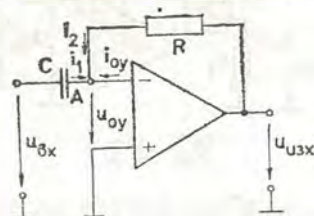
Ако се изпълни условието $R_1^I = R_1^{II} = R_1^{III} = R_2$, се получава

$$(8.52) \quad U_1 + U_2 + U_3 = -U_{изх}.$$

Следователно изходното напрежение на схемата е равно на сумата от приложените на нейния вход напрежения, взети с обратен знак.



Фиг. 8.33



Фиг. 8.34

Интегриращ усилвател. За да се извърши математическата операция интегриране, трябва да се осъществи схемата на фиг. 8.33, в която резисторът R_2 е заменен с кондензатора C . За тази схема протичащите токове са $i_1 = u_{вх}/R$ и $i_2 = C \cdot du_{изх}/dt$, а токът i_{oy} се пренебрегва. Връзката между тези токове според (8.44) е

$$(8.53) \quad -C \frac{du_{изх}}{dt} = \frac{u_{вх}}{R}.$$

Като се интегрират двете части на уравнението от 0 до t , следва, че

$$u_{изх} - u_{изх_0} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх} dt \quad \text{или} \quad u_{изх} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх} dt + u_{изх_0},$$

където $u_{изх_0}$ е изходното напрежение на операционния усилвател за $t=0$.

Обикновено за $t=0$ $u_{вх}=0$ и $u_{изх_0}=0$. Тогава окончателният вид на последното уравнение е

$$(8.54) \quad u_{изх} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх} dt,$$

т. е. изходното напрежение на интегриращия усилвател е пропорционално на интеграла от входното.

Диференциращ усилвател. Принципната схема на такъв усилвател се вижда от фиг. 8.34. Токовете в схемата са $i_1 = C du_{вх}/dt$, а

$= u_{\text{изх}}/R$ и $i_{0y} \approx 0$. Ако и тук се приложи формулата (8.44), се получава изразът

$$C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = - \frac{u_{\text{изх}}}{R},$$

а за изходното напрежение на диференциращия усилвател —

$$(8.55) \quad u_{\text{изх}} = -RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}.$$

Интегрирането и диференцирането на входния сигнал може да се извърши с помощта само на RC — верига (вж. т. 10.1.2). Когато се използва операционен усилвател, действието се извършва точно и с по-високо ниво на изходния сигнал.

При използването на повече операционни усилватели е възможно да се създадат схеми за умножение, деление, генериране на сигнали със зададена форма и др.

ДЕВЕТА ГЛАВА

38 ЕЛЕКТРОННИ ГЕНЕРАТОРИ НА СИНУСОИДНИ ТРЕПТЕНИЯ

9.1. Общи положения

Електронните генератори на синусоидни (хармонични) трептения са устройства, в които се използват като усилвателен елемент електронни лампи или транзистори. Те преобразуват енергията на постоянния ток в енергия на електрически трептения със синусоидна форма и определена честота. В случаите, когато получените трептения не следват синусоидния закон, генераторите се наричат релаксационни*.

Генераторите на хармонични трептения намират широко приложение в радиотехниката, телевизията, промишлената електроника, в различни устройства за телеизмервания и телеуправления и др.

В зависимост от честотата на трептенията генераторите се делят на:

- генератори на ниски честоти (до 100 kHz);
- генератори на високи честоти (от 100 kHz до 100 MHz);

* Работата на релаксационните генератори се характеризира със специфични особености и затова те ще бъдат разгледани в отделна глава.

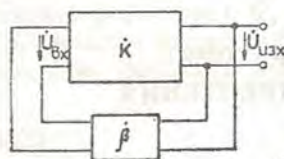
в) генератори на свръхвисоки честоти (над 100 MHz).
 В зависимост от режима на работа се различават генератори с независимо (външно) възбуждане и генератори със самовозбуждане, наречени автогенератори.

Генераторите с независимо възбуждане представляват по същество резонансни усилватели на мощност. Те се състоят от усилвателен елемент и паралелен резонансен контур, свързан в изходната верига, а във входната верига се подава за усилване хармоничен сигнал, който е получен от генератор със самовозбуждане. При големи мощности те се реализират с електронни лампи, а при малки мощности с транзистори.

Електронните генератори на синусоидни трептения могат да работят в режим клас А, В или С.

9.2. Принцип на действие на генераторите със самовозбуждане

Генераторите със самовозбуждане са източници на незатихващи трептения. За да се изяснят условията, при които възникват и съществуват тези трептения, генераторите със самовозбуждане се разглеждат като усилватели, обхванати от положителни обратни връзки.



Фиг. 9.1

Принципната схема на генератор със самовозбуждане е дадена на фиг. 9.1, където с K е означен коефициентът на усилване на усилвателя, на с u_{vx} и u_{izx} — съответно входното и изходното му напрежение.

Връзката между коефициента на предаване по напрежение β и напреженията u_{vx} и u_{izx} се дава с равенството

$$\dot{U}_{vx} = \beta \dot{U}_{izx}$$

От друга страна изходното напрежение е усиленото входно напрежение

$$\dot{U}_{izx} = K \dot{U}_{vx}$$

Тато се вземат предвид двете равенства, се получава

$$\dot{U}_{izx} = K \beta \dot{U}_{izx}$$

От този израз следва, че за да се поддържат в изхода на усилвателя незатихващи трептения, трябва да бъде изпълнено условието

$$K \beta = 1,$$

което може да се представи още във вида

$$Ke^{j\psi_K} \beta e^{j\psi_\beta} = 1.$$

Равенството $K\beta=1$ може да се осигури, ако се съблюдават едновременно следните две условия:

1. Произведението от модулите на двете величини (β и K) да бъде равно на единица

$$K\beta=1.$$

Това съотношение между величините K и β се нарича амплитудно условие за възникване на незатихващи трептения.

2. Сумата от аргументите на величините K и β да бъде равна на нула

$$\psi_K + \psi_\beta = 0 \text{ или } \psi_K = -\psi_\beta.$$

Второто условие се нарича фазово условие за самовъзбуждане на усилвателя. Според него коефициентите на усилване и предаване по напрежение трябва да имат еднакви по стойност и различни по знак фазови ъгли. При спазване на това условие напрежението, което се взема от изхода и се подава във входа, трябва да бъде във фаза с входното му напрежение.

Ако амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане са изпълнени само за една усилвана честота, получените трептения имат синусоиден характер.

Ако двете условия са спазвани за широк честотен диапазон, получените трептения са релаксационни.

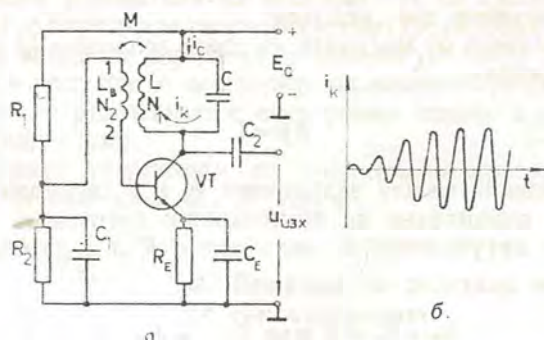
9.3. Генератори със самовъзбуждане от типа LC

Генераторите със самовъзбуждане от типа LC (LC-автогенератори) са предназначени за получаване на незатихващи трептения със синусоидна форма. Тези трептения възникват в LC-кръгове при въвеждане на положителна обратна връзка в усилвателя. В зависимост от това по какъв начин се осигурява положителната обратна връзка, генераторите със самовъзбуждане биват с трансформаторна, индуктивна и капацитивна обратна връзка.

Генераторите с индуктивна и капацитивна обратна връзка са с трептящи LC-кръгове, които се свързват към схемите в три точки, поради което те се наричат още триточкови LC-генератори.

Принципната схема на LC-генератор с трансформаторна обратна връзка е дадена на фиг. 9.2 а. Основен елемент в схемата е трептящият кръг LC. Той е свързан в колекторната верига на биполярния

транзистор VT . Във веригата K_{EM} базата на транзистора е включена бобината за обратна връзка L_B , която е индуктивно свързана с бобината L на трептящия кръг. Елементите R_1 , R_2 , R_E и C_E осигуряват режима на работа на транзистора по постоянен ток и неговата температурна стабилизация. Кондензаторът C_1 е с незначително



Фиг. 9.2

реактивно съпротивление за честотата f , на която генераторът работи и заземява единия край на бобината L_B .

При включване на източника за постоянно напрежение E_C в колекторната верига на транзистора протича токът i_C . Той зарежда кондензатора C и в LC — кръга възникват затихващи трептения на тока i_k , ако е спазено условието

$$(9.1) \quad R < 2\sqrt{\frac{L}{C}},$$

където R е съпротивлението, с което се отчитат активните загуби в трептящия кръг.

Честотата на тези трептения е близка до резонансната честота на кръга и се изчислява по формулата

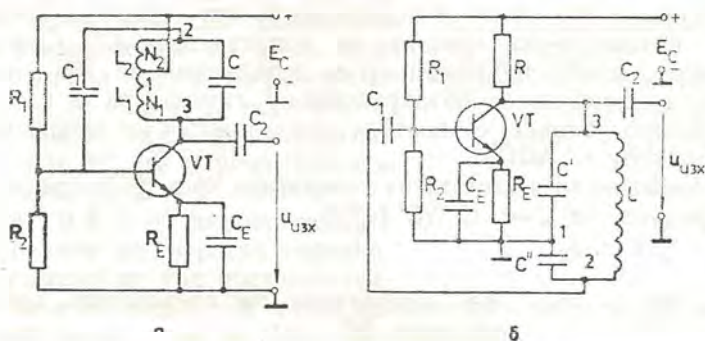
$$(9.2) \quad f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Като протича през бобината L , токът i_k създава около нея променливо магнитно поле. Вследствие на това в бобината L_B се индуцира променливо е. д. н. с честота f . Това напрежение, подадено на базата и емитера чрез кондензаторите C_1 и C_E ($C_1 \gg C$ и $C_E \gg C$), предизвиква пулсации на колекторния ток i_C . За да се получат незатихващи трептения на тока i_k , трябва да се изпълни фазовото и амплитудното условие за самовъзбуждане на генератора.

Фазовото условие е изпълнено, ако изводите 1 и 2 на бобината L ,

се свържат в схемата така, че към входа на транзистора базовото напрежение да се различава от фазата на променливата съставка на колекторното напрежение с 180° .

Амплитудното условие се получава по два начина: чрез подбрание броя на навивките N_2 на бобината L_b и чрез промяна на кое-



Фиг. 9.3

фициента на връзка M между бобината L (с навивки N_1) и бобината L_b .

При спазване на тези условия променливата съставка на колекторния ток i_c , който зависи от напрежението на базата, ще увеличи тока i_k в трептящия кръг. В резултат на това напрежението на базата също ще нарасне, а това ще доведе до ново увеличаване на тока i_c , докато той достигне определена стойност, ограничена от насищането на транзистора. В резултат на самовъзбуждането в генератора се установяват променливи токове и напрежения с постоянна амплитуда (фиг. 9.2 б). Променливият изходен сигнал се взема от колектора на транзистора посредством кондензатора C_2 .

На фиг. 9.3 а е дадена принципната схема на LC-генератор с индуктивна обратна връзка. По променлив ток трептящият кръг е свързан към електродите на транзистора VT в три точки (1, 2, 3). Сигналът за обратна връзка се определя от напрежението в краищата на бобината L_2 с навивки N_2 . Фазовото условие за самовъзбуждане на генератора е изпълнено, тъй като сигналът за обратна връзка и колекторното напрежение, получено в краищата на бобината L_1 с навивки N_1 , се намират винаги в противофаза спрямо общата точка 1.

Сигналът за обратна връзка се подава на базата на транзистора чрез разделителния кондензатор C_1 ($C_1 \gg C$), а на емитера — чрез малкото вътрешно съпротивление на източника за постоянно напрежение и кондензатора C_E ($C_E \gg C$). Амплитудата на сигнала за обратна връзка се променя, като се премества изводът 1.

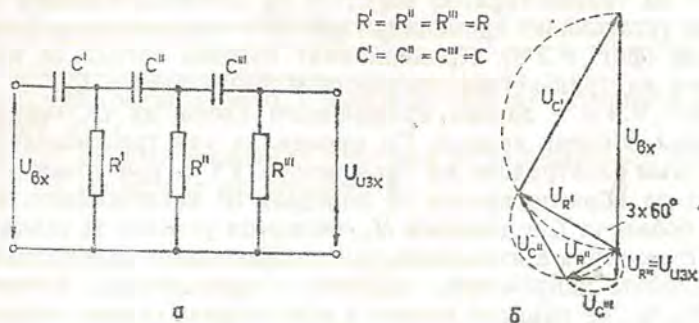
За да се изчисли честотата на трептене на генератора (9.2), трябва да се вземе предвид, че $L = L_1 + L_2$.

[Принципната схема на LC-генератор с капацитивна обратна връзка е показана на фиг. 9.3 б. Кондензаторът на трептящия контур е съставен от кондензаторите C' и C'' , свързани последователно. Общият извод I между кондензаторите C' и C'' е свързан към земя, а по променлив ток — към емитера на транзистора. Променливото колекторно напрежение се получава на изводите на кондензатора C' , а напрежението, което се подава на базата и емитера (сигнал за обратна връзка) — на изводите на кондензатора C'' . Спрямо общия извод I двете напрежения са дефазирани на 180° , с което фазовото условие за самовъзбуждане на генератора е изпълнено. Амплитудното условие се постига чрез подбор на капацитета на кондензаторите C' и C'' .

За да се изчисли честотата на генератора чрез (9.2), трябва да се вземе предвид, че $C = C'C''/(C' + C'')$.

9.4. Генератори на синусоидни трептения от типа RC

Генераторите на синусоидни трептения от типа RC се изграждат на базата на усилватели на напрежение с резисторно-кондензаторни елементи и затова се наричат RC-генератори. RC-генераторите произвеждат сигнали с честота от няколко херца до няколко мегахерца. Предимствата на генераторите от този тип пред LC-генераторите се проявяват най-вече в областта на ниските честоти, където при качествени резистори и кондензатори получените трептения имат висока стабилност.



Фиг. 9.4

При RC-генераторите, за да се получат трептения със синусоидна форма, условието за самовъзбуждане $\beta K = 1$ трябва да бъде изпълнено само за една честота. Затова веригата за обратна връзка се прави честотно зависима, съставена от резистори и кондензатори (RC-верига).

В усилвателите, предназначени за реализиране на RC-генератори, изходното напрежение $U_{изх}$ може да бъде в противофаза с входното напрежение $U_{вх}$ ($\varphi_k = 180^\circ$) или да съвпада по фаза с него ($\varphi_k = 0^\circ$). В първия случай честотно зависимата RC-верига за обратна връзка трябва да осигури фазово изместване на подаденото към нея напрежение на фазов ъгъл $\psi_\beta = 180^\circ$, а във втория — на $\psi_\beta = 0^\circ$. Честотата f , при която веригата за обратна връзка дава фазова разлика 180° или 0° , се нарича квазирезонансна честота.

На фиг. 9.4 а е дадена схемата на RC-верига за обратна връзка. Тя е съставена от три последователно свързани RC-звена. За квазирезонансната честота RC-веригата осигурява фазов ъгъл от 180° (фиг. 9.4 б)*.

Фазовият ъгъл между напреженията на кондензатора и на резистора от всяко RC-звено е 90° . Напрежението $U_{R'}$, получено в краищата на резистора R' , е дефазизирано спрямо входното напрежение $U_{вх}$ на 60° . Напрежението $U_{R''}$ (в краищата на резистора R'') спрямо напрежението $U_{вх}$ е дефазизирано вече на 120° , а напрежението $U_{R'''}$ (за резистора R''') — на 180° . От векторната диаграма може да се установи, че заедно с дефазизирането на напрежението $U_{вх}$ се получава и неговото намаление (в случая 29-кратно), т. е. модулът на коефициента на предаване на веригата за обратна връзка е $\beta = 1/29$.

Като усилвателно устройство в RC-генераторите се използват обикновено интегрални постоянноточкови усилватели, например операционни усилватели.

Схемата на RC-генератор с операционен усилвател е показана на фиг. 9.5. RC-веригата за обратна връзка е включено между изхода и инвертиращия вход на операционния усилвател. За да се изпълни амплитудното условие за самовъзбуждане $\beta K = 1$, коефициентът на усилване на операционния усилвател трябва да бъде $K_U \geq 1/\beta$, $K_U \geq 1/\beta = 29$.

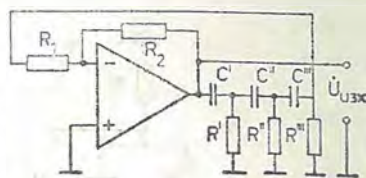
Честотата на трептене на този генератор се определя от израза

$$(9.3) \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

където $C' = C'' = C''' = C$ и $R' = R'' = \frac{R'''R_1}{R''' + R_1} = R$.

