

доц. д-р инж. Асен Гадавелов

доц. д-р инж. Андрей Мирев

д-р. инж. Антон Антонов

доц. Илия Тонев

инж. Валери Тодоров

# ПРИЛОЖНА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОНИКА

Издательство • НОВИ ЗНАНИЯ •  
София, 2002 г.

PC 1884

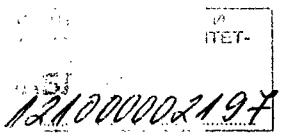
62.30

Учебникът по "Електротехника и електроника" е предназначен за студентите от Химокотехнологичен и Металургичен Университет, както и за студентите от Технологичен Колеж – София. В него са застъпени следните раздели на електротехниката и електрониката: "Електрически вериги за променлив ток" (глава 1), "Електрически измервания" (глави 2 и 3), "Електрически машини" (глави 4, 5, 6 и 7) и "Електроника" (глави 8, 9, 10, 11 и 12). Изложеният материал съответствува на учебната програма по дисциплините "Приложна електротехника и електроника" и "Електротехника и електроника". Необходимостта от издаването му се наложи поради значителна промяна в учебната програма и изчерпване на предното издание.

Учебникът може да се използва с успех както от студенти, така и от всички, които се интересуват от разгледаните въпроси. С внимание и благодарност ще бъдат приети всички забележки и препоръки от всякакъв характер, направени с цел подобряване качеството на следващо издание на тази книга.

Отделните части на учебника са написани от авторите, както следва:

- Въведение - от гл. ас. Тодоров;
- Глава 1 - от доц. Тонев;
- Глави 2 (без т. 2.9) и 3 - от гл. ас. д-р Андонов;
- Глави 4, 5, 6 и 7 - от доц. д-р Мирев;
- Глави 8, 9, 10, 11, 12 и т. 2.9 от глава 2 - от доц. д-р Гадавелов.



# СЪДЪРЖАНИЕ

## ВЪВЕДЕНИЕ

### Кратък преглед на основните теоретични понятия и величини в електротехниката и на теорията на електрическите вериги

|  |    |
|--|----|
| Електрически вериги. Основни понятия .....                               | 7  |
| Елементи и параметри на елементите на електрическите вериги .....        | 9  |
| Основни закони и методи за анализ на електрическите вериги .....         | 13 |
| Видове електрически вериги и видове режими в електрическите вериги ..... | 15 |
| Линейни електрически вериги за постоянен ток в установен режим .....     | 16 |

## ПЪРВА ГЛАВА

### Променливи токове ..... 19

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Периодични и синусоидални електродвижещи напрежения, напрежения и токове .....  | 19 |
| 1.2. Ефективни и средни стойности на периодични електродвижещи напрежения и токове .....   | 21 |
| 1.3. Принцип на действие на генераторите за променлив ток .....  | 22 |
| 1.4. Векторни диаграми .....   | 23 |
| 1.5. Ток на установения режим в електрическа верига с последователно съединени резистор, bobина и кондензатор при синусоидално напрежение в краищата $\dot{u}$ ..... | 25 |
| 1.6. Пълно, активно и реактивно съпротивление .....  | 28 |
| 1.7. Фазова разлика между напрежението и тока .....  | 30 |
| 1.8. Ток на установения режим в електрическа верига с паралелно съединени резистор, bobина и кондензатор при синусоидално напрежение на краищата $\dot{u}$ .....     | 32 |
| 1.9. Мощност във веригите за променлив ток .....   | 35 |
| 1.10. Символичен метод за изчисление на електрическите вериги при променлив ток .....  | 40 |
| 1.11. Многофазни системи електрически вериги. Трифазни системи електрически вериги .....   | 44 |
| 1.12. Индуктивна bobина с феромагнитна сърцевина .....   | 50 |

## ВТОРА ГЛАВА

### Електроизмервателни уреди ..... 55

|  |    |
|--|----|
| 2.1. Основни сведения за електроизмервателните уреди ..... | 55 |
| 2.2. Уреди от магнитоелектрическата система .....          | 60 |
| 2.3. Магнитоелектрически измервателни уреди .....          | 65 |
| 2.4. Уреди от електромагнитната система .....              | 68 |
| 2.5. Уреди от електродинамичната система .....             | 70 |
| 2.6. Уреди от индукционната система .....                  | 74 |
| 2.7. Галванометри .....                                    | 78 |
| 2.8. Самопишещи машини .....                               | 79 |
| 2.9. Електроннолъчева тръба. осцилоскоп .....              | 80 |

## ТРЕТА ГЛАВА

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Измерване на електрически величини .....</b>   | <b>85</b> |
| 3.1. Измерване на токове и напрежения .....   | 85        |
| 3.2. Компенсационен метод за измерване на постоянни напрежения .....                                  | 86        |
| 3.3. Измерване на електрически съпротивления при постоянен ток .....                                  | 89        |
| 3.4. Измерване на електрическа мощност и енергия<br>при постоянен и при еднофазен променлив ток ..... | 92        |
| 3.5. Измерване на активна електрическа мощност и енергия<br>в трифазни вериги .....                   | 94        |

## ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Трансформатори .....</b>                                     | <b>97</b> |
| 4.1. Устройство и принцип на действие на трансформаторите ..... | 99        |
| 4.2. Работа на идеализирания трансформатор на празен ход .....  | 101       |
| 4.3. Работа на идеализирания трансформатор при товар .....      | 102       |
| 4.4. Реален трансформатор .....                                 | 104       |
| 4.5. Вагуби и к.п.д. ....                                       | 106       |
| 4.6. Трифазни трансформатори .....                              | 107       |
| 4.7. Автотрансформатори .....                                   | 109       |
| 4.8. Измервателни трансформатори .....                          | 110       |

## ПЕТА ГЛАВА

|  |            |
|--|------------|
| <b>Асинхронни машини .....</b>   | <b>113</b> |
| 5.1. Въртящо се магнитно поле .....  | 113        |
| 5.2. Устройство на асинхронните машини .....                               | 117        |
| 5.3. Принцип на действие на асинхронните машини .....                      | 119        |
| 5.4. Е.д.н. И ток в намотките на статора и ротора .....                    | 120        |
| 5.5. Въртящ момент. Характеристики .....                                   | 122        |
| 5.6. Пускане на трифазните асинхронни двигатели .....                      | 125        |
| 5.7. Регулиране на честотата на въртене<br>на асинхронните двигатели ..... | 128        |
| 5.8. Еднофазен асинхронен двигател .....                                   | 130        |

## ШЕСТА ГЛАВА

|  |            |
|--|------------|
| <b>Синхронни машини .....</b>                          | <b>133</b> |
| 6.1. Устройство на синхронните машини .....            | 133        |
| 6.2. Принцип на действие и въртящ момент .....         | 134        |
| 6.3. Работа на синхронната машина като генератор ..... | 137        |
| 6.4. Синхронен двигател .....                          | 138        |
| 6.5. Синхронни микромашини .....                       | 139        |

## СЕДМА ГЛАВА

|  |            |
|--|------------|
| <b>Машини за постоянен ток .....</b>                                     | <b>142</b> |
| 7.1. Принцип на действие и устройство на машините за постоянен ток ..... | 142        |
| 7.2. Електродвижещо напрежение на машините за постоянен ток .....        | 146        |
| 7.3. Комутация .....   | 147        |

|  |     |
|--|-----|
| 7.4. Реакция на котвата .....  | 148 |
| 7.5. Въртящ момент на постояннотоковата машина .....                             | 150 |
| 7.6. Начин на възбуждане на машините за постоянен ток .....                      | 151 |
| 7.7. Генератори за постоянен ток .....   | 152 |
| 7.8. Двигатели за постоянен ток с паралелно .....                                | 155 |
| 7.9. Двигатели за постоянен ток с последователно<br>и смесено възбуждане .....   | 157 |
| 7.10. Регулиране на честотата на въртене<br>на постояннотоковите двигатели ..... | 158 |
| 7.11. Еднофазни колекторни машини за постоянен ток .....                         | 161 |

## ОСМА ГЛАВА

|   |            |
|---|------------|
| <b>Полупроводникови елементи .....</b>  | <b>163</b> |
| 8.1. Полупроводници и свойства .....  | 163        |
| 8.2. Полупроводникови диоди .....   | 168        |
| 8.3. Полупроводникови триоди /транзистори/ .....                                      | 171        |
| 8.4. Схеми на включване на транзисторите. Основни характеристики<br>и параметри ..... | 175        |
| 8.5. Управляеми полупроводникови вентили /тиристори/ .....                            | 179        |
| 8.6. Полупроводникови фотоелементи .....  | 183        |
| 8.7. Полупроводникови терморезистори .....  | 187        |
| 8.8. Интегрални схеми .....   | 187        |