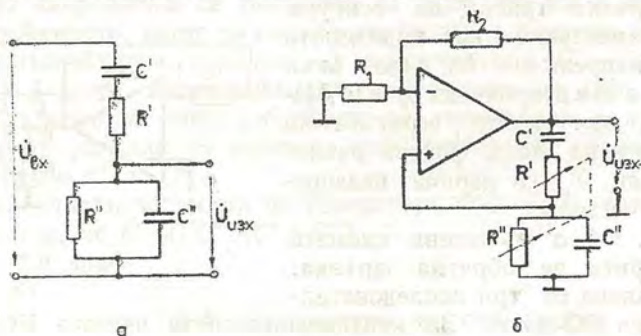
RC-веригата за положителна обратна връзка, която за квазирезонансната честота осигурява фазова разлика $\psi_\beta = 0$, е дадена на фиг. 9.6 а, а на фиг. 9.6 б — нейното включване в схемата на RC-

* Диаграмата не е точна по отношение на амплитудното условие. Целта е да се илюстрира начинът за получаване на фазовото изместване.



Фиг. 9.5

генератор с операционен усилвател. RC-веригата е включена между изхода и инвертиращия вход на операционния усилвател. За квазирезонансната честота RC-веригата осигурява коефициент на предаване по напрежение $\beta=1/3$. Следователно, за да се изпълни



[Фиг. 9.6

условието за самовъзбуждане, операционният усилвател трябва да има усилване $K_U \geq 3$.

Честотата на трептене на генератора се определя от съотношението

$$(9.4) \quad f = \frac{1}{2\pi RC}$$

за $R'=R''=R$ и $C'=C''=C$.

Регулирането на честотата в RC-генераторите от фиг. 9.5 и фиг. 9.6 б се извършва с еднакво изменение на елементите във веригата за обратна връзка. Предимство има схемата от фиг. 9.6 б, в която е достатъчно да се изменят едновременно само два елемента, например резисторите R' и R'' .

ДЕСЕТА ГЛАВА

ИМПУЛСНИ СХЕМИ

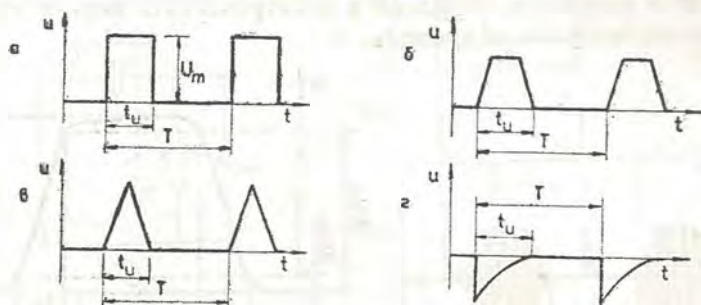
39

10.1. Формиране на импулси

10.1.1. Общи сведения

Под импулс се разбира краткотрайно изменение на напрежението или тока в дадена електрическа верига от нула или от някаква по-

стоянна стойност U_0 или I_0 . При това интервалът от време, в продължение на който се извършва изменението на напрежението или тока, е по-малък от продължителността на преходните процеси в същата верига. Продължителността на импулсите може да бъде различна —



Фиг. 10.1

от микросекунди до няколко десетки секунди. Импулсите се разделят на два вида: видеоимпулси и радиоимпулси.

Видеоимпулсите представляват краткотрайно изменение на напрежението или тока с постоянен поляритет и имат постоянна съставка. Те имат различна форма. Най-често се използват импулсите с правоъгълна, трапецовидна, триъгълна и експоненциална форма (фиг. 10.1 а, б, в, г). Освен това импулсите могат да бъдат с положителен, отрицателен и редуващ се поляритет.

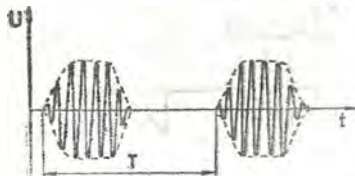
Радиоимпулсите представляват краткотрайно действие на високочестотно синусоидно напрежение или ток (фиг. 10.2). Радиоимпулсите нямат постоянна съставка. Обвивката на радиоимпулсите има формата на видеоимпулсите, а честотата на високочестотното трептене се нарича носеща честота.

Основните параметри, които характеризират даден импулс (фиг. 10.3) са: амплитуда на импулса U_m , продължителност на импулса t_n , продължителност на предния фронт t_{ϕ_1} , продължителност на задния фронт t_{ϕ_2} , импулсна мощност P_n . Прието е продължителността на импулса t_n да се определя от времето, за което импулсът има стойност по-голяма от $0,1 U_m$. Продължителността на предния фронт t_{ϕ_1} е времето, за което импулсът изменя своята стойност от $0,1 U_m$ до $0,9 U_m$, а продължителността на задния фронт t_{ϕ_2} — времето, за което импулсът изменя своята стойност от $0,9 U_m$ до $0,1 U_m$. Колкото по-силно са изразени неравенствата $t_{\phi_1} \ll t_n$ и $t_{\phi_2} \ll t_n$, толкова формата на импулса се приближава към правоъгълната.

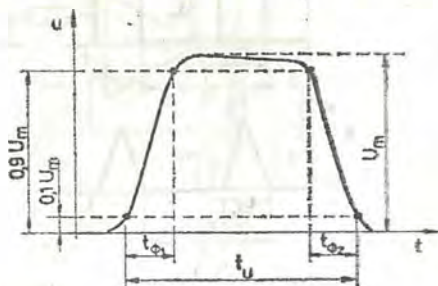
Импулсната мощност се определя от израза

$$(10.1) \quad P_{\text{и}} = \frac{W}{t_{\text{и}}},$$

където W е енергията, отделена в електрическата верига при преминаване на импулса за време $t_{\text{и}}$.



Фиг. 10.2



Фиг. 10.3

[Най-често импулсите, които действуват в дадена електрическа верига, се повтарят периодически. Периодично повтарящите се импулси се характеризират с две величини: период на повторение на импулсите и коефициент на запълване.

Периодът на повторение на импулсите T се нарича интервалът от време между два съседни еднополярни импулса (фиг. 10.1 а÷г). Величината, обратна на периода на повторение, се нарича честота на повторение на импулсите.

Коефициентът на запълване на импулса λ се характеризира с отношението на продължителността на импулса $t_{\text{и}}$ към периода на повторение T или

$$(10.2) \quad \lambda = \frac{t_{\text{и}}}{T}.$$

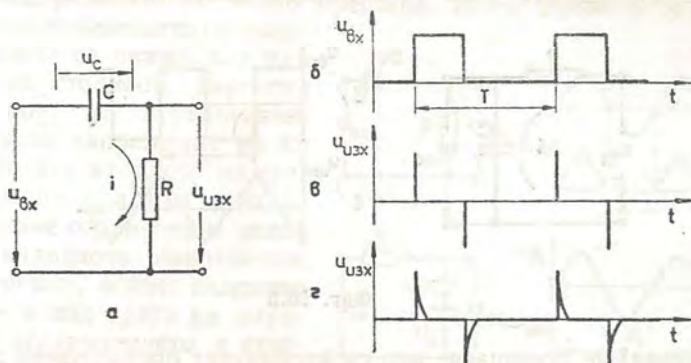
Разделът в електрониката, в който се разглежда формирането на импулси и се анализират схемите за получаването им, се нарича импулсна техника.

Устройствата на импулсната техника намират приложение в електронноизчислителни машини, електронните измервателни и регулиращи устройства, телевизионната техника, радиолокационната техника и др.

10.1.2. Формиране на импулси посредством диференциращи и интегриращи вериги

Диференциращи вериги. Диференциращи вериги се наричат тези, чийто изходен сигнал е пропорционален на производната на входния

им сигнал по отношение на времето. Най-голямо приложение имат диференциращите RC-вериги, които осигуряват висока точност и са прости по устройство. На фиг. 10.4 а е показана схемата на най-проста диференцираща RC-верига, на входа на която се подава сиг-



Фиг. 10.4

налт $u_{вх}$, подлежащ на диференциране, а на резистора R се получава изходният сигнал $u_{взх}$ с форма, съответстваща на производната на входния сигнал.

Уравнението за RC-веригата е

$$(10.3) \quad u_{вх} = u_c + u_{взх} = \frac{1}{C} \int i dt + Ri.$$

[Съпротивлението на резистора и капацитетът на кондензатора се избират с малки стойности, така че времеконстантата на веригата $\tau = RC$ да бъде много по-малка от периода T на входното напрежение. Тогава напрежението върху резистора може да се пренебрегне и уравнението (10.3) приема вида

$$u_{вх} \approx \frac{1}{C} \int i dt.$$

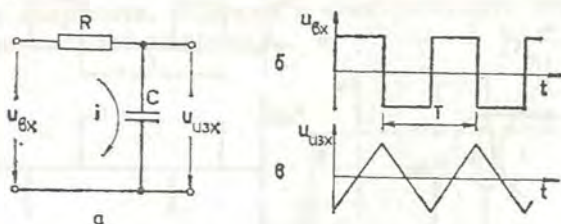
След като се диференцира уравнението, се определя токът във веригата

$$i = C \frac{du_{вх}}{dt}.$$

Следователно за напрежението върху резистора R , което представлява изходното напрежение на диференциращата верига, може да се напише

$$(10.4) \quad u_{взх} = Ri = RC \frac{du_{вх}}{dt}.$$

[Като пример на фиг. 10.4 б са показани еднополярни импулси с правоъгълна форма, а на фиг. 10.4 в, г — резултатът след диференцирането им с идеална и реална диференцираща верига. Точността на диференцирането (без чувствително намаляване на изходното



Фиг. 10.5

напрежение) се повишава, ако се използват операционни диференциращи усилватели (вж. т. 8.7.4).

Интегриращи вериги. Интегриращи вериги се наричат тези, чийто изходен сигнал е пропорционален на интеграла по отношение на времето на входния им сигнал. На фиг. 10.5 а е дадена схемата на най-проста интегрираща верига. Тя се състои от резистора R и кондензатора C .

Уравнението за RC-веригата е (вж. 10.3)

$$u_{вх} = u_R + u_{изх} = Ri + \frac{1}{C} \int idt.$$

За тази верига съпротивлението на резистора и капацитетът на кондензатора се избират с големи стойности, така че времеконстантата $\tau = RC$ да бъде много по-голяма от периода T на входното напрежение. От това следва неравенството $Ri \gg \frac{1}{C} \int idt$. Тогава $u_{вх} \approx Ri$ или $i \approx u_{вх}/R$. Като се замести получената стойност за тока в израза за изходното напрежение на интегриращата верига, се получава зависимостта

$$(10.5) \quad u_{изх} = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{RC} \int u_{вх} dt,$$

т. е. изходното напрежение е пропорционално на интеграла по отношение на времето на входното напрежение.

На фиг. 10.5 б с времедиаграма е показан резултатът от интегриране на входно напрежение с правоъгълна форма, когато интегриращата верига е идеална. По-висока точност на интегриране се постига, ако се използват операционни интегриращи усилватели (вж. т. 8.7.4).

10.1.3. Ограничители

Ограничители се наричат електронни схеми, изходното напрежение на които престава да се променя, когато непрекъснато изменящото се входно напрежение се окаже над или под известна стойност, наречена ниво или праг на ограничение.

Ако изходното напрежение не се променя, когато входното напрежение надвиши прага на ограничението, имаме ограничение отгоре, а ако изходното напрежение е без изменение, когато входното напрежение е под прага на ограничението, ограничението е отдолу. Когато изходното напрежение остава едно и също при стойности на входното напрежение извън даден интервал, ограничението е двустранно.

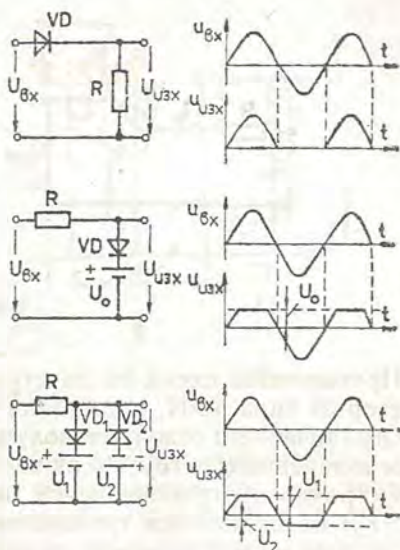
Схемите на ограничителите се изграждат най-често с полупроводникови диоди и транзистори. При ограничителите, които се изграждат с транзистори, освен ограничаване се осъществява и усилване на сигнала.

При диодните ограничители се използва последователно и паралелно включване на диодите спрямо изхода на схемата.

При последователното включване на диода VD върху резистора R се получава изходното напрежение, когато диодът е отпушен (фиг. 10.6 *a*). В изхода на схемата има напрежение само за положително входно напрежение. Ако волт-амперната характеристика на диода е права линия, формата на изходното напрежение в интервала на пропускане е както тази на входното напрежение. За отрицателни стойности на входното напрежение изходното напрежение е нула. Следователно имаме случай на ограничител отдолу с нулев праг на ограничение. Ако диодът в схемата се свърже обратно, имаме случай на паралелно включване на диода към изхода на схемата изходното напрежение е нула за всички стойности на входното напрежение, при които диодът е отпушен. Чрез включване на постоянно напрежение U_0 във веригата на диода VD се определя прагът на ограничаване (фиг. 10.6 *б*).

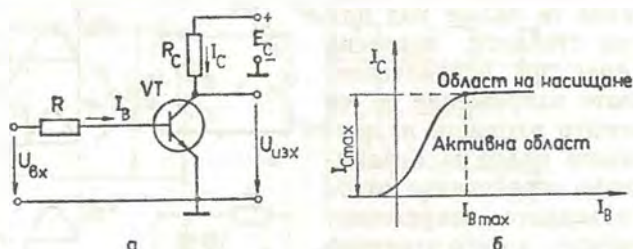
При паралелно включване на диода към изхода на схемата изходното напрежение е нула за всички стойности на входното напрежение, при които диодът е отпушен. Чрез включване на постоянно напрежение U_0 във веригата на диода VD се определя прагът на ограничаване (фиг. 10.6 *б*).

На фиг. 10.6 *в* е дадена принципната схема на двустранен ограничител, в изхода на който са включени две диодни вериги. Първата верига ограничаване отгоре с ниво U_1 , а втората — отдолу с ниво



Фиг. 10.6

U_2 . Между двете нива на ограничение изходното напрежение повтаря формата на входното напрежение. Ако входното напрежение е синусоидно и с голяма амплитуда, изходното напрежение се получава с трапецовидна форма.



Фиг. 10.7

Принципната схема на двустранен ограничител, изграден с транзистор от типа NPN, е показана на фиг. 10.7 а.

Ограничението отдолу се получава от запусването на транзистора, а ограничението отгоре — от насищането на отпусения транзистор. Двустранното ограничение се пояснява от характеристиката $I_C = f(I_B)$ на включения транзистор (фиг. 10.7 б). Такива ограничители се използват най-често за формиране на импулси с правоъгълна форма от синусоидно напрежение.

408. 10.2. Тригери

Тригерите намират широко приложение в импулсната електроника, но най-голямо приложение те имат като основни гравивни елементи на съвременните електронноизчислителни машини.

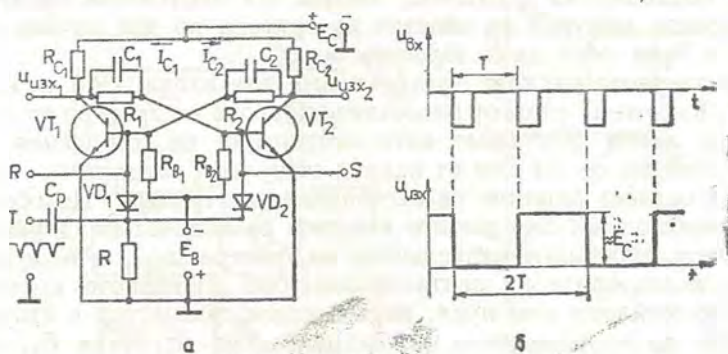
Тригерът представлява електронна схема с положителна обратна връзка, която има две устойчиви състояния. Под въздействието на управляващо напрежение с определено ниво той скокообразно преминава от едно устойчиво състояние в друго. Тригерът се изгражда с усилвателни елементи (транзистори или електронни лампи), тунелни диоди, логически елементи и др.

На фиг. 10.8 а е показана принципната схема на симетричен тригер с биполярни транзистори. За да бъде тригерът симетричен, транзисторите VT_1 и VT_2 са подбрани с еднакви параметри и характеристики, а резисторите и кондензаторите отговарят на условието $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$.

Схемата на фиг. 10.8 а представлява двустъпален постоянно-токов усилвател, в който изходът на всяко стъпало е свързан с входа на другото, т. е. осъществена е затворена верига на положителна

обратна връзка. Връзката е осъществена с помощта на резисторите R и R_B . Транзисторите в схемата получават постоянно базово напрежение от външния източник E_B .

Състоянието на тригера, в което през двата транзистора протичат еднакви или близки по стойност колекторни токове, е неустойчиво.



Фиг. 10.8

Например, ако приемем, че от случайни фактори колекторният ток I_{C1} на транзистора VT_1 е нараснал незначително, това ще предизвика увеличение на напрежителния пад върху резистора R_{C1} , намаляване на неговото колекторно напрежение и съответно намаляване на базовото напрежение на транзистора VT_2 . В резултат на това колекторният ток I_{C2} на транзистора VT_2 ще намалее, а неговото колекторно напрежение ще се повиши. Чрез веригата за обратна връзка изменението на колекторното напрежение се прехвърля към базата на транзистора VT_1 и ще предизвика ново увеличение на тока в него. По-нататък процесът протича в същата последователност до пълното отпушване и насищане на транзистора до пълното отпушване и насищане на транзистора VT_1 и пълното запусване на транзистора VT_2 . Така полученото състояние на тригерната схема е устойчиво и може да се запази за неограничено дълго време, тъй като токовете в двата транзистора не се променят във времето.

Схемата на тригера има и второ устойчиво състояние, ако транзисторът VT_1 е запушен, а транзисторът VT_2 — отпушен.

В кое от двете устойчиви състояния ще се окаже схемата на тригера след включването на захранващото напрежение E_C , зависи от това, кой от двата транзистора е получил по-рано импулс за нарастване на колекторния му ток.

За ускоряване на преходните процеси при преминаване на тригера от едно устойчиво състояние в друго спомагат кондензаторите C_1 и C_2 , шунтиращи резисторите R_1 и R_2 . При възникване на импулс съпротивлението на незаредения кондензатор е много малко и целият импулс се прехвърля от колектора на единия транзистор към базата на другия транзистор.

Преминаването на тригера от едно устойчиво състояние в друго се извършва по два начина:

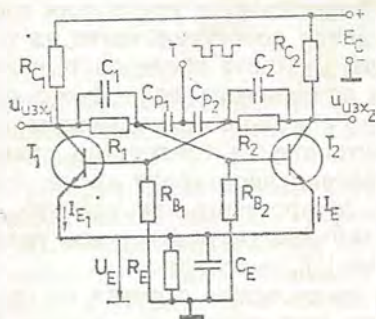
1) с подаване на запущащ импулс на отпушения транзистор (положителен за транзисторите PNP и отрицателен за транзисторите NPN);

2) с подаване на отпушващ импулс на запушения транзистор.

Пусковите импулси се подават на тригера по два начина — разделно и чрез общ вход (броячен вход).

За разделното пускане тригерът има два входа (R и S на фиг. 10.8 а). Когато на един от разделните входове на тригера се подават импулси, които действуват като запущащи на отпушения транзистор, той ще се запуши от първия импулс, а следващите импулси няма да оказват влияние на състоянието на тригера. Подобен случай се наблюдава, ако същите импулси се подават на другия разделен вход. Изходните напрежения на тригера $u_{изх1}$ и $u_{изх2}$ се вземат от колекторите на двата транзистора. Изходното колекторно напрежение клони към нула, когато даден транзистор е отпушен и е близко до напрежението на захранващия източник E_c , когато транзисторът е запушен.

Общият вход на тригера е означен с T (фиг. 10.8 а). От него пусковите импулси се подават към базите на двата транзистора чрез диодите VD_1 и VD_2 , които предпазват от късо съединение базовите вериги на двата транзистора, свързани към общата входна верига на схемата. Пусковите импулси постъпват едновременно в базите на двата транзистора, но всеки от тях ще действува само на отпушения транзистор и ще предизвика преминаване на тригера от едното устойчиво състояние в другото. Следователно при управление на тригера през общия вход всеки пусков импулс сменя състоянието на тригера.



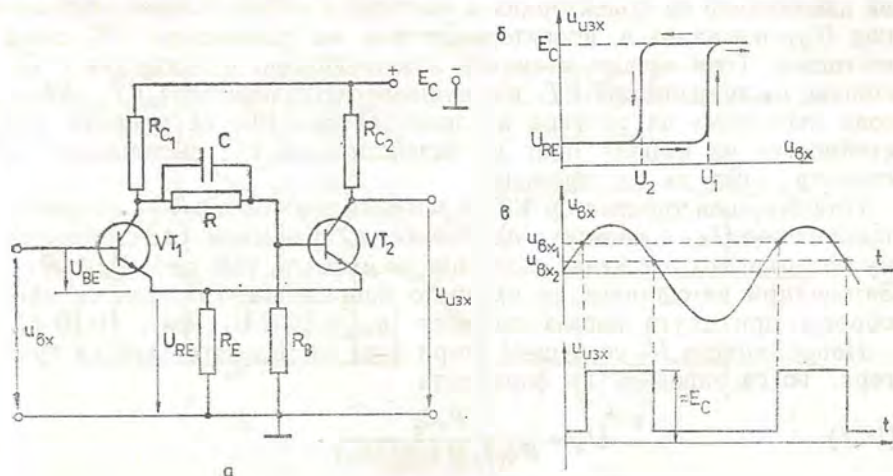
Фиг. 10.9

Времедиagramата на фиг. 10.8 б се отнася за случая, когато на входа T постъпва поредица от пускови (отрицателни) импулси. Изходното напрежение на тригера, взето от колектора на единия транзистор, представлява импулси с почти правоъгълна форма. При това на два входни импулса съответствува един изходен импулс. Това свойство на симетричните тригери дава възможност те да се използват като броячи. Например, ако се свържат последователно няколко тригера, спрямо входа първият тригер ще от-

броява един импулс за два входни импулса, вторият тригер — един импулс за четири входни импулса и т. н. Така получената система от тригери представлява брояч в двоична бройна система.

Когато включването на източника за преднапрежението E_B е невъзможно, се използва тригер с автоматично преднапрежение (фиг.

10.9). В схемата преднапрежението е U_E . То се създава в краищата на резистора R_E от тока на отпушения в момента транзистор. За да не се променя преднапрежението, когато тригерът се превключва, е поставен кондензаторът C_E . Кондензаторите C_{P_1} и C_{P_2} са раз-



Фиг. 10.10

лителни. При тях тригерът се превключва както с положителни, така и с отрицателни импулси.

Несиметричен тригер. Когато едната колекторно-базова връзка в тригера се замени с обратна връзка по ток, която се осъществява с общ емитерен резистор R_E , се получава несиметричен тригер (тригер с емитерна връзка — фиг. 10.10 а). Той е известен още под наименованието тригер на Шмит и се използва за преобразуване на напрежения с произволна форма в импулси с правоъгълна форма, за сравняване амплитудите на входните сигнали и др.

В едното устойчиво състояние на тригера напрежителният пад U_{RE} , създаден върху емитерния резистор R_E от тока на отпушения транзистор VT_2 , поддържа транзистора VT_1 в запушено състояние. Това състояние на тригера се приема за изходно.

Управлението на тригера на Шмит се осъществява само от входната верига на транзистора VT_1 .

При подаване на входно напрежение със стойност $u_{BX_1} = U_1$, за която напрежението U_{BE} (фиг. 10.10 а) на транзистора VT_1 става равно на нула, той се отпушва (фиг. 10.10 б).

Напрежението U_1 се нарича първи праг на задействане на тригера и се определя чрез параметрите на схемата по формулата

$$(10.6) \quad U_1 \approx \frac{E_c}{R_{c_1} + R_E} R_E.$$

През транзистора VT_1 протича колекторен ток, в резултат на който потенциалът на неговия колектор намалява. Това изменение на колекторното напрежение през делителя $R-R_B$ и ускоряващия кондензатор C се подава на базата на транзистора VT_2 и предизвиква намаляване на колекторния и емитерния му ток. Напрежителният пад U_{RE} намалява и колекторният ток на транзистора VT_1 става по-голям. Този процес възниква лавинообразно и завършва с насищане на транзистора VT_1 и запушване на транзистора VT_2 . Ако в това състояние на тригера входното напрежение се увеличи над стойността на първия праг на задействуване U_1 , състоянието на схемата няма да се промени.

При отпушен транзистор VT_1 и запушен транзистор VT_2 напрежителният пад U_{RE} е по-малък по стойност в сравнение със стойността му при първото устойчиво състояние на схемата, тъй като $R_{C_1} > R_{C_2}$. Затова при намаляване на входното напрежение тригерът се преобръща при друга негова стойност $u_{вх_2} = U_2 < U_1$ (фиг. 10.10 б).

Напрежението U_2 се нарича втори праг на задействуване на тригера. То се определя по формулата

$$(10.7) \quad U_2 \approx \frac{R_B E_c}{R + R_B (1 + R_{C_1} / R_E)} .$$

При напрежение $u_{вх_2} = U_2$ колекторният ток през транзистора VT_1 е с такава стойност, че напрежението U_{RE} и потенциалът на базата на транзистора VT_2 стават равни и той се отпушва. Последващият лавинообразен процес връща схемата в изходно състояние.

Разликата между напреженията U_1 и U_2 определя широчината на т. нар. зона на нечувствителност на тригера.

Ако на входа на тригера с емитерна връзка с помощта на резисторен делител се установи напрежение U_0 , в зависимост от неговата стойност са възможни два режима на работа:

1. Ако напрежението U_0 е избрано между двата прага на задействане, т. е. $|U_1| > |U_0| > U_2$, схемата се управлява с входни импулси с редуващ се поляритет и след всеки импулс сменя устойчивото си състояние.

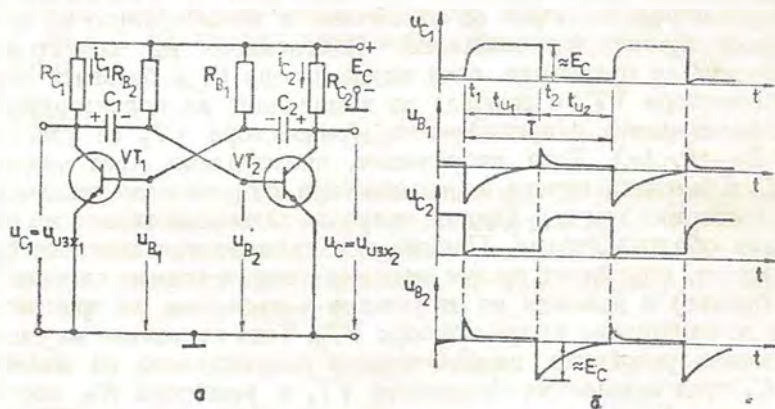
2. Ако $|U_2| > |U_0|$, тригерът има едно устойчиво състояние. Когато входното напрежение по абсолютна стойност превиши стойността $u_{вх_1} = U_1 - U_0$, тригерът се преобръща и остава във второто си състояние само докато това напрежение не се намали под стойността $u_{вх_2} = U_2 - U_0$.

Най-често тригерът на Шмит се използва във втория режим на работа за формиране на правоъгълни импулси със стръмни фронтове от входно напрежение с произволна форма (фиг. 10.10 в).

426

10.3. Мултивибратори

Мултивибраторите са релаксационни генератори, които произвеждат напрежителни или токови импулси с форма, близка до правоъгълната.



Фиг. 10.11

Според начина на произвеждане на импулсите мултивибраторите работят във автогенераторен режим, чакащ режим и режим на синхронизация.

В автогенераторен режим мултивибраторът има две временно устойчиви състояния и нито едно устойчиво състояние. В този режим той работи без въздействието на външни пускови импулси.

В чакащ режим мултивибраторът има едно устойчиво състояние. Под въздействието на външен пусков импулс мултивибраторът преминава във временно устойчиво състояние, продължителността на което се определя от параметрите на неговата схема.

В режим на синхронизация честотата на импулсите, генерирани от мултивибратора, се определя от честотата на външно напрежение, наречено синхронизиращо.

На фиг. 10.11 а е дадена принципната схема на транзисторен мултивибратор, който работи в автогенераторен режим.

Мултивибраторът може да се разгледа като двустъпален усилвател, изходът на който е свързан с входа му. Така осъществената обратна връзка е положителна и осигурява условия за самовъзбуждане на мултивибратора ($K\beta > 1$) в широк честотен спектър.

Действието на мултивибратора в автогенераторен режим се свежда до превключване на свързаните в схемата кондензатори C_1 и C_2 от разреждане към зареждане и обратно чрез транзисторите VT_1 и VT_2 , работещи в ключов режим, който се управлява от самите процеси в схемата.

При този мултивибратор не е възможно устойчиво състояние,

за което двата транзистора да бъдат едновременно отпущени или запущени. Даже ако приемем, че в момента на включване на захранващото напрежение E_C токовете в двата транзистора са еднакви, вследствие флукуационни процеси ще се получи някакво отклонение от това състояние. Нека допуснем, че колекторният ток i_{C_1} на транзистора VT_1 се е увеличил незначително. Напрежителният пад в резистора R_{C_1} също се увеличава, а напрежението на колектора $u_{C_1} = E_C - R_{C_1} i_{C_1}$ намалява. Изменението на колекторното напрежение се прехвърля чрез кондензатора C_1 в базовата верига на транзистора VT_2 и довежда до намаляване на колекторния ток i_{C_2} . Колекторното напрежение на транзистора VT_2 се увеличава ($u_{C_2} = E_C - R_{C_2} i_{C_2}$). Това напрежение, прехвърлено чрез кондензатора C_2 в базовата верига на транзистора VT_1 , води до увеличаване на колекторния ток i_{C_1} . Така се получава затворена верига на положителна обратна връзка. Понеже е изпълнено условието за самовъзбуждане, описаният процес протича с много голяма скорост (лавинаобразно) и довежда до отпусване и насищане на транзистора VT_1 и до запущване на транзистора VT_2 . Това състояние на схемата е временно устойчиво, защото поради разреждането на кондензатора C_1 през отпущения транзистор VT_1 и резистора R_{B_2} настъпва момент, в който напрежението на базата на транзистора VT_2 става равно на нула (моментът t_1 на фиг. 10.11 б). През транзистора VT_2 започва да протича токът i_{C_2} . Това увеличава напрежителния пад в резистора R_{C_2} , а колекторното напрежение $u_{C_2} = E_C - R_{C_2} i_{C_2}$ намалява. Изменението на напрежението u_{C_2} се прехвърля чрез кондензатора C_2 на базата на транзистора VT_1 и колекторния ток i_{C_1} . От това напрежителният пад в резистора R_{C_1} намалява, а колекторното напрежение $u_{C_1} = E_C - R_{C_1} i_{C_1}$ на първия транзистор се увеличава. Чрез кондензатора C_1 изменението на напрежението се предава на базата на транзистора VT_2 и т. н. Развива се лавинаобразен процес, който сега довежда до пълното отпусване на втория транзистор и до запущването на първия. Кондензаторът C_1 започва да се зарежда през резистора R_{C_1} и отпущения емитерен PN преход на транзистора VT_2 до напрежението на източника E_C .

Зарядният процес е с времеконстанта

$$(10.8) \quad \tau_{z_{c_1}} = R_{C_1} C_1.$$

Тя определя времетраенето на експоненциалното нарастване на колекторното напрежение u_{C_1} на транзистора VT_1 (фиг. 10.11 б).

В същото време кондензаторът C_2 се разрежда през отпущения транзистор VT_2 и резистора R_{B_1} с времеконстанта

$$(10.9) \quad \tau_{p_{c_2}} = C_2 R_{B_1}.$$

Продължителността на временното устойчиво състояние зависи от времеконстантата $\tau_{p_{c_2}}$, и е

(10.10)

$$t_{и1} \approx 0,7 C_1 R_{B1}.$$

Когато напрежението на кондензатора C_2 (напрежението u_{B1} на фиг. 10.11 а, б) спадне до нула (моментът t_2 на фиг. 10.11 б), транзисторът VT_2 се запущва.

След превключване на схемата кондензаторът C_2 започва да се зарежда през колекторния резистор R_{C2} и отпушения емитерен PN преход на първия транзистор. Времеконстантата на зарядния процес е

(10.11)

$$\tau_{RC2} = R_{C2} C_2.$$

Тя определя времето на експоненциалното нарастване на колекторното напрежение u_{C2} на транзистора VT_2 .

Продължителността на второто временно устойчиво състояние зависи от процеса на разреждане на кондензатора C_1 . Времеконстантата на разреждане е

(10.12)

$$\tau_{RC1} = C_1 R_{B2}.$$

Продължителността на второто временно устойчиво състояние зависи от времеконстантата τ_{RC1} и е

(10.13)

$$t_{и2} \approx 0,7 C_1 R_{B2}.$$

Периодът на повтрение на импулсите се определя от продължителността на двете временно устойчиви състояния. Той е

(10.14)

$$T = t_{и1} + t_{и2} \approx 0,7 (C_2 R_{B1} + C_1 R_{B2}),$$

т. е. зависи от стойностите на елементите във веригите за ОБ.

За симетричен мултивибратор ($R_{C1} = R_{C2} = R_C$, $C_1 = C_2 = C$ и $R_{B1} = R_{B2} = R_B$) периодът е

(10.15)

$$T \approx 1,4 CR_B.$$

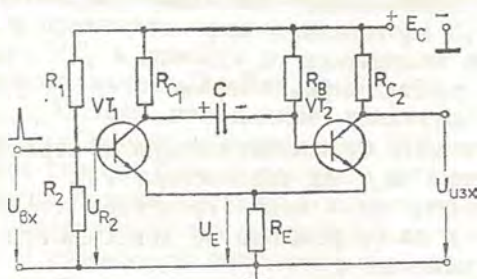
Върху периода на трептенията оказват влияние и други фактори като: параметрите на усилвателните елементи, стойността на захранващото напрежение, температурата и др.

За да се получат от мултивибраторите трептения с голяма стабилност, се прилага синхронизацията им посредством управляващи импулси, които се получават от генератори с висока стабилност на честотата.

Ако чрез външно постоянно преднапрежение или напрежение, получено автоматично в самата схема, се постигне запущването на един от усилвателните елементи, се получава схема на чакащ мултивибратор, наречен още релаксационен генератор с едно устойчиво състояние (фиг. 10.12).

Чакащият мултивибратор от фигурата е от втория вид. Той е с обратна връзка, осъществена чрез общия емитерен резистор R_E . В устойчиво състояние на схемата транзисторът VT_1 е запушен, а транзисторът VT_2 — отпушен. Условието за запушването на транзистора VT_1 е

$$U_{R_2} < U_E,$$



Фиг. 10.12

където U_{R_2} е напрежението върху резистора R_2 на делителя на напрежение с резистори R_1 и R_2 ;

U_E — напрежението върху резистора R_E , когато през него протича токът на отпушения резистор.