## ДЕВЕТА ГЛАВА

|   |            |
|---|------------|
| <b>Електронни усилватели .....</b>                                  | <b>189</b> |
| 9.1. Общи понятия, определения и класификация на усилвателите ..... | 189        |
| 9.2. Основни показатели на усилвателите .....                       | 190        |
| 1. Коефициент на усиление и коефициент на полезно действие .....    | 190        |
| 2. Коефициент на полезно действие ( $\eta$ ) .....                  | 191        |
| 3. Амплитудно-честотна характеристика .....                         | 191        |
| 9.3. Обратна връзка в усилвателите .....                            | 193        |
| 9.4. Транзисторно усилвателно стъпало с общ емитер .....            | 197        |
| 9.5. Усилватели с RC-връзка .....                                   | 203        |
| 9.6. Усилватели с трансформаторна връзка .....                      | 204        |
| 9.7. Нискочестотни усилватели на мощност .....                      | 205        |
| 9.7.1. Еднотактни усилватели на мощност .....                       | 205        |
| 9.7.2. Двухотактни усилватели на мощност .....                      | 207        |

## ДЕСЕТА ГЛАВА

|  |            |
|--|------------|
| <b>Електронни генератори на синусоидални<br/>трептения .....</b>   | <b>210</b> |
| 10.1. Общи положения .....   | 210        |
| 10.2. Принцип на действие на генераторите със самовъзбуждане ..... | 210        |
| 10.3. Генератори със самовъзбуждане от типа LC .....               | 211        |
| 10.4. Генератори на синусоидални трептения от типа RC .....        | 212        |

## ЕДИНАДЕСЕТА ГЛАВА

|  |            |
|--|------------|
| <b>Електронни схеми за автоматиката и изчислителната техника .....</b> | <b>214</b> |
| 11.1 Форматиране на импулси. Ограничители .....                        | 214        |
| 11.2 Диференциращи и интегриращи вериги .....                          | 216        |
| 11.3 Постояннотокови усилватели .....                                  | 217        |
| 11.4 Операционни усилватели .....                                      | 220        |
| 11.5 Мултивибратори .....  | 225        |
| 11.6 Тригери .....   | 227        |
| 11.7 Логически схеми .....   | 232        |

## ДВАНДЕСЕТА ГЛАВА

|   |            |
|---|------------|
| <b>Токозахранващи устройства .....</b>  | <b>237</b> |
| 12.1. Общи сведения .....   | 237        |
| 12.2. Токоизправителни схеми .....  | 238        |
| 1. Еднотактна еднофазна токоизправителна схема .....  | 238        |
| 2. Двуполупериодна схема със среден извод от вторичната<br>намотка на захранващия трансформатор ..... | 239        |
| 3. Еднофазна мостова токоизправителна схема .....   | 240        |
| 12.3. Регулируеми токоизправители .....   | 243        |
| 12.4. Изглаждащи филтри .....   | 245        |
| 12.5. Стабилизатори на постоянно напрежение .....   | 247        |
| 12.6. Характеристики параметри и на токоизправителите .....   | 252        |
| 12.7. Непрекъсваеми токозахранващи устройства (UPS) .....   | 252        |

|                         |            |
|-------------------------|------------|
| <b>ЛИТЕРАТУРА .....</b> | <b>255</b> |
|-------------------------|------------|

## ВЪВЕДЕНИЕ: Кратък преглед на основните теоретични понятия и величини в електротехниката и на теорията на електрическите вериги

### ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ. ОСНОВНИ ПОНЯТИЯ

Процесите, които се развиват в електрическите вериги са следствие от проявите на електромагнитното поле. На кратко това са: взаимодействие между заредени тела, възбуждане на магнитно поле при движение на заредени частици, въздействие на магнитното поле върху заредените частици и др. Разделянето на електромагнитното поле и свързаната с неговите прояви електромагнитна енергия, е условно. При определени условия се приема, че съществува само електрическо поле и електрическа енергия, а при други — само магнитно поле и магнитна енергия. Лесното получаване, пренасяне и преобразуване на електрическата енергия е наложило нейното широко използване.

*Електрическите вериги* представляват съвкупност от източници и консуматори на електрическа енергия свързани помежду си със съединителни проводници така, че между тях да се извършва обмен на енергия. *Източници* са всички устройства, които преобразуват някакъв вид енергия в електрическа. Например: галваничните елементи преобразуват химическата енергия, електрическите генератори преобразуват механичната енергия, някои термоелементи преобразуват топлинната енергия, слънчевите батерии преобразуват светлинната енергия. *Консуматорите*, обратно на източниците, са устройства, които преобразуват електрическата енергия в друг вид — светлинна, топлинна, механична и др. Други устройства, които могат да участват в електрическите вериги са: съединителни проводници, прекъсвачи за включване и изключване, измервателни уреди, елементи за защита и др.

*Графичното изображение* на електрическата верига се нарича *схема*. Реалните физически устройства се представят условно, чрез графични означения. Основните топологични понятия в схемите са: *клон* — част от веригата, през която тече един и същи ток; *възел* — точка от веригата, в която се свързват повече от два клона; *контур* — затворен път, включващ един или няколко клона.

*Основните понятия*, с които се описват процесите в електрическите вериги са: ток, напрежение и електродвижещо напрежение (едн).

*Електрически ток* се нарича насоченото движение на електрически заредени частици, под действие на електрическото поле. Условието за протичане на ток са: наличие на свободни токоносители, електрическо поле, което да им въздейства и затворени контури по които да се осъществи движението. В зависимост от проводящата среда токоносителите могат да бъдат: електрони в металите, йони в електролитите, електрони и йони в газовете, електрони и дупки в полупроводниците (движението на дупките, фактически, се обуславя от движение на електрони, така, че те са виртуални токоносители)

*Големината (силата)* на електрическия ток се определя чрез сумарния електрически заряд, преминал през напречното сечение на проводника за единица време:

$$i = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{dq}{dt}$$

Единицата за измерване на ток в системата SI е *ампер* (A). Силата на тока е 1A, ако за време 1s през сечението на проводника премине заряд 1C(кулон). Токът може да бъде постоянен или променлив, в зависимост от това, дали е функция на времето. Токът е скаларна величина. Различните частици имат различен по знак заряд и различна посока на движение. *За положителна посока на тока* условно е приета посоката на движение на положително заредените елементарни частици, т.е. обратно на посоката на движение на електроните в металите. При протичането на електрически ток се извършва работа от силите на електрическото поле. За определянето на изразходваната енергия от полето се въвежда величината *напрежение*.

*Електрическо напрежение* е работата, която извършват силите на електрическото поле, за пренасянето на единица положителен електричен заряд от една точка до друга:

$$u = u_{12} = \lim_{\Delta q \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{\Delta q} = \frac{dw}{dq}$$

Единицата за измерване на напрежение е *волт*(V). Напрежението между две точки от електрическата верига е 1V, ако за пренасянето на заряд 1C, се извършва работа 1J (джаул). Когато точката, към която се пренася заряда е точка от безкрайността, то същата работа се нарича *потенциал*. Тогава, напрежението между две точки от електрическата верига може да се дефинира и като разлика между потенциалите на тези две точки:

$$u_{12} = V_1 - V_2$$

Напрежението е скаларна величина. *За положителна посока* на напрежението между две точки е приета посоката от точката с по-високия потенциал към точката с по-ниския потенциал, или от (+) към (-).

За да се поддържа протичането на ток е необходим източник, който да доставя необходимата енергия за поддържане на електрическото поле, т.е. да разделя електрическите заряди, като преодолява силите на привличане между тях. Такива сили възникват при някои химични реакции, термични процеси или при движение на проводник в магнитно поле. *Електродвижещо напрежение* (*е.д.н.*) е работата, която извършват силите от неелектрическо естество при пренасянето на единица положителен електричен заряд през източника, или от точката с по-нисък потенциал към точката с по-висок потенциал. Едн е характеристика само на източниците. Има същата физична природа като напрежението и единица мярка волт (V). Едн на идеален източник (без загуби) е равна на напрежението на изводите му, т.е.:

$$e = u = \lim_{\Delta q \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{\Delta q} = \frac{dw}{dq}$$

*За положителна посока* на е.д.н. на източник е приета посоката от точката с по-ниския потенциал към точката с по-високия потенциал или от (-) към (+). т.е. тя съвпада с посоката на тока през източника и е обратна на посоката на напрежението на изводите му.