При подаване на пусков импулс към базата на транзистора VT_1 през него протича ток и потенциалът на колектора му се понижава. Посредством кондензатора C изменението на колекторното напрежение се предава в базовата верига на транзистора VT_2 и неговият колекторен ток намалява. Намалява и напрежителният пад U_E върху резистора R_E , което предизвиква по-нататъшно увеличение на колекторния ток на първия транзистор. Процесът се развива лавинообразно и завършва с установяване на временно устойчиво състояние, при което транзисторът VT_1 е отпушен и наситен, а транзисторът VT_2 — запушен.

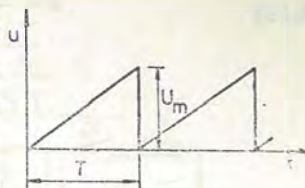
След превключване на мултивибратора кондензаторът C започва да се разрежда през отпушения транзистор VT_1 , резистора R_E , източника на напрежение E_C и резистора R_B , при което потенциалът на базата на транзистора VT_2 намалява. След разреждането на кондензатора транзисторът VT_2 се отпушва, а транзисторът VT_1 — запущва. Схемата остава в това състояние до постъпването на нов пусков импулс.

10.4. Генератори на линейно изменящо се напрежение

В много електронни устройства за автоматично измерване и контрол, в електроннолъчевите осцилоскопи, в

телевизионната техника, в изчислителната техника и др. се използват напрежения, които се изменят по линейен закон във времето.

Идеалното линейно изменящо се напрежение е показано на времедиаграмата (фиг. 10.13). То нараства по линейен закон, като достига стойност U_m . След това спада мигновено до нула (или до определено ниво) и отново започва да нараства по същия закон. Описаното напрежение е линейно нарастващо, но в някои случаи могат да се използват и напрежения, които спадат по линейен закон.



Фиг. 10.13

Формирането на линейно изменящи се напрежения се основава на редуващи се във времето процеси за зареждане и разреждане на един кондензатор (фиг. 10.14а).

Когато ключът K_1 се затвори (т. А от фиг. 10.14 б), кондензаторът С започва да се зарежда от източника на постоянно напрежение E през резистора R_1 , който е с относително голямо съпротивление. При зареждане на кондензатора напрежението в неговите краища се изменя по закона

$$(10.16) \quad u_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right)$$

В т. В на времедиаграмата ключът K_1 се отваря, а ключът K_2 — се затваря. Ако се спази условието $R_2 \ll R_1$, кондензаторът С бързо се разрежда през резистора R_2 . При разреждане напрежението на кондензатора спада по закона

$$(10.17) \quad u_c = U_{C_{\max}} e^{-\frac{t}{R_2 C}}$$

където $U_{C_{\max}}$ е напрежението на кондензатора в момента на преключването.

Периодът на линейно нарастващото напрежение е

$$(10.18) \quad T = t_1 + t_2,$$

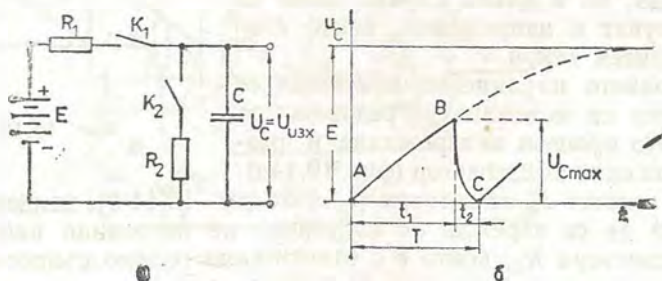
където t_1 е времето за формиране на желаното напрежение, а t_2 — времето за възстановяване на изходното напрежение на кондензатора. В случая $t_2 \ll t_1$ и $T \approx t_1$.

Работният участък АВ (фиг. 10.14 б) трябва да бъде с голяма линейност, докато формата на участъка за обратния ход ВС в повечето случаи не е от значение.

По технически причини идеално линейен участък на работния ход АВ не може да се получи. Затова за всяка конкретна задача необходимите технически изисквания се установяват с допустимата

нелинейност на работния ход. Количествено тази нелинейност се определя с коефициента на нелинейност p по формулата

$$(10.19) \quad p = \frac{\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=0} - \left(\frac{du}{dt}\right)_{t=t_1}}{\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=0}}$$



Фиг. 10.14

където $\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=0}$ и $\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=t_1}$ са съответно скоростта на изменение на напрежението в началото и края на работния ход (т. А и В от фиг. 10.14 б).

За идеално линейно изменящо се напрежение коефициентът на линейност е $p=0$.

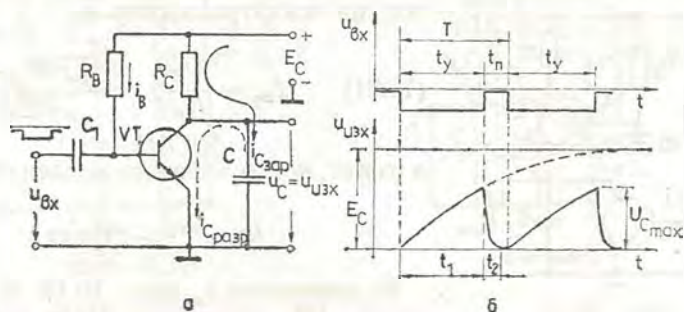
Практическите схеми за получаване на линейно изменящо се напрежение се изграждат въз основа на принципната схема от фиг. 10.14 а, като ролята на ключа K_2 се изпълнява от транзистор (йонна лампа, електронна лампа и др.), работещ в ключов режим. В този случай R_2 е съпротивлението на отпушения транзистор за постоянен ток. Колкото по-малко е това съпротивление, толкова по-малко е времето t_2 (при $U_{C_{\max}} = \text{const}$).

На фиг. 10.15 а е дадена принципната схема на генератор на линейно изменящо се напрежение със зареждане на кондензатор през резистор.

Генераторът се състои от зарядна верига R_C и C , източник на постоянно напрежение E_C и транзистор VT . В изходно състояние транзисторът е отпушен и наситен вследствие протичането на базовия ток i_B през резистора R_B . В това състояние на схемата напрежението на кондензатора е $u_C = u_{\text{вх}} \approx 0$.

Схемата се управлява от външен генератор на отрицателни правоъгълни импулси, който осигурява на базата на транзистора необходимото входно напрежение $u_{\text{вх}}$ (фиг. 10.15 а, б). При постъпване на отрицателен импулс транзисторът се запушва и кондензаторът C започва да се зарежда от протичащия през резистора R_C ток $i_{C_{\text{зар}}}$. Напрежението на кондензатора расте по експоненциален закон и

клони към стойността E_C на захранващия източник. Когато отрицателният импулс завърши, транзисторът се отпушва за време t_n , а кондензаторът C бързо се разрежда през него. Така продължителността на работния ход t_1 е точно определена и равна на продължи-



Фиг. 10.15

телността на управляващия импулс t_y , а продължителността на времето t_2 , наречено време за обратен ход, се определя от параметрите на участващите в схемата елементи. Описаното действие на схемата е в сила, ако продължителността на управляващия импулс е много по-кратка от времеконстантата на зарядната верига, т. е. ако $t_y \ll R_C C$.

За да бъде изходното напрежение на генератора близко до линейното, трябва да се изпълни условието $u_{изх} \ll E_C$, т. е. от експоненциално нарастващото напрежение (фиг. 10.15 б) да се използва само началната част. Това означава непълно използване на захранващото напрежение, защото $U_{C_{max}}$ е много по-малко от E_C .

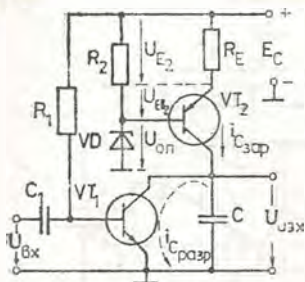
За да се получи идеално линейно изменящо се напрежение, формиращият кондензатор трябва да се зарежда с ток $i_C = I = const$. Тогава напрежението върху кондензатора

$$(10.20) \quad u_C = u_{изх} = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_C dt = \frac{I}{C} t_1$$

ще се изменя във времето по линеен закон.

Неизменен заряден ток във веригата на формиращия кондензатор може да се осигури от токостабилизиращ елемент, функциите на който обикновено се изпълняват от транзистор, включен по схема с обща база или общ емитер. Схемите, работещи с неизменен заряден ток, осигуряват пълно използване на напрежението на захранващия източник при формиране на линейно изменящи се напрежения. При тях напрежението $U_{C_{max}}$ клони към напрежението на захранващия източник, а коефициентът на нелинейност p е достатъчно малък.

Принципната схема на такъв генератор е дадена на фиг. 10.16. В нея неизменният заряден ток $i_{C_{зар}}$ се получава с помощта на транзистора VT_2 (тип PNP), включен по схема с обща база. Опорният диод VD и резисторът R_2 поддържат неизменно напрежение $U_{оп}$ на базата на транзистора VT_2 . Емитерният ток на този транзистор е



Фиг. 10.16

$$(10.21) \quad I_{E_2} = \frac{U_{E_2}}{R_E} = \frac{E_c - U_{оп} - U_{EB_2}}{R_E},$$

а токът, който зарежда кондензатора C —

$$i_{C_{зар}} = I_{C_2} = \alpha_2 I_{E_2}.$$

В интервала t_n (фиг. 10.15 б) транзисторът VT_1 е отпушен. През него протича токът I_{C_2} и напрежението на кондензатора бързо клони към нула. В интервала t_y транзисторът VT_1 е запушен и токът I_{C_2} обуславя зарядния ток $i_{C_{зар}}$ на кондензатора. При ток $I_{C_2} = \text{const}$ напрежението на кондензатора се изменя линейно във времето. То е

$$(10.22) \quad u_c = u_{нзх} = \frac{1}{C} \int I_{C_2} dt = \frac{I_{C_2}}{C} t.$$

Отношението I_{C_2}/C се избира в зависимост от необходимата амплитудна стойност на изходното напрежение. Например за $u_c = U_{C_{max}} = E_c$ това отношение е $I_{C_2}/C = E_c/t_y$.

От транзисторните генератори на линейно изменящо се напрежение могат да се получат напрежения с честота до няколко мегагерца.

10.5. Електронни релета

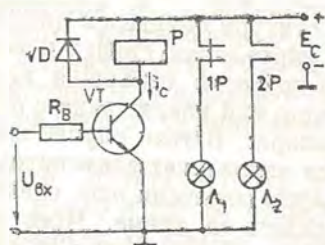
Електронните релета са устройства, с които се превключват електрически вериги под действието на управляващ сигнал с малка мощност. Те се използват най-често в автоматиката, телемеханиката, електрониката и другаде за сигнализация, управление, регулиране и др.

Електронните релета се състоят от изпълнителен механизъм с две устойчиви състояния и електронен усилвател на управляващите сигнали. При подаване на управляващ сигнал на входа на усилвателя изпълнителният механизъм променя устойчивото си състояние, а при изключване на сигнала схемата се връща в изходното си състояние.

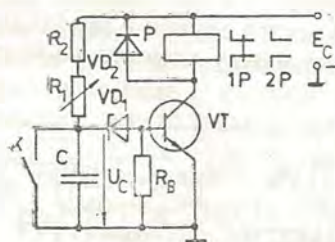
Изпълнителният механизъм е най-често електромагнитно реле,

което се състои от задвижващ електромагнит, контактни системи и противодействаща пружина.

Задвижващият електромагнит представлява bobина с феромагнитна сърцевина.



Фиг. 10.17



Фиг. 10.18

Контактните системи биват два вида — включващи (нормално отворени) и изключващи (нормално затворени), като в едно реле може да има контакти от двата вида.

Входният сигнал на електромагнитното реле е напрежение или ток. В зависимост от това релетата са напрежителни или токови. Когато входният сигнал достигне някаква стойност, наречена прагова, електромагнитното реле изменя изходното си състояние скокообразно.

Схемите на електронните усилватели, които се използват за конкретните случаи в практиката, са най-различни — от едностъпални усилватели до сложни тригерни схеми.

От съчетанието на електронен усилвател с електромагнитно реле могат да се създадат различни типове електронни релета: напрежителни, токови, закъснителни, фотоелектронни и др.

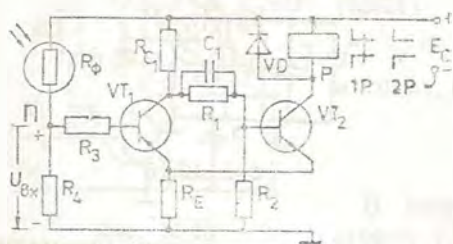
От електронните релета се използва най-често напрежителното реле, което променя своето изходно състояние, когато входното напрежение $U_{вх}$ на схемата достигне определена стойност $U_{пр}$, наречена прагова.

На фиг. 10.17 е дадена принципната схема на електронно напрежително реле. Транзисторът VT е свързан по схема с общ емитер, а електромагнитното реле P е с един нормално затворен контакт ($1P$) и един нормално отворен контакт ($2P$). Напрежението за управление е $U_{вх}$. То се подава на базата на транзистора посредством резистора R_B . Диодът VD служи за защита на транзистора от пренапрежения при превключване на схемата. За определяне състоянието на електронното реле служат лампите L_1 и L_2 . Лампата L_1 е включена към захранващия източник E_C чрез нормално затворения контакт $1P$, а лампата L_2 — чрез нормално отворения контакт $2P$.

Когато входното напрежение $U_{вх}$ е по-малко от праговото напрежение $U_{пр}$, електронното реле е изключено и лампата L_1 свети, а лампата L_2 не свети.

Когато е изпълнено условието $U_{вх} \geq U_{пр}$, електронното реле се задействува. В резултат на това контактът $1P$ се изключва, а контактът $2P$ — включва, при което лампата L_1 загасва, а лампата L_2 светва.

В много случаи е необходимо да се осигури определен интервал от време между момента на подаване на управляващ сигнал и момента,



Фиг. 10.19

в който се извършва включването или изключването на даден апарат. В този случай могат да се използват закъснителни релета, наречени още електронни релета за време. Чрез тях се постига закъснение от няколко микросекунди до няколко минути.

На фиг. 10.18 е показана схемата на електронно реле за време. В колекторната верига на транзистора VT е включено

електромагнитното реле P , а в базовата му верига — диод VD_1 .

Времето за закъснение се получава в резултат на преходния процес при зареждане на кондензатора C от веригата, включваща резисторите R_1 , R_2 и източника на постоянно напрежение E_C .

При затворен ключ K напрежението u_C на кондензатора е нула и диодът е запушен. Запушен е и транзисторът.

С отваряне на ключа K напрежението на кондензатора се изменя по закона

$$(10.23) \quad u_C = E_C \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

където $\tau = (R_1 + R_2)C$ е времеконстантата на зарядната верига.

Когато напрежението на кондензатора u_C стане равно или по-голямо от праговото напрежение $U_{пр}$ на схемата, диодът се отпушва и протича базов ток. Транзисторът се отпушва. От колекторния ток на транзистора електромагнитното реле се включва и променя състоянието на контактите си $1P$ и $2P$. За простота на схемата електрическите вериги, в които тези контакти участват, не са дадени на фигурата.

Времето на закъснение на електронното реле се коригира чрез изменение съпротивлението на резистора R_1 , от което зависи стойността на времеконстантата $\tau = (R_1 + R_2)C$ на зарядната верига.

На фиг. 10.19 е дадена принципната схема на фотоелектронно реле с фоточувствителен елемент — фоторезистор R_ϕ . Електронната схема на релето представлява тригер на Шмит (вж. фиг. 10.10 а), в който резисторът R_C е заменен с електромагнитно реле P . Резисторите R_ϕ и R_4 образуват делител на напрежение с обща точка Π .

която посредством резистора R_3 е свързана с базата на транзистора VT_1 .

Фоторезисторът R_ϕ е с най-голямо съпротивление, когато не е осветен ($R_\phi \gg R_4$). Тогава напрежението $U_{вх}$, получено в краищата на резистора R_4 , е най-малко. Ако това напрежение е по-малко от праговото напрежение $U_{пр}$ на схемата, транзисторът VT_1 е запушен, а транзисторът VT_2 — отпушен. Токът в колекторната верига на транзистора VT_2 е голям и електромагнитното реле P е задействано. От това следва, че контактът $1P$ е изключен, а контактът $2P$ — включен.

Когато фоторезисторът е осветен, съпротивлението му става много малко и затова напрежението $U_{вх}$ нараства. Ако се осъществи условието $U_{вх} \geq U_{пр}$, транзисторът VT_1 се отпушва, а транзисторът VT_2 се запушва. Колекторният ток на транзистора VT_2 клони към нула и релето се изключва. Сега контактите $1P$ и $2P$ са в състоянието, показано на фиг. 10.19.

Електронните релета, изградени по тригерни схеми, се характеризират с по-добре изразено скоксообразно преминаване на устройствата от едно устойчиво състояние в друго, когато е изпълнено условието $U_{вх} \geq U_{пр}$.

ЕДИНАДЕСЕТА ГЛАВА

ЛОГИЧЕСКИ ЕЛЕМЕНТИ

44 В

11.1. Логически функции

Логическа е всяка функция, която зависи от краен брой логически променливи (аргументи) и може да приема само две стойности — 0 и 1. Като се означат с x_1, x_2, \dots, x_n логическите променливи, които също приемат стойност 0 или 1, а с Y — логическата функция, последната се представя във вида

$$(11.1) \quad Y = f(x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Логическите променливи и функции се наричат още двоични или булеви.

Всяко съчетание от конкретни стойности на всички променливи на дадена функция се нарича комбинация. При брой на променливите n броят на комбинациите е 2^n , а броят на логическите функции — 2^{2^n} .

Най-често логическите функции се задават чрез таблици, наречени таблици на истинност, в които за всяка комбинация се посочва стойността на функцията.

Когато променливите на една логическа функция са една или две, функцията се нарича елементарна логическа функция.

При брой на променливите $n=1$ броят на комбинациите е $2^n=2$,

Таблица 11.1

n=1

x	0	1	Означение	Наименование
f_1	0	0	$Y=0$	константа 0
f_2	0	1	$Y=x$	променлива x
f_3	1	0	$Y=\bar{x}$	НЕ, инверсия на x
f_4	1	1	$Y=1$	константа 1

Таблица 11.2

n=2

x_1 x_2	0011 0101	Означение	Наименование
f_1	0000	$Y=0$	константа 0
f_2	0001	$Y=x_1x_2$	И — логическо произведение (конюнкция)
f_3	0010	$Y=x_1\bar{x}_2$	забрана на x_2
f_4	0011	$Y=x_1$	променлива x_1
f_5	0100	$Y=x_1\bar{x}_2$	забрана на x_1
f_6	0101	$Y=x_2$	променлива x_2
f_7	0110	$Y=x_1+x_2$	сума по модул
f_8	0111	$Y=x_1+x_2$	ИЛИ — логическа сума (дизюнкция)
f_9	1000	$Y=\overline{x_1+x_2}$	ИЛИ-НЕ — инверсия на логическата сума
f_{10}	1001	$Y=x_1\sim x_2$	логическа равнозначност
f_{11}	1010	$Y=\bar{x}_2$	НЕ, инверсия на x_2
f_{12}	1011	$Y=x_1\leftarrow x_2$	импликация от x_2 към x_1
f_{13}	1100	$Y=\bar{x}_1$	НЕ, инверсия на x_1
f_{14}	1101	$Y=x_1\rightarrow x_2$	импликация от x_1 към x_2
f_{15}	1110	$Y=\bar{x}_1x_2$	И-НЕ — инверсия на логическо произведение
f_{16}	1111	$Y=1$	константа 1

а на различните функции — $2^{2^n}=4$. В таблицата на истинност 11.1 са дадени комбинация при една променлива и различните функции, които ѝ съответствуват.

При две променливи ($n=2$) броят на комбинациите е $2^{2^n}=4$, а на функциите — $2^{2^n}=16$. Те са дадени в таблицата на истинност 11.2.

За представянето на произволна логическа функция е необходимо да разполагаме с няколко елементарни логически функции. Съвкупността от елементарни логически функции, отговарящи на това изискване, се нарича база.

Най-често използваните бази са:

- а) И, ИЛИ, НЕ — класическа база;
- б) функция ИЛИ — НЕ (операция на Пирс);
- в) функция И — НЕ (операция на Шефер).

11.2. Основни логически елементи

Логически елементи (елементарни логически схеми) се наричат онези елементи, които имат няколко входа и един изход. Според заложените в тях правила те изработват двоичен изходен сигнал чрез преобразуване на съвкупността от подавани на входовете им двоични сигнали. Следователно те реализират определена логическа функция. Основното им приложение е в електронноизчислителни машини.

За да се реализира определена логическа функция чрез електронна схема, е необходимо да се изберат електрическите сигнали, чрез които ще се представят двоичните променливи. Основните начини за представяне на двоичните променливи в електронноизчислителни машини са два — импулсен и потенциален. Въз основа на това са разработени три основни типа елементи:

- а) импулсен, в който се използват само импулсни сигнали;
- б) потенциален, в който двоичната информация се представя с две нива на напрежение, отговарящи на 0 и 1;
- в) импулсно-потенциален, в който информацията се представя както с импулси, така и с нива на напрежение.

Най-перспективни и с най-голямо приложение засега са логическите елементи от потенциален тип, което се дължи на тяхната пригодност за изпълнение във вид на полупроводникови интегрални схеми (логически интегрални схеми), с което се повишава надеждността им при относително ниска цена.

При логическите елементи от потенциален тип двете нива на напрежение са физически аналог на двете стойности, които имат логическите функции и техните променливи. Когато се приеме, че символът 1 съответствува на по-положителното напрежение, т. е. на по-високото ниво, а символът 0 — на ниското ниво, имаме положителна логика. Ако се приеме обратното — логиката е отрицателна.

Логическите елементи от потенциален тип са с галванична връзка между входа и изхода, поради което продължителността на изходните сигнали се определя от продължителността на входните сигнали с разлики, дължащи се на преходните процеси в схемата.

Логическите елементи от потенциален тип, които реализират операции логическо произведение (конюнкция) И, логическа сума (дизюнкция) ИЛИ и логическо отрицание (инверсия) НЕ, са основни.

Широко приложение имат и логическите елементи, реализиращи функциите инверсия на логическото произведение И—НЕ и инвер-

Таблица 11.1

n=1

x	0	1	Означение	Наименование
f_1	0	0	$Y=0$	константа 0
f_2	0	1	$Y=x$	променлива x
f_3	1	0	$Y=\bar{x}$	НЕ, инверсия на x
f_4	1	1	$Y=1$	константа 1

Таблица 11.2

n=2

x_1 x_2	0011 0101	Означение	Наименование
f_1	0000	$Y=0$	константа 0
f_2	0001	$Y=x_1x_2$	И — логическо произведение (конюнкция)
f_3	0010	$Y=x_1\bar{x}_2$	забрана на x_2
f_4	0011	$Y=x_1$	променлива x_1
f_5	0100	$Y=x_1\bar{x}_2$	забрана на x_1
f_6	0101	$Y=x_2$	променлива x_2
f_7	0110	$Y=x_1+x_2$	сума по модул
f_8	0111	$Y=x_1+x_2$	ИЛИ — логическа сума (дизюнкция)
f_9	1000	$Y=\overline{x_1+x_2}$	ИЛИ - НЕ — инверсия на логическата сума
f_{10}	1001	$Y=x_1\sim x_2$	логическа равнозначност
f_{11}	1010	$Y=\bar{x}_2$	НЕ, инверсия на x_2
f_{12}	1011	$Y=x_2\leftarrow x_1$	импликация от x_2 към x_1
f_{13}	1100	$Y=\bar{x}_1$	НЕ, инверсия на x_1
f_{14}	1101	$Y=x_1\rightarrow x_2$	импликация от x_1 към x_2
f_{15}	1110	$Y=x_1x_2$	И-НЕ — инверсия на логическо произведение
f_{16}	1111	$Y=1$	константа 1

а на различните функции — $2^{2^n} = 4$. В таблицата на истинност 11.1 са дадени комбинация при една променлива и различните функции, които ѝ съответствуват.

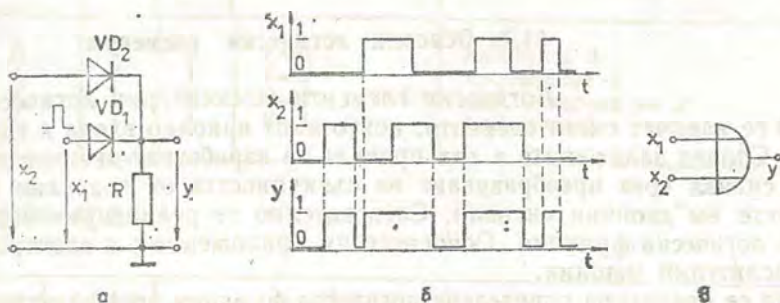
При две променливи ($n=2$) броят на комбинациите е $2^n = 4$, а на функциите — $2^{2^n} = 16$. Те са дадени в таблицата на истинност 11.2.

За представянето на произволна логическа функция е необходимо да разполагаме с няколко елементарни логически функции. Съвкупността от елементарни логически функции, отговарящи на това изискване, се нарича база.

Най-често използваните бази са:

сия на логическата сума ИЛИ—НЕ, които се образуват от два основни логически елемента, свързани последователно.

Най-често логическите елементи И и ИЛИ се изпълняват с полупроводникови диоди, логическите елементи НЕ — с биполарни



Фиг. 11.1

транзистори, а логическите елементи И—НЕ и ИЛИ—НЕ — с диоди и биполарни транзистори.

Транзисторите в логическите елементи (дискретно и интегрално изпълнение) са по-често от типа NPN със захранващо напрежение $E_C > 0$. По тази причина сигналите, които се получават от тях, са с положителен поларитет. Високото електрическо ниво 1 в изхода съответствува на състояние, в което транзисторът е запушен, а ниското електрическо ниво 0 — на състояние, в което транзисторът е отпушен. За простота ще приемем ниското електрическо ниво за равно на нула, а времето за преминаване на транзистора от едното състояние в другото — мигновено.

Логически елемент ИЛИ. Логическият елемент ИЛИ има няколко входа и един изход. Той изпълнява операцията логическа сума (дизюнкция)

$$(11.2) \quad Y = x_1 + x_2 + \dots + x_n,$$

където Y е функцията;

а x_1, x_2, \dots, x_n — променливите.

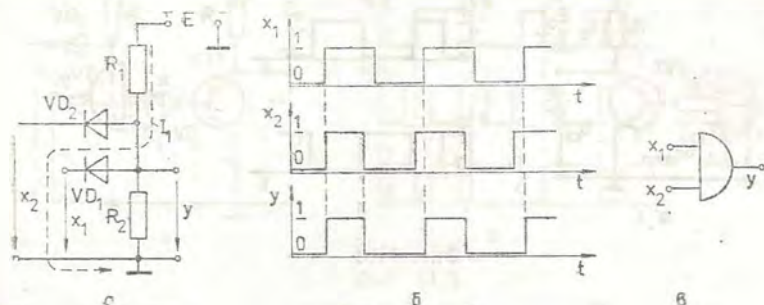
Функцията е равна на нула, когато всички променливи са равни на нула, и е равна на единица при една, няколко или всички променливи, равни на единица.

Работата на двуходовия логически елемент ИЛИ с диоди (фиг. 11.1 а) се пояснява от таблицата на истинност 11.2 (функция f_8) и времедиagramите на фиг. 11.1 б. Стойността $Y=1$ на изхода се създава от прехвърлянето на входния сигнал вследствие отпушването на съответния диод. В този момент към диодите, на които входният сигнал е равен на нула, се прилага обратно напрежение и те се намират в запушено състояние.

Условното означение на логическия елемент ИЛИ е показано на фиг. 11.1 в.

Логически елемент И. Логическият елемент И също има няколко входа и един изход. Той изпълнява операцията логическо произведение (конюнкция)

$$(11.3) \quad Y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot \dots \cdot x_n$$



Фиг. 11.2

Функцията е равна на нула, когато поне една от променливите е равна на нула, и е равна на единица при всички променливи, равни на единица.

Схемата на двуходов логически елемент И с полупроводникови диоди е дадена на фиг. 11.2 а. Работата на елемента се пояснява от таблицата на истинност 11.2 (функция f_2) и времедиаграмите на фиг. 11.2 б. От тях се вижда, че логическият елемент И се явява схема на съпадение — сигналът 1 на изхода се получава при съпадане на сигналите 1 на двата входа.

Схемата работи по следния начин. При входни сигнали, равни на единица, катодите на диодите имат положителен потенциал спрямо общата точка (земя) и диодите са запушени. На изхода на схемата се поражда напрежението $R_2 E / (R_1 + R_2)$, определящо изход $Y=1$. При входен сигнал 0 на един от двата входа (например $x_1=0$) съответстващият диод VD_1 пропуска ток (I_1 на фиг. 11.2 а) и шунтира резистора R_2 . Напрежението на изхода, което се определя от значителния пад на отпушения диод, е близко до нула ($Y=0$).

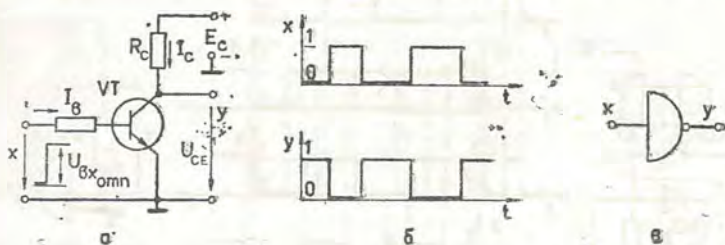
Условното означение на логическия елемент И е дадено на фиг. 11.2 в.

Логически елемент НЕ. Логическият елемент НЕ е с един вход и един изход. Той изпълнява операцията логическо отрицание (инверсия) и затова често се нарича логически инвертор. С него се реализира функцията

$$(11.4) \quad Y = \bar{x}$$

На входен сигнал $x=0$ съответствува изход $Y=1$, а при $x=1$ изходът е $Y=0$.

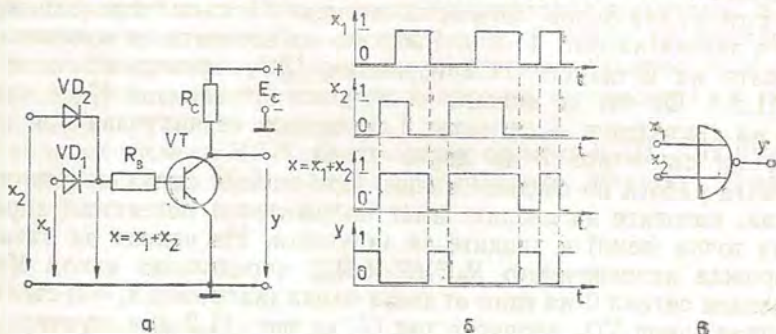
Схемата на логически елемент НЕ с транзистор е дадена на фиг. 11.3 а. Работата на елемента се пояснява от таблицата на истинност 11.1 (функция f_3) и времедиаграмите на фиг. 11.3 б.



Фиг. 11.3

При $x=0$ ($U_{BX}=0$) транзисторът е запущен и колекторното напрежение е $U_{CE} \approx E_C$, т. е. $Y=1$. При $x=1$ ($U_{BX}=U_{BX\text{отп}}$) транзисторът е отпушен и колекторното напрежение е $U_{CE} \approx 0$, т. е. $Y=0$. Отпушеното състояние на транзистора се осигурява от базовия ток I_B , поставящ транзистора в режим на насищане.

Условното означение на елемента НЕ се глежда на фиг. 11.3 в.



Фиг. 11.4

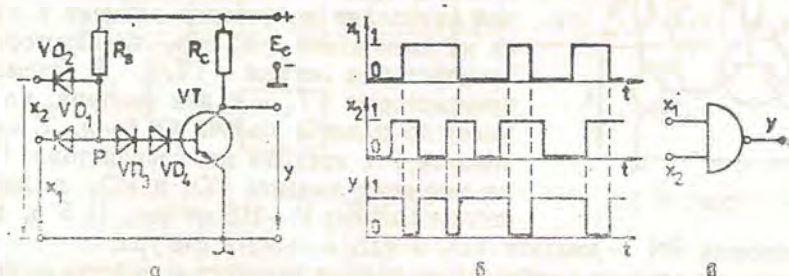
Логически елемент ИЛИ—НЕ. Той съединява елементите ИЛИ и НЕ и осъществява операцията отрицание на дизюнкцията, която при n входа се определя от израза

$$(11.5) \quad Y = \overline{x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n}$$

На фиг. 11.4 а е показана схемата на двувходов логически елемент ИЛИ—НЕ, който представлява последователно свързани елемент ИЛИ с два диода и елемент НЕ с един биполярен транзистор.

Компонентите, които осъществяват схемното решение на логическия елемент ИЛИ—НЕ, определят този логически елемент в класа на елементите с т. нар. диодно-транзисторна логика (ДТЛ).

Принципът на действие на логическия елемент ИЛИ—НЕ се пояснява от времедиаграмите на фиг. 11.4 б, където x_1 , x_2 са сигналите



Фиг. 11.5

на двата входа, $x = x_1 + x_2$ — сигналът на изхода на елемента ИЛИ, а Y — сигналът на изхода на елемента НЕ.

Условното означение на елемента ИЛИ—НЕ е дадено на фиг. 11.4в.

Логически елемент И—НЕ. Този логически елемент реализира функцията отрицание на конюнкцията, която при n входа се дава с израза

$$(11.6) \quad Y = \overline{x_1 x_2 x_3 \dots x_n}$$

При логическа единица на всички входове на изхода на елемента съответствува логическа нула. При логическа нула на един от входовете на изхода се създава логическа единица.

На фиг. 11.5 а е дадена схемата на двуходов логически елемент И—НЕ от вида ДТЛ, работата на който се пояснява от времедиаграмите на фиг. 11.5 б.

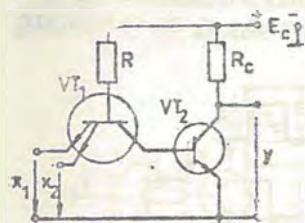
При логическа единица на двата входа диодите VD_1 и VD_2 са запушени. В схемата се образува веригата $+E_C \rightarrow R_b \rightarrow VD_3 \rightarrow VD_4$, която осигурява необходимия базов ток $I_b \approx E_C/R_b$ на транзистора. Последният е отпушен и наситен, а изходният сигнал е $Y=0$.

При логическа нула на един от входовете (например x_1) се отпушва диодът (VD_1) на този вход. Образува се верига, в която токът през резистора R_b протича през отпушения диод (VD_1) и източника на сигнална логическа нула (x_1). Отпушеният диод (VD_1) шунтира веригата на диодите VD_3 , VD_4 и емитерния PN преход на транзистора. По тази причина базовият ток на транзистора е равен на нула и транзисторът е запушен. Следователно изходът е $Y=1$.