### **Електрическа мощност и енергия**

Елементарната работа, която извършват силите на електрическото поле при преместването на единица електричен заряд е за сметка на енергията на източника, или:

$$dw = udq = u \cdot i \cdot dt$$

Работата, извършена за единица време, се нарича *мощност*:

$$p = \frac{dw}{dt} = ui.$$

Единицата за измерване на електрическа мощност е *ват* (W). Мощността е 1W, ако за време 1s е изразходвана енергия 1J, или  $1W = 1J/1s = 1A \cdot 1V$ . Знакът на моментната мощност определя посоката на предаване на енергията. При  $p > 0$  енергията постъпва от източника към консуматора, а при  $p < 0$  посоката на енергията е обратна — от консуматора към източника. Изразходваната енергия в електрическа верига за определен интервал от време е:

$$W = \int_0^w dw = \int_0^t ui dt = \int_0^t p dt.$$

Единицата за измерване на енергия е *джаул* (J). От обратната зависимост следва, че  $1J = 1W \cdot 1s$ .

Тъй като джаулът е много малка мерна единица, на практика за измерване на електрическа енергия се използва и мярката *киловатчас* (kWh).  $1kWh = 1000W \cdot 3600s = 3,6 \cdot 10^6 W \cdot s = 3,6MJ$ .

### **ЕЛЕМЕНТИ И ПАРАМЕТРИ НА ЕЛЕМЕНТИТЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ВЕРИГИ**

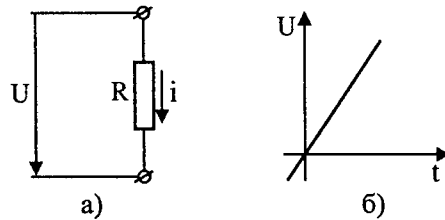
При протичане на ток в електрическите вериги възникват процеси, при които елементите на веригата проявяват определени свойства. За по-лесен анализ, реалните физически устройства — източници, консуматори, и др. — се представят чрез идеализирани елементи, отчитащи в чист вид процесите в тях.

#### **Активно съпротивление**

При насоченото движение, зарядите изпитват противодействие от страна на средата през която се движат, в резултат на което те губят част от енергията си. Тази загубена енергия се превръща в друг вид. Елемент, който притежава свойството да оказва противодействие при протичане на ток през него, като преобразува електрическата енергия в топлинна се нарича *активно съпротивление*, или само *съпротивление*, и се означава се с R. Схемното изображение на един съпротивителен елемент с положителните посоки на напрежението и тока е показано на фиг.1а, а на фиг.1б е показана волт-амперната характеристика на линеен съпротивителен елемент.

Връзката между напрежението и тока в съпротивителният елемент се дава от *закона на Ом* за част от електрическата верига:

$$u = R \cdot i$$



Фиг. 1

Коефициентът на пропорционалност между приложеното напрежение и протичащият ток за даден елемент представлява активното му съпротивление или:

$$R = \frac{u}{i}.$$

Единицата за измерване на съпротивление е *Ом* ( $\Omega$ ).  $1\Omega = 1V/1A$ .

Обратното отношение, на тока към напрежението, или реципрочната стойност на съпротивлението, се нарича *проводимост* и се отбелязва с *G*.

$$G = \frac{i}{u} = \frac{1}{R}$$

Единицата за измерване на проводимост е *Сименс* (S).  $1S = 1A/1V = 1\Omega^{-1}$

Мощността в съпротивителните елементи е:

$$p = u \cdot i = R \cdot i^2 = G \cdot u^2$$

Електрическа енергия, която постъпва в съпротивителният елемент и се превръща в топлина е :

$$W_R = \int_0^t p dt = \int_0^t u i dt.$$

При постоянен ток ( $i = \text{const} = I$ ) се получава израза за преобразуваната енергия, известен като закон на Джаул-Ленц:

$$W_R = R \cdot I^2 \cdot t = Q.$$

Съпротивлението на даден елемент зависи от материала от който е направен, от геометричните му размери, и от температурата на околната среда. При постоянна температура:

$$R = \rho \frac{\ell}{s}$$

където:

$\ell$  е дължината на проводника в m;

$s$  е сечението в  $\text{mm}^2$ ;

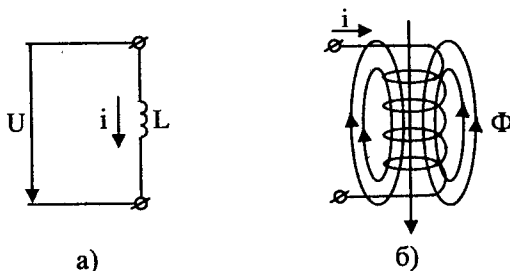
$\rho$  е специфично съпротивление в  $\Omega \text{mm}^2/\text{m}$ .

В зависимост от специфичното си съпротивление, веществата в природата се разделят на: проводници, полупроводници и диелектрици.

Реалният елемент, който притежава съпротивление се нарича *резистор*. Регулируемите резистори се наричат *реостати* или *потенциометри*. На практика много често понятието съпротивление се използва за означаване както на параметъра, така и на елемента.

### Индуктивност

Около всеки елемент, през който протича ток се поражда магнитен поток, чиято посоката се определя по т.нар. правило на свитите пръсти на дясната ръка. Ако проводникът е навит на спирала, елементарните магнитни потоци от отделните навивки на спиралата се сумират. Картината на магнитното поле на такъв индуктивен елемент е сходна с магнитното поле на постоянен магнит. Свойството на елементите да възбуждат магнитно поле при протичане на ток през тях и да запасяват магнитна енергия, се нарича *индуктивност* и се означава с  $L$ . Схемното изображение на един индуктивен елемент  $L$  и картината на магнитното му поле са показани на фиг.2 а и б :



Фиг. 2

Освен магнитния поток  $\Phi$  се използва и понятието пълен магнитен поток (потокоосцепление)  $\Psi$ :

$$\Psi = N\phi = Li,$$

където:  $N$  е броя на навивките на елемента.

Коефициентът на пропорционалност между породеният пълен магнитен поток и протичащият ток представлява индуктивността  $L$  на елемента:

$$L = \frac{\Psi}{i}.$$

Единицата за измерване на индуктивност е *Хенри* (H).  $1\text{H} = 1\text{Wb}/1\text{A}$ . Индуктивността на даден елемент зависи от неговата форма и геометрични размери, както и от магнитната проницаемост на средата.

Връзката между напрежението и тока на един индуктивен елемент се дава от *закона за електромагнитната индукция*, който гласи: Във всеки проводящ контур се индуцира електродвижещо напрежение, пропорционално на скоростта на изменение на обхванатия от контура магнитен поток с обратен знак:

$$e = -\frac{d\phi}{dt}$$

Знакът “минус” означава, че когато магнитният поток расте посоката на едн е обратна на тока, който го създава, а при намаляването му двете посоки съвпадат — фиг.3,а,б.

За условна положителна посока на едн се приема посоката на тока. Когато магнитният поток е породен от тока в самия контур, явлението се нарича *самоиндукция*, съответно породеното електродвижещо напрежение е електродвижещо напрежение на самоиндукция и се означава с  $e_L$ :

$$u = -e_L = \frac{d\psi}{dt} = L \frac{di}{dt}.$$

Запасената магнитна енергия в индуктивния елемент е:

$$W_L = \int_0^i u \, idt = \int_0^i Li \frac{di}{dt} dt = \frac{Li^2}{2}.$$

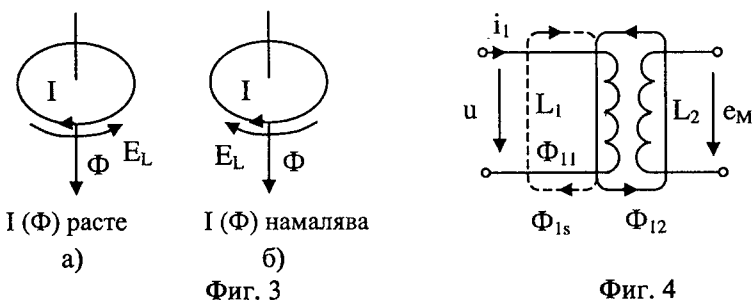
Реалните индуктивни елементи се наричат *бобини*. Те освен индуктивност притежават и активно съпротивление заради проводниците, от които са навити.

Когато два индуктивни елемента  $L_1$  и  $L_2$  са разположени така, че част от магнитния поток на единия елемент да обхваща другия елемент и обратно, между двата елемента се запасява допълнителна магнитна енергия, която се отчита с допълнителен параметър, наречен *взаимна индуктивност*  $M$ . Взаимната индуктивност представлява коефициента на пропорционалност между обхванатия пълен магнитен поток от единия контур и тока на другия контур, който го поражда:

$$M = \frac{\Psi_{21}}{i_1} = \frac{\Psi_{12}}{i_2}.$$

Единицата за измерване на взаимната индуктивност е същата — *Хенри*(H).