При отпушен диод във веригата на входа т. P (фиг. 11.5 а) има малък положителен потенциал спрямо емитера на транзистора. Ако диодите VD_3 , VD_4 не са включени, това би могло да предизвика от-

пушване на транзистора. Когато те участвуват в схемата, напрежението между т. P и емитера на транзистора е приложено главно на диодите, а напрежението между базата и емитера клони към нула.

Условното означение на елемента И—НЕ се вижда на фиг. 11.5 *в*.



Фиг. 11.6

Схемата на логическия елемент И—НЕ може да бъде осъществена само на транзистори (фиг. 11.6). Схемите от такъв тип определят логическия елемент в класа на елементите с т. нар. транзисторно-транзисторна логика (ТТЛ). В схемата транзисторът VT_1 е с два емитера, но те могат да бъдат и повече на брой. С емитерните PN преходи на транзистора VT_1 са заменени диодите VD_1 и VD_2 в логическия елемент И—НЕ от фиг. 11.5 *а*, а с

колекторния PN — диодите VD_3 и VD_4 в същата фигура.

Когато на един от емитерите на първия транзистор действа нулево напрежение (логическа нула), ток ще протича през него и резистора R , а ток през колекторния PN преход на същия транзистор няма да протича. От това вторият транзистор се явява запушен, а сигналът на неговия изход е $Y=1$.

Ако на двата емитера се подаде сигнал логическа 1 (напрежение, близко до $+E_c$), ток ще протича през резистора R , колекторния PN преход на транзистора VT_1 и емитерния PN преход на транзистора VT_2 . Транзисторът VT_2 се отпушва и неговият изходен сигнал е $Y=0$.

Сега най-широко разпространение и приложение са получили ТТЛ-елементите, но съществуват и много други технологии за изграждане на логически схеми.

Логическите елементи се използват не само в цифровите електронноизчислителни машини, но и за синтезирането на схеми в различните клонове на електрониката, измервателната техника и др.

ДВАНАДЕСЕТА ГЛАВА

ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

438

12.1. Общи сведения

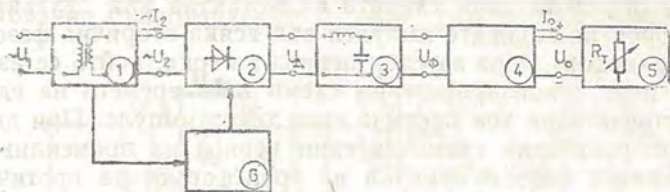
Токоизправители се наричат устройствата, предназначени за преобразуване на променливия ток в постоянен.

Структурната схема на един токоизправител е дадена на фиг. 12.1. Блоковете в схемата са: трансформаторът 1, вентилите 2*

* Елементите с еднопосочна проводимост (полупроводникови диоди, лампови дноди и др.), които се използват в токоизправителите се наричат още вентили.

изглаждащите филтри 3, стабилизаторът на постоянно напрежение 4 и товарът 5.

Трансформаторът (блок 1) изменя ефективната стойност на захранващото напрежение (електрическата мрежа за променлив ток),



Фиг. 12.1

за да се осигури необходимото постоянно напрежение на товара. Освен това трансформаторът разделя веригите на електрическата мрежа и товара.

Вентилите (блок 2) пропускат ток през товара само в една посока.

Изглаждащите филтри (блок 3) се включват, за да се намалят пулсациите на изправения ток във веригата на товара (консуматора).

Стабилизаторът на постоянно напрежение (блок 4) поддържа постоянна стойност на напрежението в товара при изменение на тока в него и при изменение на ефективната стойност на напрежението в електрическата мрежа за променлив ток.

Когато средната стойност на изправения ток (напрежение) може да се регулира от нула до определена максимална стойност, токоизправителят се нарича управляем. Тогава в структурната схема на управляемия токоизправител се включва блокът 6 (фиг. 12.1), съдържащ система за управление на блок 2, който е с управляеми вентили (тиристори и др.).

В зависимост от предназначението на токоизправителя някои от блоковете в структурната схема могат и да не бъдат включени.

Например за зареждане на акумулатори са необходими само блоковете 1 и 2, а останалите са излишни. Обратно, за захранване на електронна апаратура, от която се изисква голяма стабилност, всички блокове в структурната схема трябва да участвуват.

Токоизправителните схеми условно се класифицират на:

- еднофазни и многофазни;
- еднотактни (еднополупериодни) и двутактни (двуполупериодни);
- с умножение на изправеното напрежение.

При определяне фазността на схемата се излиза от броя на фазовите намотки на вторичната страна на трансформатора. Така например схемата, в която трансформаторът има една първична намотка, захранвана от еднофазна мрежа, ще бъде двуфазна, ако на

своята вторична страна трансформаторът има две фазови намотки. По същия начин токоизправителната схема е шестфазна, ако трансформаторът има шест фазови намотки на вторичната си страна, въпреки че първичната намотка се захранва от трифазна мрежа.

За да се определи дали схемата е еднотактна или двутактна, се излиза от броя на токовете импулси във всяка вторична фазова намотка на трансформатора за един период на тока, който се изправя. В еднотактните токоизправителни схеми през времето на един период на променливия ток протича един токов импулс. При двутактните токоизправителни схеми за един период на променливия ток през вторичните фазови намотки на трансформатора протичат два токови импулса в противоположни посоки.

В зависимост от схемите, по които са включени вентилите, и схемите, по които са свързани намотките на трансформатора във вторичната страна, се различават две основни групи токоизправителни схеми: схеми с извод на нулева точка на вторичните намотки на трансформатора и мостови схеми. Първата група схеми са еднотактни, а втората група — двутактни.

Основни изходни величини при проектиране и разработване на токоизправителни устройства са средната стойност на изправеното напрежение U_0 (тока I_0), съпротивлението на товара R_T и ефективната стойност на напрежението на захранващата мрежа U_1 (фиг. 12.1).

По-важните величини, които следва да се определят в процеса на изчислението, са средната стойност на тока във всеки вентил при номинално натоварване; максималното обратно напрежение на вентила $U_{обр\max}$; ефективните стойности на напрежението U_2 и тока I_2 във вторичната намотка на трансформатора, необходими за изчислението на самия трансформатор, и др.

Режимите на работа на токоизправителите, както и процесите в тях, зависят силно от характера на товара (активен, индуктивен, капацитивен), а също и от параметрите на вентилите и трансформатора. Най-прости съотношения между различните величини в токоизправителната схема се получават, когато товарът е чисто активен, а вентилите и трансформаторът се приемат за идеални.

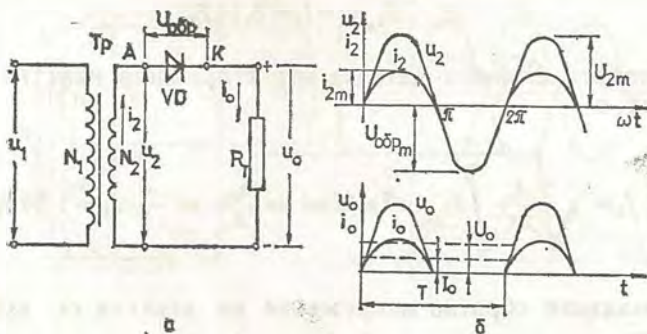
Вентилите са идеални, когато съпротивлението им в непровеждаща посока е безкрайно голямо, а съпротивлението в провеждаща посока — нулево.

Трансформаторът е идеален, ако се положат равни на нула активното съпротивление на намотките, загубите в желязното ядро и магнитният поток на разсейване.

При анализа на различните токоизправителни схеми товарът се приема за чисто активен, а вентилите и трансформаторът — за идеални.

12.2. Еднофазна (еднотактна) токоизправителна схема

Еднофазната токоизправителна схема включва: трансформатор Tr с напрежения, входно u_1 и изходно u_2 вентил VD и товарно съпротивление R_T (фиг. 12.2 а). През вентила и то-



Фиг. 12.2

варното съпротивление протича ток $i_2 = i_0$ само през едната половина на периода на променливото напрежение u_2 , когато анодът А на вентила има положителен потенциал спрямо катода К (фиг. 12.2 а, б). През другата половина на периода ток във веригата на товарното съпротивление не протича, тъй като вентилът не провежда. В този случай цялото напрежение u_2 е приложено върху вентила. На фиг. 12.2 а, б това напрежение е означено като $u_{обр}$.

При синусоидно изходно (вторично) напрежение на трансформатора средната стойност на изправеното напрежение U_0 върху товарното съпротивление е

$$(12.1) \quad U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin at \, d\omega t = \frac{1}{\pi} U_{2m} = 0,318 U_{2m} = 0,45 U_2,$$

където U_{2m} е амплитудата на вторичното напрежение на трансформатора;

а U_2 — ефективната му стойност.

При изчисление на токоизправителя напрежението U_0 е зададено и затова вторичното напрежение на трансформатора се определя от уравнението

$$(12.2) \quad U_2 = \frac{1}{0,45} U_0 = 2,22 U_0.$$

Средната стойност на изправения ток (средната стойност на тока през вентила) за един период е

$$(12.3) \quad I_0 = \frac{U_0}{R_T} = \frac{U_{2m}}{\pi R_T} = \frac{I_{2m}}{R_T} = 0,318 I_{2m},$$

където I_{2m} е максималната стойност на вторичния ток.

При зададен ток I_0 зависимостта между токовете е

$$(12.4) \quad I_{2m} = \pi I_0 = 3,14 I_0.$$

Ефективната стойност на тока във вторичната намотка на трансформатора е

$$(12.5) \quad I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{2m}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{2} I_0 = 1,57 I_0.$$

Максималното обратно напрежение на вентила се изчислява по формулата

$$(12.6) \quad U_{обр\ m} = U_{2m} = 3,14 U_0.$$

Еднофазната токоизправителна схема се характеризира с големи пулсации на изправения ток (направеното напрежение), затова тя се използва за малка мощност, когато пулсациите на тока не са от значение и с изглаждащи филтри те могат да се намалят.

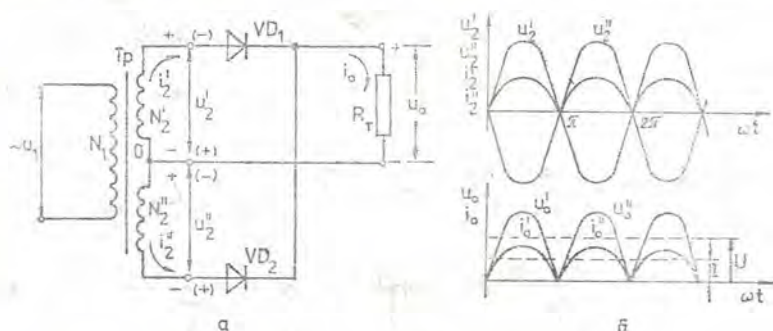
12.8. Токоизправителни схеми с извод на нулева точка на вторичната намотка на трансформатора

Двуфазна токоизправителна схема. Схемата на токоизправителя е дадена на фиг. 12.3 а. Трансформаторът T_p е с една първична намотка N_1 и две вторични намотки $N'_2 = N''_2$. Вторичните намотки са свързани по такъв начин, че еднаквите им по стойност напрежения u'_2 и u''_2 спрямо общата (нулева) т. О да са изместени по фаза на 180° (фиг. 12.3 б). Вторичните намотки са свързани към анодите на вентилите VD_1 и VD_2 , а нулевата им точка — към двата катода на вентилите посредством товарното съпротивление R_T .

Нека за интервала $0 \div \pi$ напреженията u'_2 и u''_2 са с поляритет, означен с $+$ и $-$ на изводите на вторичните намотки. Тогава напрежението между анода и катода на вентила VD_1 е положително, а напрежението между анода и катода на вентила VD_2 — отрицателно. За указания поляритет на напреженията вентилът VD_1 е отпушен, а вентилът VD_2 — запушен. За идеални вентили напрежението в краищата на резистора R_T е $u_0 = u'_2$. За дадения интервал токът в намот-

ката N'_2 и вентила VD_1 е равен на тока в товарното съпротивление, т. е. $i'_2 = i'_0 = u'_2/R_T$.

За интервала $\pi + 2\pi$ напреженията на вторичните намотки получават обратен поляритет ($-$) и ($+$). Сега вентилът VD_2 е отпушен,



Фиг. 12.3

а вентилът VD_1 — запушен. Напрежението в краищата на товара е $u''_0 = u''_2$ и със същия поляритет. Протичащият ток е $i''_0 = i''_2 = u''_2/R_T$. След този интервал от време процесът в схемата се повтаря.

Средната стойност на изправеното напрежение U_0 се определя, като се разгледа работата на една от фазите в интервала, когато през нея и товарното съпротивление протича ток

$$(12.7) \quad U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d \omega t = \frac{2}{\pi} U_{2m} = 0,9 U_2.$$

При зададено напрежение U_0 ефективната стойност на всяко вторично напрежение е

$$(12.8) \quad U'_2 = U''_2 = U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_0 = 1,11 U_0.$$

Средната стойност на изправения ток е

$$(12.9) \quad I_0 = \frac{R_0}{R_T} = \frac{2}{R_T \pi} U_{2m} = \frac{2}{\pi} I_{2m} = 0,636 I_{2m},$$

където I_{2m} е максималната стойност на тока във вторичните намотки.

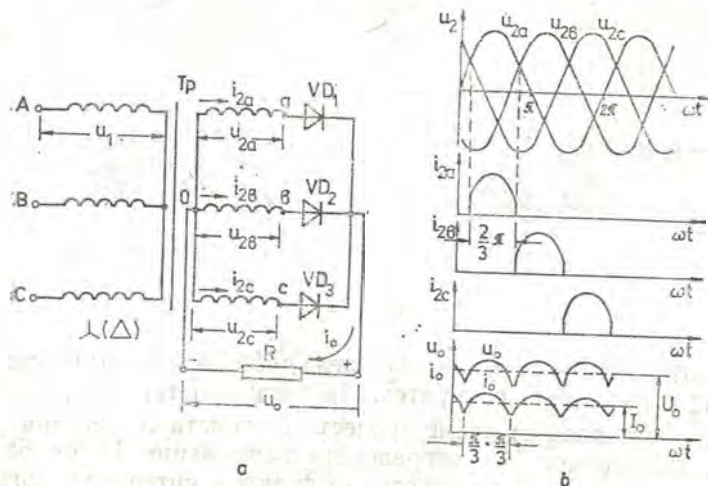
Средната стойност на тока във всеки вентил е $I_0/2$.

Ефективната стойност на токовете във вторичните намотки на трансформатора е

$$(12.10) \quad I_2' = I_2'' = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{2m} \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{4} I_0 = 0,785 I_0$$

Максималното обратно напрежение върху всеки вентил е

$$(12.11) \quad U_{0\text{ср}m} = 2U_{2m} = \pi U_0 = 3,14 U_0.$$



Фиг. 12.4

Трифазна токоизправителна схема. Трифазната токоизправителна схема се използва предимно за захранване на консуматори с голяма мощност, тъй като тя равномерно натоварва електрическата мрежа за трифазен ток.

Трифазната токоизправителна схема с извод на нулевата точка (фиг. 12.4 а) се състои от трифазния трансформатор T_p , вентилите VD_1 , VD_2 , VD_3 и товарното съпротивление R_T . Първичните намотки на трансформатора могат да бъдат свързани в звезда или триъгълник, а вторичните — само в звезда. Катодите на вентилите са съединени в обща точка, към която е включен единият извод на товарното съпротивление. Другият извод на съпротивлението е свързан на нулевата точка O на трансформатора. През всеки вентил протича ток в продължение на една трета част ($2\pi/3\text{rad}$) от периода на същия, когато напрежението на неговата фаза е по-високо от напреженията на другите две фази (фиг. 12.4 б).

Средната стойност на изправеното напрежение се изчислява по формулата

$$(12.12) \quad U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} U_{2m} \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{2m} = 1,17 U_{2m}$$

където U_2 е ефективната стойност на фазовото напрежение във вторичните намотки ($U_2 = U_{a_2} = U_{b_2} = U_{c_2}$).

Когато изправеното напрежение U_0 е зададено, фазовото напрежение U_2 се изчислява по формулата

$$(12.13) \quad U_2 = 0,85 U_0.$$

Средната стойност на изправения ток е

$$(12.14) \quad I_0 = \frac{U_0}{R_T} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{U_{2m}}{R_T} = 0,827 I_{2m},$$

а средната стойност на тока във вентилите — $I_0/3$.

Максималното обратно напрежение на вентилите е равно на амплитудата на линейното вторично напрежение $\sqrt{3}U_{2m}$.

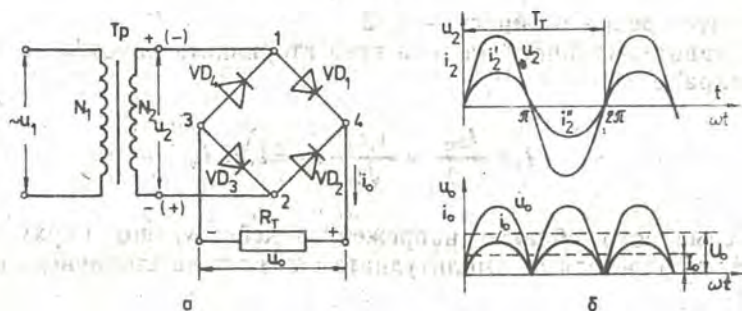
$$(12.15) \quad U_{обр\,m} = \sqrt{3}U_{2m} = 2,09 U_0.$$

В сравнение с еднофазната и двуфазната токоизправителна схема пулсациите в трифазната схема са най-малки.