Електродвижещото напрежение, породено от взаимната индукция се означава с  $e_m$  — фиг.4.



$$e_{1M} = -\frac{d\psi_{12}}{dt} = -M \frac{di_2}{dt}$$

$$e_{2M} = -\frac{d\psi_{21}}{dt} = -M \frac{di_1}{dt}$$

Взаимна индуктивност между два токови контура е  $1H$ , ако при изменение на тока в единия със скорост  $1A/s$  в другия се индуцира едн  $1V$ . Явлението взаимна индукция е в основата на принципа на действие на повечето електрически машини — генератори, трансформатори и др.

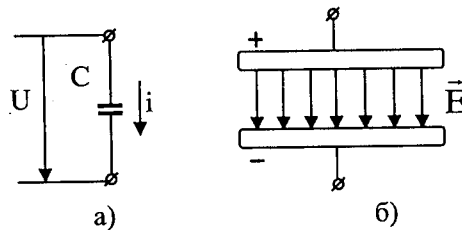
### Капацитет

Свойството на елементите да натрупват заряди и да запасяват електрическа енергия, се нарича *капацитет* и се означава с  $C$ . Капацитетът на единичните тела е много малък и силно зависи от разположението на околните тела. За натрупване на по-голямо количество заряди и увеличаване на запасената енергия се използва капацитивен елемент — *кондензатор*, състоящ се от две проводящи

- тела изолирани едно от друго с диелектрик. Капацитетът на един кондензатор е отношението на заряда на едно от телата на кондензатора, към напрежението на изводите на кондензатора:

$$C = \frac{q}{u}.$$

Единицата за измерване на капацитет е *Фарад* (F).  $1F = 1C/1V$ . Схемното изображение на един кондензатор и картината на електрическото му поле са показани на фиг.5,а,б.



фиг.5

Капацитетът на един кондензатор зависи от геометричните размери на телата и от диелектричната проницаемост на диелектрика. В зависимост от формата на телата, кондензаторите биват плоски и цилиндрични.

Връзката между напрежението и тока през един кондензатор е:

$$u = \frac{1}{C} \int i dt \quad \text{и} \quad i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt}$$

Запасената електрическа енергия в кондензатора е:

$$W_C = \int_0^t u i dt = \int_0^t u C \frac{du}{dt} dt = \frac{C u^2}{2}.$$

## ОСНОВНИ ЗАКОНИ И МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ВЕРИГИ

При анализа на електрическите вериги обикновено са дадени параметрите на елементите а се търсят неизвестните токове и напрежения. Основните закони, които се използват за записване на уравнения по отношение на неизвестните, са законите на Ом и на Кирхоф.

**Законът на Ом за част от електрическата верига** изразява зависимостта между напрежението и тока за един съпротивителен елемент:

$$u = R \cdot i$$

**Първи закон на Кирхоф** се отнася за токовете в даден възел от електрическата верига и гласи: Алгебричната сума от токовете във всеки възел от електрическата верига е равна на нула:

$$\sum i_k = 0$$

Положителната посока на сумиране е произволна. Обикновено за положителна се приема посоката на влизащите токове.

**Втори закон на Кирхоф** се отнася за напреженията в даден контур от електрическата верига и гласи: Алгебричната сума от напреженията в затворен контур от ел.верига е равна на алгебричната сума от електродвижещите напрежения в контура:

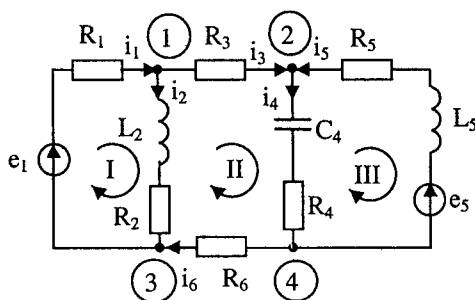
$$\sum u_k = \sum e_k$$

Положителната посока на сумиране за контура е произволна. Знаците на отделните събираеми са със знак плюс ако посоките на напреженията и едн съвпадат с посоката на сумиране, и със знак минус ако не съвпадат. Ако източниците са представени чрез напреженията на изводите си, то втори закон на Кирхоф може да се запише и по следния начин: алгебричната сума от напреженията в затворен контур от ел.верига е равна на нула:

$$\sum u_k = 0$$

### **Методи за анализ на електрически вериги. Метод чрез законите на Кирхоф**

Съществуват различни методи за анализ на електрически вериги, но всички се основават на законите на Ом и Кирхоф. Основен метод за анализ на електрически вериги е *метода чрез законите на Кирхоф*. На фиг.6 е показана примерна електрическа верига, която се състои от 6 клона и 4 възела.



Фиг. 6

Броят на уравненията, които се записват по законите на Кирхоф, е равен на броя на клоновете във веригата. Най-напред се задават посоки на токовете в отделните клонове. В клоновете с източници на напрежение посоките на токовете се избират съпосочни с посоките на едн, а в останалите клонове посоките са произволни. Ако получените токове са с отрицателен знак, това означава че действителните посоки са обратни на избраните.

По I закон на Кирхоф се записват:  $(q-1)$  линейно независими уравнения, където  $q$  е броят на възлите във веригата; за дадената верига:  $4 - 1 = 3$  уравнения. Изборът на възлите от веригата, за които се записват уравнения е произволен.

По II закон на Кирхоф се записват останалите уравнения:  $p-(q-1)$ , където  $p$  е броят на клоновете; за дадената верига:  $6 - 3 = 3$  уравнения. За целта се избират три произволни контура от веригата и положителни посоки за сумиране в тях.

Система уравнения за дадената верига по отношение на клоновите токове е следната:

$$\begin{cases} i_1 - i_2 - i_3 = 0 \\ i_3 - i_4 + i_5 = 0 \\ -i_1 + i_2 + i_6 = 0 \\ u_{R1} + u_{L2} + u_{R2} = e_1 \\ u_{R3} + u_{C4} + u_{R4} + u_{R6} - u_{R2} - u_{L2} = 0 \\ -u_{R4} - u_{C4} - u_{R5} - u_{L5} = -e_5 \end{cases}$$

В сложни вериги, където се записват повече от три уравнения по законите на Кирхоф, се използват и други методи, по-важните от които са:

*Метод на контурните токове* — като неизвестни се въвеждат фиктивни контурни токове, които протичат в независимите контури. При този метод се записват уравнения само по втори закон на Кирхоф за независимите контури. Клоновите токове се получават като сума от контурните токове.

*Метод на възловите потенциали* — като неизвестни се въвеждат потенциалите на възловите точки във веригата. При този метод се записват уравнения само по първи закон на Кирхоф за независимите възли. Клоновите токове се получават от изразите за напреженията на възловите точки между които са включени.

*Принцип на наслагването* — неизвестните токове и напрежения се намират като сума от токовете и напреженията породени от самостоятелното действие на отделните източници във веригата.

*Метод на еквивалентния генератор* — използва се за определяне на тока само в един клон на сложна електрическа верига, и др.

*Метод чрез еквивалентно преобразуване* — използва се при вериги само с един източник. При този метод една електрическа верига или част от нея се преобразува в по-проста верига, еквивалентна на дадената, като при това преобразуване за останалата част от веригата промяна в режима не настъпва.

## ВИДОВЕ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ И ВИДОВЕ РЕЖИМИ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ВЕРИГИ

Електрическите вериги могат да бъдат класифицирани по различен признак.

1. В зависимост от вида на захранващите източници и протичащите токове веригите биват: *вериги за постоянен ток и вериги за променлив ток.*

2. В зависимост от броя на контурите, веригите биват: *едноконтурни (неразклонени) и многоконтурни (разклонени).*

3. В зависимост от това дали параметрите на елементите зависят от протичащите токове или подадените напрежения, веригите биват: *линейни и нелинейни.*

4. В зависимост от това дали параметрите на елементите са разпределени по дължина или могат да се разглеждат като съсредоточени в дадена точка, веригите биват: *вериги със съсредоточени елементи и вериги с разпределени елементи.*

*Основните режими в електрическите вериги са:*

1. *Установен режим* — това е режим, при който токовете и напреженията във веригата имат функции, подобни на тези на източниците. Такива режими са характерни за вериги без бобини и кондензатори, или за вериги в които е минало достатъчно време от момента на включване към захранващия източник и токовете и напреженията са достигнали установените(равновесни) стойности.

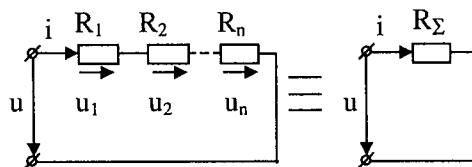
2. *Преходен режим* — такъв режим възниква при включване и изключване на вериги с елементи, които запасяват енергия, т.е. с бобини и кондензатори. По време на преходните процеси токовете и напреженията се изменят по експоненциален закон и не съответстват на функциите на източниците. На практика във всяка електрическа верига при включване към захранващия източник възниква преходен режим и след кратко време настъпва установен режим.

## ЛИНЕЙНИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК В УСТАНОВЕН РЕЖИМ

В електрическите вериги за постоянен ток действат източници на постоянно напрежение, в резултат на което и протичащите токове са постоянни, т.е. запазват стойността си във времето:  $e(t) = \text{const} = E$ ;  $u(t) = \text{const} = U$ ;  $i(t) = \text{const} = I$ . При анализа на такива вериги в установен режим участват само резистори, понеже бобините се държат като идеални проводници ( $u_L = 0$ ), а кондензаторите прекъсват клоновете, в които са включени ( $i_C = 0$ ). Ще разгледаме най-често срещаните схеми от последователно, паралелно и смесено свързване на резистори, при които за анализа се използва метода чрез еквивалентно преобразуване.

### 1. Последователно свързване на резистори

На фиг.7 е показана електрическа верига от последователно свързани резистори, захранена от източник на постоянно напрежение.



Фиг. 7

За тази едноконтурна неразклонена електрическа верига през всеки от елементите тече един и същи ток  $I$ , и по втори закон на Кирхоф се записва следното уравнение:

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = U$$

$$\begin{aligned} R_1 \cdot I + R_2 \cdot I + \dots + R_n \cdot I &= U \\ (R_1 + R_2 + \dots + R_n) \cdot I &= U \\ R_{\Sigma} \cdot I &= U \end{aligned}$$

Следователно, дадената верига може да се замени с един еквивалентен резистор със съпротивление равно на сумата от съпротивленията на отделните резистори:

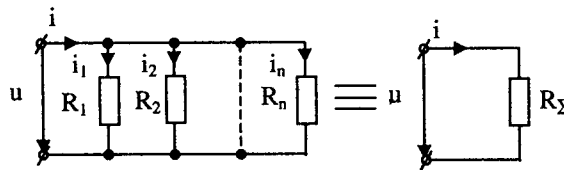
$$R_{\Sigma} = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum_1^n R_k$$

Напрежението на захранващия източник се разпределя върху отделните резистори пропорционално на техните съпротивления така, че:

$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2} = \dots = \frac{U_n}{R_n} = \frac{U}{R_{\Sigma}} = I$$

## 2. Паралелно свързване на резистори

На фиг.8 е показана електрическа верига от паралелно свързани резистори, захранена от източник на постоянно напрежение.



Фиг. 8

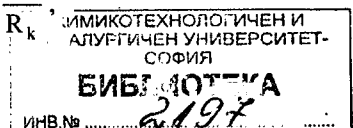
На всеки от елементите на веригата е подадено захранващото напрежение, и през него тече ток, обратно пропорционален на съпротивлението му. За тази верига по първи закон на Кирхоф се записва следното уравнение:

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 + \dots + I_n &= I \\ \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \dots + \frac{U}{R_n} &= I \\ \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) \cdot U &= I \\ \frac{1}{R_{\Sigma}} \cdot U &= I. \end{aligned}$$

Следователно, дадената верига може да се замени с един еквивалентен резистор чието реципрочно съпротивление е равно на сумата от реципрочните стойности на съпротивленията на отделните резистори:

$$\frac{1}{R_{\Sigma}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} = \sum_1^n \frac{1}{R_k}$$

или чрез проводимостите на отделните елементи:



$$G_{\Sigma} = G_1 + G_2 + \dots + G_n = \sum_1^n G_k.$$

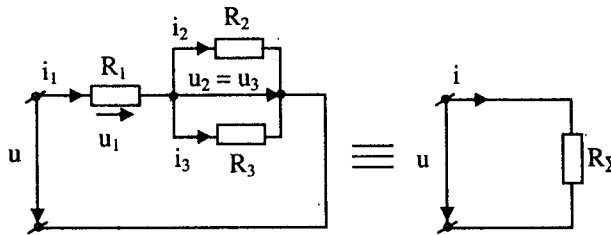
В частност при два паралелно свързани резистора, случай който се среща най-често на практика, са валидни следните равенства:

$$R_{12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 \cdot I_1 = R_2 \cdot I_2 = R_{12} \cdot I = U$$

### 3. Смесено свързване на резистори

На фиг.9 е показана електрическа верига, в която резисторите  $R_2$  и  $R_3$  са свързани паралелно помежду си, а резистора  $R_1$  е свързан последователно на тях.



Фиг. 9

За тази верига по законите на Кирхоф се записва следната система уравнения:

$$\begin{cases} I_1 = I_2 + I_3 \\ R_1 \cdot I_1 + R_2 \cdot I_2 = U \\ R_2 \cdot I_2 = R_3 \cdot I_3 \end{cases}$$

Еквивалентният резистор, с който може да се замени дадената верига е със съпротивление:

$$R_{\Sigma} = R_1 + R_{23} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

Токовете в отделните клонове на електрическата веригата, които са решения на горната система от уравнения, са:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{U}{R_{\Sigma}} = \frac{U \cdot (R_2 + R_3)}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1} \\ I_2 = I_1 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{U \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1} \\ I_3 = I_1 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{U \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1} \end{cases}$$

## П Ъ Р В А   Г Л А В А

### ПРОМЕНЛИВИ ТОКОВЕ

#### 1.1. ПЕРИОДИЧНИ И СИНУСОИДАЛНИ ЕЛЕКТРОДВИЖЕЩИ НАПРЕЖЕНИЯ, НАПРЕЖЕНИЯ И ТОКОВЕ

Променливи електродвижещи напрежения, напрежения и токове в широкия смисъл на понятието са тези, които се изменят във времето.

Моментни стойности на електродвижещите напрежения (бележат се с "e"), напреженията (бележат се с "u") и токовете (означават се с "i") се наричат техните стойности в даден момент от времето t. Тогава можем да напишем:

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

Най-често в техниката се използват периодични електродвижещи напрежения, напрежения и токове, т.е. такива, стойностите на които се повтарят през равни интервали от време T. За тях ще бъдат в сила равенствата:

$$e = F_1(t) = F_1(t + kT), u = F_2(t) = F_2(t + kT), i = F_3(t) = F_3(t + kT). \quad /1.2/$$

В горните формули величината T е постоянна и се нарича период на електродвижещото напрежение, 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 електродвижещи напрежения, напрежения и токове. Реципрочната величина на периода се нарича честота на електродвижещото напрежение, напрежението или тока. Честотата се означава с f и ще имаме

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

От формулата се вижда, че честотата е равна на броя на периодите за една секунда.

Единицата за честота е херц (1Hz). Честотата е 1 Hz, когато имаме един период за секунда.

За енергийни цели се използват електродвижещи напрежения, напрежения и токове с ниски честоти /при енергийните системи в Европа честотата е 50Hz, а в Америка – 60Hz /. В телефонната техника и в радиотехниката се използват електродвижещи напрежения и токове с честоти от няколко десетки херца до милиарди херца.

Променливите електродвижещи напрежения, напрежения и токове могат да се изменят по най-различен закон във времето. Технически най-целесъобразни и същевременно най-прости по израз се явяват синусоидалните или хармоничните електродвижещи напрежения, напрежения и токове. Те се изразяват по следния начин:

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

Единствената променлива величина в дясната част на равенствата е времето t. От изразите се вижда, че периодът на електродвижещото напрежение, 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 на електродвижещото напрежение, напрежението и тока.

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

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

Аргументите  $\psi_e$ ,  $\psi_u$  и  $\psi_i$  на синусоидалните 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  $f = \frac{1}{T}$ , можем да напишем

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

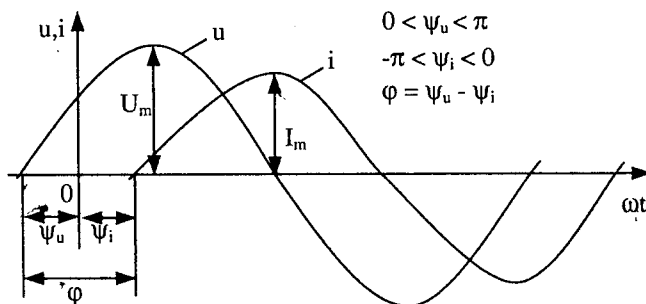
$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

$$\text{и } i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

Величината  $\omega = 2\pi f$  се нарича ъглова честота.