12.4. Мостови токоизправителни схеми

От мостовите токоизправителни схеми приложение намират най-често еднофазната и трифазната мостова схема.

Еднофазна мостова схема. Тя е дадена на фиг. 12.5а, а на фиг. 12.5 б са показани времедиаграмите, поясняващи нейното действие.



Фиг. 12.5

Еднофазната мостова схема е известна още под наименованието схема на Грец. Трансформаторът Tr е с две намотки, а свързаните в схемата вентили $VD_1 - VD_4$ образуват четирираменен токоизправителен мост. Към входните точки 1 и 2 на моста се подава захранващо

то напрежение u_2 , а към изходните точки 3 и 4 е включен товарът R_T .

През първия полупериод на променливото напрежение u_2 ток протича през вентила VD_1 , резистора R_T и вентила VD_3 . На фиг. 12.5 б този ток е отбелязан с i_2' . През втория полупериод на същото напрежение ток протича през вентила VD_2 , резистора R_T и вентила VD_4 (токът i_2'' на фиг. 12.5 б). Токовете i_2' и i_2'' имат еднаква посока през резистора R_T и са отбелязани в този участък с тока i_0 (фиг. 12.5 а, б).

Токоизправителният ефект на еднофазната мостова схема е като на двуфазната токоизправителна схема с извод на нулева точка.

Средната стойност на изправеното напрежение за мостовата схема е

$$(12.16) \quad U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U_2 = 0,9 U_2,$$

а средната стойност на изправения ток —

$$(12.17) \quad I_0 = \frac{U_0}{R_T}.$$

Максималната стойност на тока през последователно работещите вентили е

$$(12.18) \quad I_{2m}' = I_{2m}'' = I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R_T} = \frac{\pi}{2} \frac{U_0}{R_T} = 1,57 I_0,$$

а неговата средна стойност — $I_0/2$.

Ефективната стойност на тока през вторичната намотка на трансформатора е

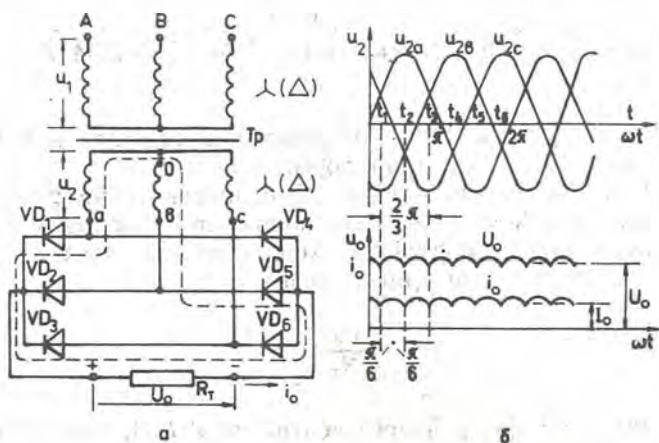
$$(12.19) \quad I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{1,57}{\sqrt{2}} I_0 = 1,11 I_0.$$

Максималното обратно напрежение, действващо върху всеки вентил, се определя от амплитудната стойност на вторичното напрежение

$$(12.20) \quad U_{обр\ m} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_0 = 1,57 U_0.$$

Предимствата на еднофазната мостова схема в сравнение с двуфазната схема са по-прост трансформатор, съдържащ само една вторична намотка, и по-ниското обратно напрежение върху вентилите.

Трифазна мостова схема. Трифазната мостова схема с електрод-товар е дадена на фиг. 12.6 а. Тя се нарича още схема на Ларидаре. Работата на схемата се пояснява от времедиagramите на фиг. 12.6 б.



Фиг. 12.6

Трифазната мостова схема се състои от трифазен трансформатор Tr и токонизправителен мост, съставен от шест вентила. Вентилите VD_1 , VD_2 и VD_3 са със съединени катоди (катодна група), а вентилите VD_4 , VD_5 и VD_6 — със съединени аноди (анодна група). Товарният резистор R_T е включен между точките, свързващи анодите и катодите на вентилите. Първичните и вторичните намотки на трансформатора могат да се свържат в звезда или триъгълник. Схемата може да се използва и без трансформатор.

В трифазната мостова схема токът i_0 зависи от линейното напрежение във вторичната страна на трансформатора и от съпротивлението на товара. Той протича през два вентила, единият от които се намира в катодната група, а другият — в анодната. Контурът на тока i_0 при отпушени вентили VD_1 и VD_6 е показан на фиг. 12.6 а с прекъсвана линия.

От катодната група в отпушено състояние ще бъде този от вентилите, върху анода на който напрежението е с положителен поляритет спрямо нулевия извод (O) във вторичната страна на трансформатора и най-голямо по стойност в сравнение с напреженията на останалите вентили.

От анодната група в отпушено състояние ще бъде този от вентилите, напрежението върху катода на който в дадения момент е най-голямо по абсолютна стойност и има отрицателен поляритет.

Според фиг. 12.6 б за интервала $t_1 - t_2$ отпушени са вентилите VD_1 и VD_6 , за интервала $t_2 - t_3$ — вентилите VD_1 и VD_6 , за интерва-

ла t_3-t_4 — вентилите VD_2 и VD_6 , за интервала t_4-t_5 — вентилите VD_2 и VD_4 и т. н. Следователно интервалът, в който всеки вентил е проводим, е $T/3$ или $2\pi/3$ рад, а интервалът за съвместна работа на два вентила е $T/6$ или $\pi/3$ рад.

Средната стойност на изправеното напрежение е

$$(12.21) \quad U_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2} U_{2л} \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2л} = 2,34 U_2,$$

където $U_{2л}$ и U_2 са съответно линейното и фазовото напрежение на вторичните намотки на трансформатора.

От последното уравнение следва, че изправеното напрежение на трифазната мостова схема е два пъти по-високо в сравнение с изправеното напрежение от трифазната схема с нулев извод.

Средната стойност на тока през товара е

$$(12.22) \quad I_0 = \frac{U_0}{R_T}.$$

Средната стойност на тока през вентилите е $I_0/3$, тъй като всеки вентил пропуска ток само в продължение на една трета от периода.

Ефективната стойност на тока във всяка фаза на вторичните намотки на трансформатора е

$$(12.23) \quad I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\pi/6}^{5\pi/6} I_2^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0 = 0,817 I_0.$$

Максималното обратно напрежение на вентилите е равно на амплитудата на линейното напрежение на вторичните намотки

$$(12.24) \quad U_{обр} = \sqrt{2} U_{2л} = \sqrt{2} \sqrt{3} \cdot U_2 = 1,05 U_0.$$

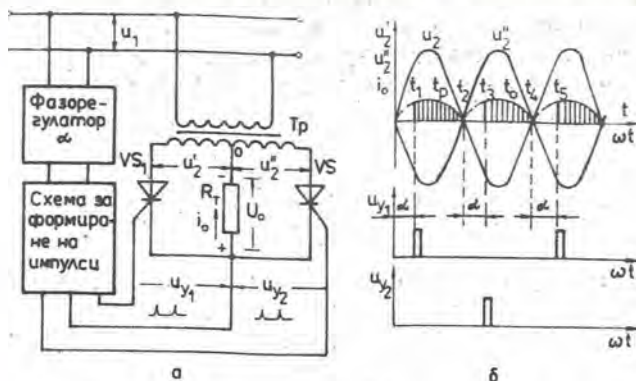
От разгледаните токоизправителни схеми трифазната мостова схема има най-малки пулсации на тока I_0 и напрежението U_0 .

12.5. Управляеми токоизправители

Регулирането на изправения ток в управляемите токоизправители се извършва с малка мощност във веригите за управление, вследствие на което те имат много висок коефициент на полезно действие.

Вентилите в управляемите токоизправители имат един и същ принцип на управление — регулиране момента на отпушване на

елемента през време на положителната полувълна на анодното напрежение. Вентилът се отпушва, когато на неговия управляващ електрод се подаде напрежение u_y с определена стойност и поляритет, наречено управляващо. Управляващото напрежение може да бъде постоянно



Фиг. 12.7

но, синусоидно и др., но най-често то е с импулсна форма, за да се фиксира по-точно моментът на отпушване на управляемия вентил. Управляващото напрежение във вид на импулси, наречени управляващи, се изработва от специални електронни схеми за формиране.

Появата на всеки управляващ импулс през време на положителната полувълна на анодното напрежение в токоизправителя се регулира чрез изменение на фазата на синусоидното напрежение, от което се формират импулсите. Синусоидното напрежение се взема по някакъв начин от електрическата мрежа, която захранва токоизправителя. Фазата на това напрежение се регулира с фазорегулираща схема (фазорегулатор), изградена от активни и реактивни елементи.

Затова всеки управляем токоизправител представлява устройство, в което са включени управляеми вентили и верига за управление, състояща се от фазорегулатор и схема за формиране на импулси.

Принципната схема на управляем токоизправител с активен товар R_T , изградена на основата на двуфазна токоизправителна схема с извод на нулева точка от вторичната намотка на трансформатора (вж. фиг. 12.3 а), е дадена на фиг. 12.7 а. Вентилите в схемата са тиристорите VS_1 и VS_2 , които се управляват от структурно показаните на фигурата фазорегулатор и устройство за формиране на импулси.

На фиг. 12.7 б са дадени времедиagramите на вторичните напрежения u_2' , u_2'' и управляващите напрежения u_{y1} , u_{y2} , получени от изхода на схемата за формиране на импулси.

Да предположим, че напрежението u_2' на анода на тиристора VS_1 е с положителен поляритет и на неговия управляващ електрод

в момента t_1 се подава управляващо напрежение u_{γ} . Тиристорът се отпушва. Токът i_0 , протичащ през товарното съпротивление, нараства със скок, след което започва да се изменя по синусоиден закон както фазовото напрежение u'_2 . В момента t_2 напрежението u'_2 сменя знака си, токът i_0 намалява до нула, а тиристорът VS_1 се запушва. В момента t_3 чрез управляващото напрежение u_{γ} се включва в работа тиристорът VS_2 , а се изключва в момента t_4 . В момента t_5 отново се включва в работа първият тиристор и т. н.

Средната стойност на изправеното напрежение, получено от тока i_0 в товарното съпротивление, се изчислява по формулата

$$(12.25) \quad U_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha),$$

където α е ъгълът на управление, който се задава от фазорегулатора в схемата.

Средната стойност на изправения ток е

$$(12.26) \quad I_0 = \frac{U_0}{R_T}$$

За ъгъл на управление $\alpha = 0^\circ$ токът I_0 и напрежението U_0 имат най-голяма стойност, а за $\alpha = 180^\circ$ те са равни на нула.

При необходимост от по-големи мощности се строят управляеми трифазни токоизправителни схеми.

Управляемите токоизправители намират широко приложение във всички случаи, когато е необходимо регулируемо постоянно напрежение. Най-често те се използват в регулируемото електрозадвижване.

12.6. Изглаждащи филтри

Всички токоизправителни схеми се характеризират с по-големи или по-малки пулсации на изправеното напрежение $u_0(t)$ (изправения ток $i_0(t)$). От това следва, че изправеното напрежение освен постоянна съставка U_0 съдържа и променлива съставка $u_0(t) - U_0$. Променливата съставка елсшава работата на електронните схеми и устройства и е нежелателна. Разлагането на изправеното напрежение в ред на Фурие позволява да се определи както постоянната съставка, така и променливата съставка, представена като сума от хармонични с различни амплитуди и честоти.

Количествено степента на пулсации на изправеното напрежение се оценяват с т. нар. коефициент на пулсации q , който се определя от отношението на амплитудата на първата хармонична съставка

U_{01m} на изправеното напрежение, която е най-голяма, към постоянната съставка (средната стойност на изправеното напрежение)

$$(12.27) \quad q = \frac{U_{01m}}{U_0}.$$

Многофазните токоизправителни схеми имат предимство по отношение получаването на малки пулсации в изправеното напрежение ($q=0,25$ — за трифазната схема и $q=0,025$ — за трифазната мостова схема) и това им предимство се увеличава с нарастване броя на фазите. Да се увеличава обаче броят на фазите означава да се използват токоизправители с по-сложни схеми и конструкции. Затова при малки мощности се предпочитат токоизправителите с еднофазно захранване от електрическата мрежа за променлив ток, а намаляването на пулсациите ($q=1,57$ — за еднофазната едно-тактна схема и $q=0,67$ за еднофазната мостова схема) се осъществява с различни по устройство изглаждащи филтри.

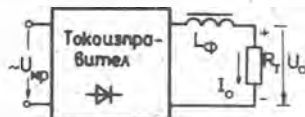
Ефективността на изглаждащите филтри се определя количествено с т. нар. коефициент на изглаждане $K_{изгл}$, който представлява отношението на коефициентите на пулсации преди и след изглаждащия филтър

$$(12.28) \quad K_{изгл} = \frac{q_1}{q_2}.$$

Изглаждащите филтри се състоят от кондензатори и индуктивни бобини (дросели). Кондензаторите се свързват паралелно във веригата на изправения ток, а индуктивните бобини последователно.



Фиг. 12.8



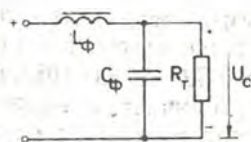
Фиг. 12.9

Най-прости са едноелементните изглаждащи филтри. Те се състоят само от един кондензатор или само от един дросел.

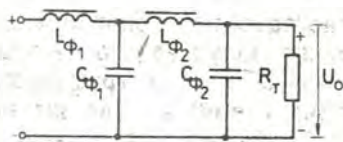
Свързването на токоизправител с изглаждащ филтър е дадено на фиг. 12.8. Изглаждащият филтър се състои само от един кондензатор C_ϕ , включен паралелно на товара R_T .

Действието на кондензатора като елемент на изглаждащия филтър се свежда до това, че шунтирайки със своето реактивно съпротивление съпротивлението на товара, той пропуска през себе си хармоничните на променливата съставка на изправения ток. Това

е възможно, ако за първата хармонична на променливата съставка капацитивното съпротивление на кондензатора $X_{C\phi} = 1/\omega C_{\phi}$ се направи значително по-малко от съпротивлението на товара ($X_{C\phi} \ll R_T$). За постоянната съставка I_0 на изправения ток $i_0(t)$ съпротив-



Фиг. 12.10



Фиг. 12.11

лението $X_{C\phi}$ е безкрайно голямо ($\omega=0$), затова тя преминава само през товарното съпротивление и осигурява напрежението U_0 .

На фиг. 12.9 е показано свързването на филтър с индуктивна бобина L_{ϕ} към токоизправителя и товарното съпротивление. За хармоничните на променливата съставка на изправения ток индуктивното съпротивление на бобината $X_{L\phi} = \omega L_{\phi}$ се прави значително по-голямо от съпротивлението на товара ($X_{L\phi} \gg R_T$). За постоянната съставка на изправения ток индуктивното съпротивление на бобината е равно на нула. Следователно напрежителният пад в бобината от постоянната съставка на тока се обуславя само от нейното незначително активно съпротивление (съпротивлението на проводника, от който е навита бобината) и в повечето случаи той може да се пренебрегне. Тогава напрежението в краищата на товара ще бъде $U_0 \approx I_0 R_T$.

С помощта на простите филтри трудно може да се осигури висок коефициент на изглаждане, необходим за нормалната работа на различните електронни схеми и устройства. Затова се използват изглаждащи филтри с по-сложни схеми.

На фиг. 12.10 е дадена схемата на Г-образен филтър (LC-филтър). На схемата индуктивната бобина L_{ϕ} е включена последователно на товарното съпротивление, а кондензаторът C_{ϕ} — паралелно.

Коефициентът на изглаждане на сложния филтър е приблизително равен на произведението от коефициентите на изглаждане на отделните звена, от които е съставен сложният филтър. Така например за двузвения филтър от фиг. 12.11 този коефициент е

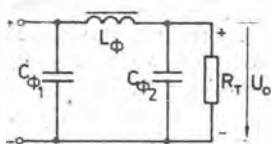
$$K_{\text{изгл}} = K_{\text{изгл}_1} K_{\text{изгл}_2}$$

На фиг. 12.12 е показана схемата на П-образен филтър, съставена от два кондензатора и една индуктивна бобина (CLC-филтър), а на следващата фиг. 12.13 — схемата на П-образен филтър, съставена от два кондензатора и резистор R_{ϕ} (CRC-филтър).

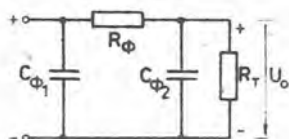
Филтрите с резистори и кондензатори са значително по-евтини

и с по-малки размери в сравнение с филтрите от CLC тип. Те се използват обаче само при малки стойности на изправения ток, когато загубите на мощност в резисторите на тези филтри са малки.

Освен разглежданите схеми на филтри се използват и схеми, в които резисторът R_{Φ} е заменен от транзистор (транзисторни изглаж-



Фиг. 12.12



Фиг. 12.13

дащи филтри). Те имат малки размери и тегло, не създават паразитни магнитни полета (както бобините на LC-филтрите), имат по-малки загуби на мощност в сравнение с RC-филтрите.

12.7. Стабилизатори на постоянно 45. напрежение

Много често от устройството за захранване на дадена електронна апаратура се изисква да осигури постоянно напрежение, което при изменение на ефективната стойност на напрежението в електрическата мрежа или при изменение на товарното съпротивление не трябва да се изменя извън допустимите граници. Това устройство се нарича стабилизатор на постоянно напрежение. Според структурната схема на фиг. 12.1 стабилизаторът се включва между изглаждащите филтри и консуматора.