За да е ясен физическият смисъл на различните по знак стойности на токовете, напреженията и е.д.н. върху елементите на схемата на веригата, в която те съществуват, с еднопосочни стрелки се нанасят т.н. 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 синусоидални функции с една и съща честота разликата на техните начални фази се нарича фазова разлика и се означава с  $\varphi$ . Например, ако разгледаме синусоида на тока спрямо тази на напрежението, за фазовата разлика ще имаме  $\varphi = \psi_u - \psi_i$ . На фиг.1.1 са изобразени в декартова координатна система синусоидите на тока и напрежението и са означени техните начални фази  $\psi_u$  и  $\psi_i$  и фазовата разлика  $\varphi$ .



Фиг. 1.1

Ако синусоидалните функции с еднаква честота имат еднакви начални фази, казваме че те съвпадат по фаза, ако имат фазова разлика  $\pm\pi$ , казваме че са противо-

положни по фаза и ако тяхната фазова разлика е равна на  $\frac{\pi}{2}$ . казваме че се намират в квадратура.

## 1.2. ЕФЕКТИВНИ И СРЕДНИ СТОЙНОСТИ НА ПЕРИОДИЧНИ ЕЛЕКТРОДВИЖЕЩИ НАПРЕЖЕНИЯ, НАПРЕЖЕНИЯ И ТОКОВЕ

Понеже топлинното действие на тока е пропорционално на квадрата на тока, то за големините на периодичните токове, напрежения и е.д.н. обикновено се съди по техните средни квадратични стойности за пълен период. Те се наричат още ефективни стойности на периодичните токове, напрежения и е.д.н. и се означават съответно с  $I, U$  и  $E$ . Тогава можем да напишем

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \quad \text{и} \quad E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt} \quad /1.5/$$

Да разгледаме топлинното действие на периодичния ток  $i$ , който протича във верига със съпротивление  $R$ . Според закона на Джаул – Ленц топлината, която се отделя във веригата на тока  $i$  за елементарно време  $dt$ , е  $Ri^2 dt$ , а за всеки период е

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

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

$$\frac{1}{T} \int_0^T Ri^2 dt = RI^2 \quad /1.7/$$

Като въвеждаме понятието за ефективна стойност на променливия ток, ние получаваме израза за средната мощност при променлив ток в същия вид, както и при постоянен ток.

За синусоидален ток имаме  $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$  и

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

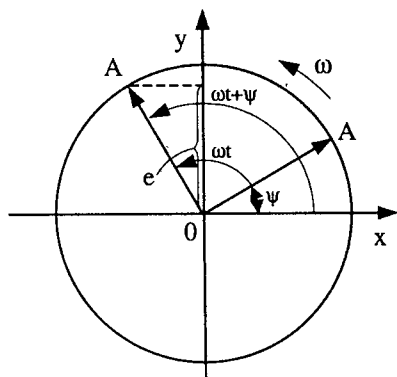
понеже вторият интервал е равен на нула. Оттук за ефективната стойност на синусоидалния ток ще получим

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

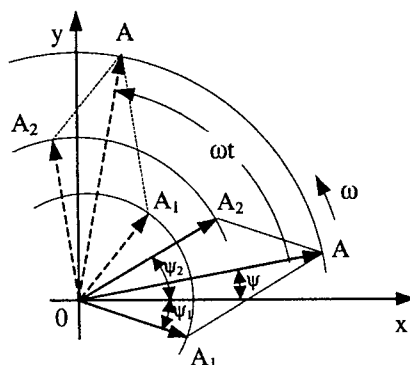
По същия начин за ефективните стойности на синусоидалните е.д.н. и напрежения ще имаме

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$$

Освен от ефективните стойности на периодичните е.д.н., напрежения и токове понякога се интересуваме и от техните средни аритметични стойности, които се на-



Фиг. 1.4



Фиг. 1.5

На чертежа разполагаме векторите  $\vec{OA}_1$  и  $\vec{OA}_2$ , дължините на които в дадения мащаб отговарят на амплитудите на е.д.н.  $E_{1m}$  и  $E_{2m}$  така, че да сключват с оста  $Ox$  съответно ъгли  $\psi_1$  и  $\psi_2$  /фиг.1.5/. Като съберем векторите  $\vec{OA}_1$  и  $\vec{OA}_2$ , ще получим вектора  $\vec{OA}$ , който сключва ъгъл  $\psi$  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 на 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 резултатното е.д.н.  $e = e_1 + e_2$ . Понеже алгебричната сума на проекциите на няколко вектора върху дадена 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 ще дава стойността на е.д.н.  $e$ , т.е. векторът  $\vec{OA}$  изобразява резултатното е.д.н.

$e = e_1 + e_2$ . Дължината на вектора  $\vec{OA}$  в приетия мащаб ни дава амплитудата на сумарното е.д.н., а ъгълът  $\psi$ , който векторът  $\vec{OA}$  сключва с оста  $Ox$  в момента  $t = 0$ , представлява началната фаза на това е.д.н. Резултатното е.д.н. е ще има същата честота и ще се изменя във времето също по синусоидален закон.

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

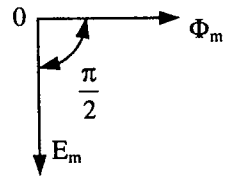
От казаното следва, че векторът, който изобразява сумата на няколко е.д.н., напрежения или токове с една и съща честота, е равен на геометричната сума на векторите, които изобразяват отделните е.д.н., напрежения или токове.

Много често нас ни интересуват само максималните или ефективните стойности /последните винаги могат да се получат от амплитудите, като ги разделим на  $\sqrt{2}$  / на е.д.н., напреженията или токовете и фазовата разлика между тях и за нас е важно разположението на векторите един спрямо друг, но не и тяхното разположение спрямо осите. Тогава един от векторите ще разположим, както ни е удобно, но всички останали вектори трябва да бъдат правилно ориентирани към произволно

избрани вектор. В този случай въртенето на векторите не е наложително и на чертежа ние ще получим векторите неподвижни.

Съвкупността от векторите, които изобразяват синусоидално изменящите се е.д.н., напрежения и токове в една или друга верига за променлив ток, се нарича векторна диаграма.

На фиг.1.6 е начертана векторната диаграма на магнитния поток и индуктираното е.д.н. за случая, който разгледахме в предния параграф. Понеже е.д.н. изоставаще по фаза на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  спрямо магнитния поток на векторната диаграма, векторът, който изобразява е.д.н., е на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  в отрицателна посока



Фиг. 1.6

спрямо вектора, който изобразява синусоидално изменящия се магнитен поток.

### 1.5. ТОК НА УСТАНОВЕНИЯ РЕЖИМ В ЕЛЕКТРИЧЕСКА ВЕРИГА С ПОСЛЕДОВАТЕЛНО СЪЕДИНЕНИ РЕЗИСТОР, БОБИНА И КОНДЕНЗАТОР ПРИ СИНУСОИДАЛНО НАПРЕЖЕНИЕ В КРАИЩАТА Й

Основната задача при изчислението на веригите за променлив ток е определянето на тока във веригата при дадено напрежение в нейните краища 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 съпротивления  $R$ , коефициенти на самоиндукция  $L$  и капацитети  $C$ . Величините  $R$ ,  $L$  и  $C$  се наричат параметри на електрическата верига за променлив ток. Много често се допуска, че тези елементи са чисти, т.е. около резисторите не се образува магнитно поле, следователно те не притежават индуктивност; проводниците, от които се навиват бобините, нямат съпротивление; диелектриците на кондензаторите са идеални /в тях няма загуба на енергия/. При тази предпоставка поставената задача се разрешава по-лесно и получените резултати са по-нагледни.

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

$$u = u_R + u_L + u_C, \tag{1.16/}$$

където

$$u_R = Ri \tag{1.17/}$$

е напрежителният пад в участъка със съпротивление  $R$ ,

$$u_L = L \frac{di}{dt} \tag{1.18/}$$

е напрежението в краищата на бобината, което уравновесява равното и противоположно по фаза на него електродвижещо напрежение на самоиндукция  $e_L = -L \frac{di}{dt}$  и

$$u_C = \frac{q}{C} \tag{1.19/}$$

е напрежението между изводите на кондензатора.

Като имаме пред вид, че

$$i = \frac{dq}{dt} \quad /1.20/$$

за количеството електричество ще имаме

$$q = \int idt \quad /1.21/$$

Тогава основното уравнение за напреженията на разглежданата електрическа верига ще добие следния вид:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = U_m \sin(\omega t + \psi_u) \quad /1.22/$$

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

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

и частния интеграл, който представлява една синусоидална функция на времето с ъглова честота  $\omega$ , понеже свободният член на уравнението е синусоидална 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 амплитудата на тока  $I_m$  и фазовата разлика  $\varphi = \psi_u - \psi_i$  между приложеното напрежение и тока. Понеже началната фаза на приложеното напрежение  $\psi_u$  не оказва влияние върху тока на установения режим, то за опростяване на изчисленията ще положим  $\psi_u = 0$ . Тогава ще имаме

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

и

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

Като поставим функциите на  $i$  и  $u$  в уравнението

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

ще получим

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

Понеже

$$U_m \sin \omega t = U_m (\omega t - \varphi + \varphi) = U_m \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) + U_m \sin \varphi \cos(\omega t - \varphi),$$

уравнението ще добие вида

$$RI_m \sin(\omega t - \varphi) + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) I_m \cos(\omega t - \varphi) = U_m \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) + U_m \sin \varphi \cos(\omega t - \varphi)$$

Това уравнение е в сила за всяка стойност на времето  $t$ . Като положим  $\omega t - \varphi = 0$  и  $\omega t - \varphi = \frac{\pi}{2}$ , ще получим

$$RI_m = U_m \cos \varphi \text{ и } \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) I_m = U_m \sin \varphi .$$

Като повдигнем двете равенства на квадрат и ги съберем, ще имаме

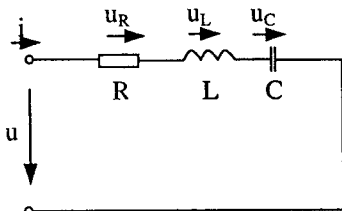
$$\left[ R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right] I_m^2 = U_m^2 ,$$

или

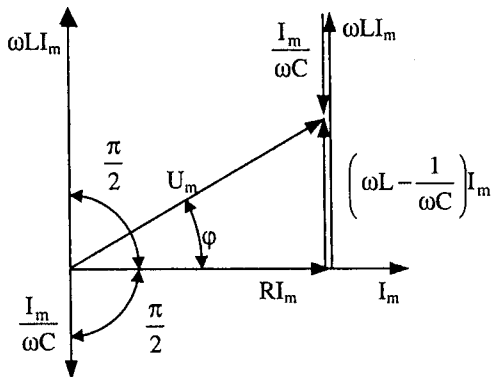
$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} .$$

Като разделим второто равенство на първото, ще намерим

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$



Фиг. 1.7



Фиг. 1.8

За да онагледим получените отношения, ще построим векторната диаграма. Като изходен вектор ще вземем вектора, който изобразява тока  $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ , и ще го нанесем на чертежа в произволна посока /фиг.1.8/. Спрямо него ще видим как трябва да бъдат ориентирани векторите, които изобразяват трите съставки на напрежението  $u = u_R + u_L + u_C$ .

Първата съставка

$$u_R = Ri = RI_m \sin(\omega t - \varphi) \tag{1.24/}$$

съвпада по фаза с тока и векторът, който я изобразява, трябва да съвпада по посока с вектора на тока.

Втората съставка

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

изпреварва по фаза тока на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  и векторът, който я изобразява, трябва да бъде

завъртян на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  в положителна посока спрямо вектора на тока.

е напрежението между изводите на кондензатора.

Като имаме пред вид, че

$$i = \frac{dq}{dt} \quad /1.20/$$

за количеството електричество ще имаме

$$q = \int idt \quad /1.21/$$

Тогава основното уравнение за напреженията на разглежданата електрическа верига ще добие следния вид:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = U_m \sin(\omega t + \psi_u) \quad /1.22/$$

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

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

и частния интеграл, който представлява една синусоидална функция на времето с ъглова честота  $\omega$ , понеже свободният член на уравнението е синусоидална 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 напата задача се свежда до определяне амплитудата на тока  $I_m$  и фазовата разлика  $\varphi = \psi_u - \psi_i$  между приложеното напрежение и тока. Понеже началната фаза на приложеното напрежение  $\psi_u$  не оказва влияние върху тока на установения режим, то за опростяване на изчисленията ще положим  $\psi_u = 0$ . Тогава ще имаме

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

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

Като поставим функциите на  $i$  и  $u$  в уравнението

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

ще получим

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

Понеже

$$U_m \sin \omega t = U_m (\omega t - \varphi + \varphi) = U_m \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) + U_m \sin \varphi \cos(\omega t - \varphi),$$

уравнението ще добие вида

$$RI_m \sin(\omega t - \varphi) + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) I_m \cos(\omega t - \varphi) = U_m \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) + U_m \sin \varphi \cos(\omega t - \varphi).$$

Това уравнение е в сила за всяка стойност на времето  $t$ . Като положим  $\omega t - \varphi = 0$  и

$\omega t - \varphi = \frac{\pi}{2}$ , ще получим

$$RI_m = U_m \cos \varphi \text{ и } \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) I_m = U_m \sin \varphi .$$

Като повдигнем двете равенства на квадрат и ги съберем, ще имаме

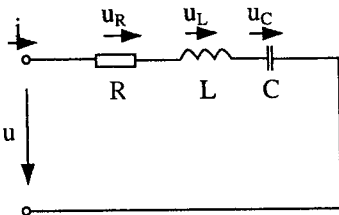
$$\left[ R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right] I_m^2 = U_m^2 ,$$

или

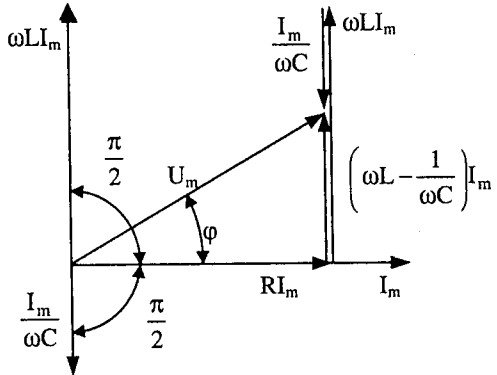
$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} .$$

Като разделим второто равенство на първото, ще намерим

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$



Фиг. 1.7



Фиг. 1.8

За да онагледим получените отношения, ще построим векторната диаграма. Като изходен вектор ще вземем вектора, който изобразява тока  $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ , и ще го нанесем на чертежа в произволна посока /фиг.1.8/. Спрямо него ще видим как трябва да бъдат ориентирани векторите, които изобразяват трите съставки на напрежението  $u = u_R + u_L + u_C$ .

Първата съставка

$$u_R = Ri = RI_m \sin(\omega t - \varphi) \tag{1.24/}$$

съвпада по фаза с тока и векторът, който я изобразява, трябва да съвпада по посока с вектора на тока.

Втората съставка

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

изпреварва по фаза тока на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  и векторът, който я изобразява, трябва да бъде

завъртан на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  в положителна посока спрямо вектора на тока.

Третата съставка

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

изостава по фаза от тока на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  и векторът, който я изобразява, трябва да бъде 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, ще даде вектора, който изобразява това напрежение  $u$ . Векторите, които изобразяват приложеното напрежение  $u = U_m \sin \omega t$  и тока във веригата  $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$  сключват ъгъл, който е равен на фазовата разлика между напрежението и тока. От правоъгълния триъгълник с катети  $RI_m$  и  $\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)I_m$  и хипотенуза  $U_m$  намираме

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

или

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

и

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

или

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

Ние определихме амплитудата на тока и ъгъла на фазовата разлика. Тогава токът на установения режим ще бъде

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

## 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  $\sqrt{2}$ , ще получим връзка между ефективните стойности на напрежението и тока

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

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  $z$ . Пълното съпротивление се дава още и с отношението на съответните стойности на напрежението и тока

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

Съпротивлението  $R$  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. Реактивното съпротивление отчита влиянието, което оказват бобината и кондензатора на променливия ток. Реактивното съпротивление се означава с  $X$ . Членът  $\omega L$  се нарича индуктивно съпротивление и се означава с  $X_L$ . Той отчита влиянието на индуктивността на бобината. Членът  $\frac{1}{\omega C}$  се нарича капацитивно съпротивление и се означава с  $X_C$ . Капацитивното съпротивление отчита влиянието на капацитета при протичане на променлив ток през кондензатора.