Съществуват два типа стабилизатори на напрежение — параметрични и компенсационни.

В параметричните стабилизатори се използва неизменността на напрежението на някои видове елементи (ценови диоди и др.) при изменение на протичащия през тях ток.

В компенсационните стабилизатори процесът за стабилизация на напрежението се осъществява на компенсационен принцип, чрез непрекъснато сравняване на напрежението на товара с едно неизменно (опорно) напрежение $U_{оп}$.

Основните параметри, характеризиращи стабилизаторите, са:

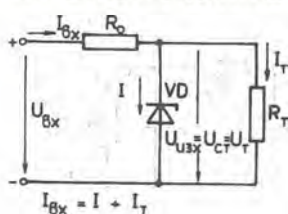
1. Коэффициентът на стабилизация $K_{ст}$, показващ колко пъти относителното изменение на напрежението в изхода на стабилизатора е по-малко от предизвикващото го относително изменение на напрежението във входа

$$(12.29) \quad K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{изх} / U_{изх}}$$

където $U_{вх}$ и $U_{изх}$ са номиналните напрежения на входа и изхода на стабилизатора;

$\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{изх}$ — измененията на напреженията на входа и изхода на стабилизатора.

Стабилизаторите с ниско качество са с коефициент на стабилизация няколко десетки, а с високо качество — няколко хиляди.



Фиг. 12.14

2. Изходното съпротивление на стабилизатора, което се характеризира с отношението на изменението на изходното напрежение $\Delta U_{изх}$ към изменението на изходния (товарния) ток $\Delta I_{изх}$

$$(12.30) \quad R_{изх} = \frac{\Delta U_{изх}}{\Delta I_{изх}} \quad \text{при } U_{вх} = \text{const.}$$

Стабилизаторите от високо качество се характеризират с малко изходно съпротивление.

3. Коефициентът на полезно действие, който се определя с отношението на мощността в товара към номиналната входна мощност

$$(12.31) \quad \eta = \frac{P_{изх}}{P_{вх}} = \frac{U_{изх} I_{изх}}{U_{вх} I_{вх}}$$

Параметрични стабилизатори. Те са най-простите стабилизиращи устройства на постоянно напрежение. При тях за стабилизация на напрежението се използва частта от волт-амперната характеристика на ценов диод (фиг. 7.9), в която при изменение на обратния ток I от $I_{мин}$ до $I_{макс}$ напрежението $U_{ст}$ на диода остава почти постоянна величина.

Принципната схема на параметричен стабилизатор на напрежение е показана на фиг. 12.14. Тя се състои от ограничителен резистор R_0 и ценов (опорен) диод VD , успоредно на който е свързан товарният резистор R_T .

При изменение на товарния ток I_T и на входното напрежение $U_{вх}$, ценовият диод осигурява върху резистора R_T постоянно по стойност напрежение $U_{ст} = U_{изх} = U_T$. При това разликата между напреженията $U_{вх}$ и $U_{ст}$ е равна на напрежителния пад върху резистора R_0 .

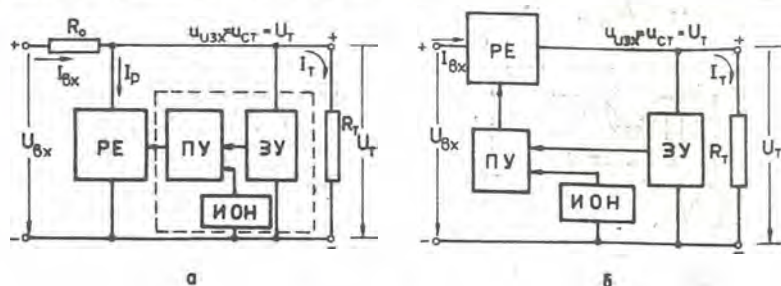
Обратният ток I в ценовия диод се изменя, когато се изменят товарният ток I_T и входното напрежение $U_{вх}$.

Ако се измени товарният ток I_T в схемата, обратният ток I на ценовия диод се изменя така, че общият ток в стабилизатора $I_{вх} = I + I_T$ остава неизменен. Напрежителният пад на резистора R_0 също се изменя, в резултат на което напрежението $U_{ст}$ запазва първоначалната си стойност.

Ако се измени входното напрежение на стабилизатора, токът I в ценовия диод се изменя по такъв начин, че промяната на напре-

жителния пад на резистора R_0 компенсира изменението на входното напрежение и напрежението U_{CT} остава отново непроменено.

Коефициентът на стабилизация на параметричните стабилизатори е най-често в границите от 20 до 50



Фиг. 12.15

Компенсационни стабилизатори. Компенсационните стабилизатори осигуряват по-висок коефициент на стабилизация и по-малко входно съпротивление в сравнение с параметричните стабилизатори на постоянно напрежение.

Принципът на работа на стабилизаторите от този тип се основава на това, че когато се изменят входното напрежение или токът в товара, изменението на напрежението върху товара се предава на въведен в схемата регулируем елемент (PE), който възпрепятства изменението на напрежението в изхода на схемата.

Регулируемият елемент е най-често биполярен транзистор. Той се включва към товара по два начина: паралелно и последователно. В зависимост от това компенсационните стабилизатори на напрежение биват: паралелни (фиг. 12.15 а) и последователни (фиг. 12.15 б).

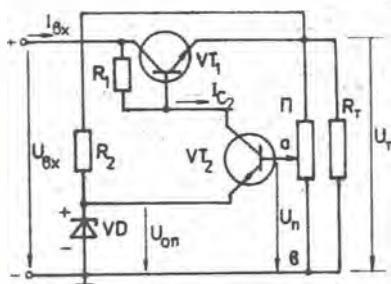
Въздействието на регулируемия елемент и в двата типа стабилизатори се осъществява с управляваща схема, в която участвуват постоянен ток усилвател (ПУ), източник на опорно напрежение (ИОН) и задаващо устройство (ЗУ).

Задаващото устройство е потенциометър, който обикновено представлява елемент от делител на напрежение на изхода на стабилизатора.

Постояннотокогийт усилвател е поставен да усилва разликата между напреженията, които се сраняват (разликата между опорното напрежение и напрежението от задаващото устройство, което е част от изходното напрежение $U_{изх} = U_T$) и да подаде усиления сигнал на регулируемия елемент.

В схемата на фиг. 12.15 а стабилизацията на изходното напрежение се постига, като се изменя напрежителният пад върху резистора R_0 от изменението на тока I_p в регулируемия елемент. Ако се приеме, че входното напрежение на стабилизатора не се изменя, стабилността на напрежението върху товара ще съответства на

стабилността на напрежението върху ограничителния резистор R_0 . Тогава изменението на товарния ток от $I_T = 0$ до $I_T = I_{T_{max}}$ ще бъде съпроводено от съответно изменение на тока в регулируемия елемент от $I_P = I_{P_{max}} - I_{T_{max}}$ до $I_P = 0$.



Фиг. 12.16

Принципната схема на последователен компенсационен стабилизатор е дадена на фиг. 12.16. В схемата транзисторът VT_1 е регулируемият елемент, а транзисторът VT_2 — постояннотоковият усилвател. Напрежението U_n , което се получава между точките a, b на потенциометъра Π , е част от напрежението U_T . Напрежението U_n се сравнява с опорното напрежение $U_{оп}$ на ценовия диод VD .

Напрежението между базата и емитера на транзистора VT_2 е равно на разлика между напреженията $U_{оп}$ и U_n . Ако по някаква причина напрежението $U_{вх} = U_T$ нарасне, ще нарасне и напрежението U_n , поради което емитерният и колекторният ток на транзистора VT_2 се увеличават. Колекторният ток на транзистора VT_2 протича през резистора R_1 и поражда в неговите краища напрежение, което по своя поляритет е обратно за емитерния PN-преход на транзистора VT_1 . Напрежителният пад върху транзистора VT_1 се увеличава и компенсира възникналото изменение в изхода на схемата. Ако изходното напрежение намалее, действието на схемата е обратно.

Коефициентът на стабилизация на тази схема достига до 100. По-голям коефициент на стабилизация се постига, ако постояннотоковият усилвател се направи многостепенен.

Полупроводниковите стабилизатори се използват за стабилизиране на ниски напрежения, които са необходими за захранване на различни електронни схеми с полупроводникови елементи, интегрални схеми и др.

На фиг. 12.15 б регулируемият елемент е включен последователно на товара и затова стабилизацията на напрежението върху него се постига чрез изменение на напрежителния пад върху регулируемия елемент, токът в който е равен на тока в товара.

По-голямо приложение в практиката имат последователните компенсационни стабилизатори, които работят с по-висок коефициент на полезно действие вследствие помалката мощност, разсейвана в регулируемия елемент.

1. Фархи, С. Л. и С. П. Папазов. Теоретична електротехника Ч. I и II С., Техника, 1983.
2. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Т. I и II. М., Высшая школа, 1978.
3. Балтаджиев, А. и др. Электрически измерения. С., Техника, 1977.
4. Электрические измерения. Под ред. А. В. Фрејке и Е. М. Дружина Л., Энергия, 1980.
5. Ангелов, А., Д. Димитров. Электрически машини. С., Техниса, 1976.
6. Кулик, Ю. А. Электрические машины. М., Высшая школа, 1966.
7. Тонев, И. Електронни и полупроводникови елементи, интегрални схеми и промишлена електроника. С., Печатна база МНП, 1986.
8. Начев, Н. и др. Промислена електроника. С., Техника, 1979.
9. Герасимов, В. Г. и др. Основы промышленной электроники. М., Высшая школа, 1978.
10. Барбутов, Г. Основы на електротехниката и електрониката. С., Техника, 1987.
11. Цанов, Д. и др. Електротехника и електроника. С., Техника, 1983.
12. Пантюшин, В. С. Електротехника. М., Высшая школа, 1976.
13. Гусев, Н. Н., Б. Н. Мельцер. Електротехника и основы промышленной электроники. Минск, Высшая школа, 1975.
14. Гершунский, Б. С. Основы электроники. К., Вища школа, 1982.

СЪДЪРЖАНИЕ

Първа глава. Кратки сведения от теорията на електрическите вериги за променлив ток.	3
1.1. Периодични и синусоидни величини.	3
1.2. Ефективна и средна стойност на периодични е. д. н., напрежения и токове.	5
1.3. Принцип на действие на генераторите за променлив ток	7
1.4. Векторни диаграми.	8
1.5. Ток на установения режим в електрическа верига с последователно свързани резистор, bobина и кондензатор при синусоидно напрежение	10
1.6. Пълно, активно и реактивно съпротивление.	14
1.7. Фазова разлика между напрежението и тока. Резонанс на напреженията.	16
1.8. Ток на установения режим в електрическа верига с паралелно свързани резистор, bobина и кондензатор при синусоидно напрежение	18
1.9. Мощност във веригите за променлив ток.	21
1.10. Символичен метод за изчисляване на електрическите вериги при променлив ток.	27
1.11. Трифазни системи електрически вериги.	32
1.12. Bobина с феромагнитна сърцевина.	40
Втора глава. Електрически измервания	46
2.1. Общи сведения за електроизмервателните уреди.	46
2.2. Уреди от магнителектрическата система	50
2.3. Уреди от магнитеоелектрическата система с токопреобразуватели	55
2.4. Уреди от електромагнитната система	57
2.5. Уреди от електродинамичната система	59
2.6. Уреди от индукционната система	64
2.7. Електромери. Индукционни електромери.	67
2.8. Галванометри.	70
2.9. Измерване на съпротивления с амперметър и волтметър	74
2.10. Измерване на мощност при постоянен ток и еднофазни вериги за променлив ток.	77
2.11. Измерване на активна мощност и енергия в трифазни системи	80
2.12. Компенсационен метод за измерване на е. д. н., напрежения, токове и съпротивления.	83
Трета глава. Трансформатори.	87
3.1. Предназначение и принцип на действие.	87
3.2. Работа на трансформатора на празен ход	91
3.3. Работа на трансформатора при товар	94
3.4. Трифазни трансформатори.	99
3.5. Автотрансформатори.	101
3.6. Електронешни трансформатори.	102
3.7. Измервателни трансформатори	103
3.8. Паралелна работа на трансформаторите.	106

— Четвърта глава. Асинхронни машини.	107
4.1. Въртящо се магнитно поле.	107
4.2. Устройство на асинхронните машини.	110
4.3. Принцип на действие на асинхронните машини	115
4.4. Хлъзгане.	117
— 4.5. Е. д. н. на статорната и роторната намотка.	118
— 4.6. Ток в намотката на ротора	119
— 4.7. Въртящ момент на асинхронната машина	120
— 4.8. Характеристики на асинхронния двигател	124
— 4.9. Пускане на трифазните асинхронни двигатели	125
— 4.10. Асинхронни двигатели със специални конструкции	130
— 4.11. Регулиране честотата на въртене на асинхронните двигатели	132
4.12. Фазорегулатор.	133
4.13. Еднофазен асинхронен двигател.	134
Пета глава. Синхронни машини.	137
5.1. Основни определения.	137
5.2. Електродвижещо напрежение на синхронната машина	139
5.3. Въртящ момент на синхронната машина.	141
5.4. Характеристики на синхронния генератор	143
5.5. Синхронен двигател.	145
5.6. Синхронни микромашини.	149
5.6.1. Синхронни микромашини с постоянни магнити.	150
5.6.2. Синхронни реактивни двигатели.	150
5.6.3. Синхронни хистерезисни двигатели.	151
5.7. Подобряване фактора на мощността в електроразпределителните мре- жи.	152
Шеста глава. Машини за постоянен ток.	158
6.1. Принцип на действие и устройство на машините за постоянен ток	159
6.2. Електродвижещо напрежение на машините за постоянен ток	165
6.3. Реакция на тока в котвата при машините за постоянен ток	167
6.4. Комутация при машините за постоянен ток	169
6.5. Въртящ момент на машините за постоянен ток	170
6.6. Генератори за постоянен ток	171
6.7. Двигатели за постоянен ток.	175
6.7.1. Двигатели за постоянен ток с паралелно възбуждане	176
6.7.2. Двигатели за постоянен ток с последователно възбуждане	179
6.7.3. Двигатели за постоянен ток със смесено възбуждане	182
6.8. Регулиране на честотата на въртене на двигателите за постоянен ток	183
6.8.1. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на съпротивле- нието в котвената верига.	183
6.8.2. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на магнитния поток.	186
6.8.3. Регулиране на честотата на въртене чрез изменение на захранващо- то напрежение.	188
6.9. Еднофазни колекторни машини за променлив ток.	189
Седма глава. Полупроводникови елементи	191
— 7.1. Полупроводници и PN преход	191
— 7.2. Полупроводникови резистори.	197
— 7.3. Полупроводникови диоди.	198
— 7.4. Биполярни транзистори.	201
— 7.5. Схеми на свързване на биполярните транзистори	204
— 7.6. Статични характеристики и параметри на биполярните транзистори	206
— 7.7. Динамични характеристики на биполярните транзистори	209
— 7.8. Полеви транзистори.	211

7.9. Тиристоры	216
7.10. Фоточувствителни полупроводникови елементи	218
7.10.1. Фоторезистори	218
7.10.2. Фотодиоди	220
7.10.3. Фототранзистори	222
7.10.4. Светодиоди и оптрони	223
7.11. Интегрални схеми	223

Осма глава. Електронни усилватели 228

8.1. Общи понятия	228
8.1.1. Определения и класификация на усилвателите	228
8.1.2. Основни показатели на усилвателите	230
8.2. Обратна връзка в усилвателите	233
8.3. Транзисторно усилвателно стъпало	237
8.4. Режими на работа на усилвателното стъпало	241
8.5. Многостъпални усилватели с кондензаторна връзка	244
8.6. Усилватели на мощност	246
8.6.1. Еднотактни усилватели на мощност	247
8.6.2. Двухтактни усилватели на мощност	249
8.7. Постояннотокови усилватели	254
8.7.1. Постояннотокови усилватели с пряко усилване на сигнала	254
8.7.2. Балансни (мостови) постояннотокови усилватели	256
8.7.3. Постояннотокови усилватели с преобразуване на сигнала	258
8.7.4. Операционни усилватели	259

Девета глава. Електронни генератори на синусоидни трептения 263

9.1. Общи положения	263
9.2. Принцип на действие на генераторите със самовъзбуждане	264
9.3. Генератори със самовъзбуждане от типа LC	265
9.4. Генератори на синусоидни трептения от типа RC	268

Десета глава. Импулсни схеми 270

10.1. Формиране на импулси	270
10.1.1. Общи сведения	270
10.1.2. Формиране на импулси посредством диференциращи и интегриращи вериги	272
10.1.3. Ограничители	275
10.2. Тригери	276
10.3. Мултивибратори	281
10.4. Генератори на линейно изменящо се напрежение	284
10.5. Електронни релета	288

Единадесета глава. Логически елементи 291

11.1. Логически функции	291
11.2. Основни логически елементи	293

Дванадесета глава. Токоизправители 298

12.1. Общи сведения	298
Еднофазна (еднотактна) токоизправителна схема	301
Токоизправителни схеми с извод на нулева точка на вторичната намотка на трансформатора	302
Трифазни токоизправителни схеми	305
Пълноупрявяеми токоизправители	308
Полупроводникови филтри	310
Токоизправители на постоянно напрежение	313
Токоизправители на променливо напрежение	317

48911
50202
319