Следователно ние имаме

$$X_L = \omega L, \quad /1.34/$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C}, \quad /1.35/$$

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}, \quad /1.36/$$

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

Обстоятелството, че индуктивното съпротивление  $X_L = \omega L$ , което отчита напрежението на бобината  $u_L = \omega L I_m \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$ , и капацитивното съпротивление

$X_C = \frac{1}{\omega C}$ , което отчита напрежението на кондензатора  $u_C = \frac{I_m}{\omega C} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ ,

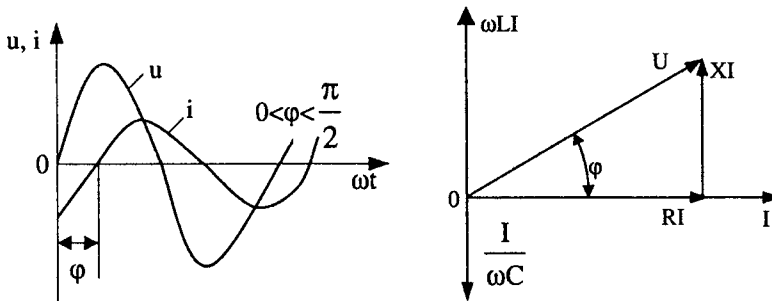
влизат в израза за реактивното съпротивление с противоположни знаци, се обяснява

с това, че фазовата разлика между  $u_L$  и  $u_C$  е  $\pi$ , т.е. във всеки момент на времето те са противоположни едно на друго. Понеже съставките на приложеното напрежение  $u_R$  и  $(u_L + u_C)$  са дефазирани на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$ , пълното съпротивление на веригата не се определя чрез 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 право пропорционална на честотата, а стойността на капацитивното съпротивление  $X_C = \frac{1}{\omega C}$  – обратно пропорционално на честотата.

### 1.7. ФАЗОВА РАЗЛИКА МЕЖДУ НАПРЕЖЕНИЕТО И ТОКА. РЕЗОНАНС НА НАПРЕЖЕНИЯТА

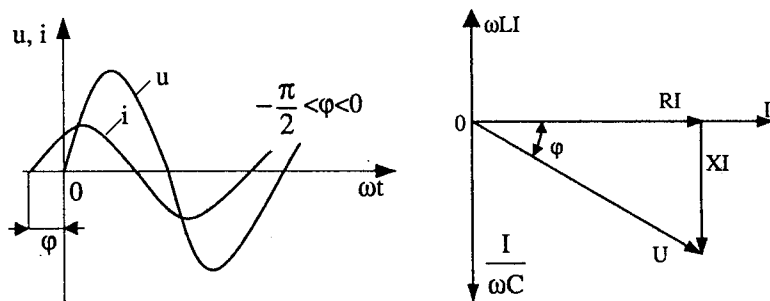
От израза за фазова разлика  $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{X}{R}$  се вижда, че в общия случай токът на установения режим не съвпада по фаза с приложеното напрежение.



Фиг. 1.9

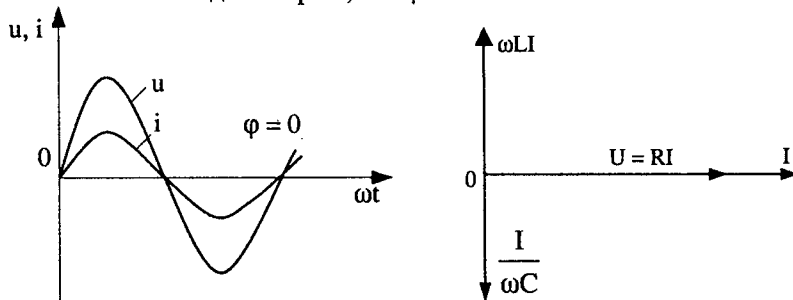
При  $X > 0$ , или  $\omega L > \frac{1}{\omega C}$ , т.е. когато във веригата влиянието на индуктивността преобладава над влиянието на капацитета,  $\frac{\pi}{2} \geq \varphi > 0$ . На фиг.1.9 са дадени синусоидите на напрежението и тока и съответстващата векторна диаграма. Токът изостава по фаза от напрежението и векторът, който го изобразява, е зад 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,  $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq 0$ . На фиг.1.10 са изобразени синусоидите на напрежението и тока и съответстващата векторна диаграма.



Фиг. 1.10

Токът съвпада по фаза с приложеното напрежение само при  $X = 0$ . Реактивното съпротивление е равно на нула или ако във веригата няма реактивни съпротивления, т.е. тя е съставена само от активни съпротивления, или ако реактивните съпротивления взаимно се компенсират. От векторната диаграма, 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. Това показва, че приложеното напрежение и токът съвпадат по фаза, т.е.  $\varphi = 0$ .



Фиг. 1.11

Когато токът съвпада по фаза с приложеното напрежение вследствие взаимната компенсация на индуктивното и капацитивно съпротивление, казваме, че електрическата верига е в резонанс. Резонансът в електрическата верига с последователно съединени R, L и 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  $u$ . Резонансът на напреженията в някои случаи може да се окаже опасен за устройството, защото напрежението върху кондензатора  $u_C$  може да превиши неговото пробивно напрежение и да настъпи електрически пробив в диелектрика на кондензатора.

В последните три параграфа ние разгледахме най-общия случай, когато електрическата верига се състои от последователно съединени резистор със съпротивление R, бобина 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 на векторните диаграми ще липсват тези членове или вектори, които изразяват липсващите елементи.

### 1.8. ТОК НА УСТАНОВЕНИЯ РЕЖИМ В ЕЛЕКТРИЧЕСКА ВЕРИГА С ПАРАЛЕЛНО СЪЕДИНЕНИ РЕЗИСТОР, БОБИНА И КОНДЕНЗАТОР ПРИ СИНУСОИДАЛНО НАПРЕЖЕНИЕ НА КРАИЩАТА ѿ

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

От първия закон на Кирхов имаме

$$i_R + i_L + i_C = i. \quad /1.38/$$

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

$$i_R = \frac{u}{R} = Gu, \quad /1.39/$$

токът през кондензатора –

$$i_C = \frac{dq}{dt} = \frac{d(Cu)}{dt} = C \frac{du}{dt} \quad /1.40/$$

и токът през бобината –

$$i_L = \frac{\psi_L}{L}.$$

Понеже

$$u = -e_L = \frac{d\psi_L}{dt}.$$

то

$$\psi_L = \int u dt$$

и

$$i_L = \frac{1}{L} \int u dt. \quad /1.41/$$

Като заместим стойностите на токовете в уравнението, което имаме от първия закон на Кирхов, ще получим

$$Gu + \frac{1}{L} \int u dt + C \frac{du}{dt} = i. \quad /1.42/$$

Ако към веригата е приложено синусоидално напрежение  $u = U_m \sin \omega t$  и токът  $i$  ще бъде също синусоидален. Той може да бъде представен по следния начин:  $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ . Като поставим изразите на напрежението и тока в уравнението на веригата, ще имаме

$$\begin{aligned} GU_m \sin \omega t - \frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t + \omega C U_m \cos \omega t &= I_m \sin(\omega t - \varphi) = \\ &= I_m \cos \varphi \sin \omega t - I_m \sin \varphi \cos \omega t. \end{aligned} \quad /1.43/$$

Това равенство е в сила за всеки момент на времето  $t$ . Ако положим

$\omega t = 0$  и  $\omega t = \frac{\pi}{2}$ , ще получим

$$GU_m = I_m \cos \varphi \quad /1.44/$$

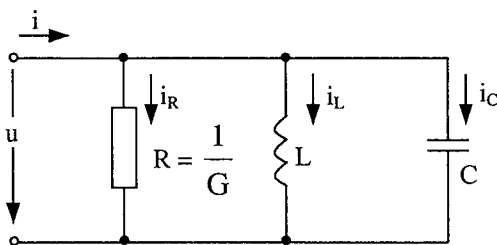
и 
$$\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)U_m = I_m \sin \varphi. \quad /1.45/$$

Като повдигнем последните две равенства на квадрат, съберем и коренуваме, ще намерим

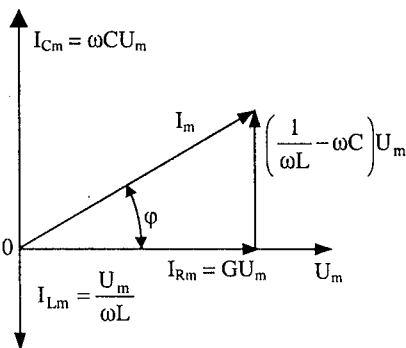
$$I_m = U_m \sqrt{G^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)^2} \quad /1.46/$$

Като разделим същите две равенства /второто на първото/, ще получим

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



Фиг. 1.12



Фиг. 1.13

На фиг.1.13 е начертана векторната диаграма на токовете и напрежението. При начертаване на векторната диаграма за изходен вектор се взема векторът на напрежението и спрямо него се ориентират векторите на токовете. Понеже токът през активното съпротивление 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, кондензатора и бобината, ще получим вектора на тока в неразклонената верига. На векторната диаграма е представен случай, когато  $\omega C > \frac{1}{\omega L}$ , т.е. токът в кондензатора е по-голям от тока в бобината.

Като разделим двете части на равенството, което дава връзката между  $I_m$  и  $U_m$  на  $\sqrt{2}$ , ще получим връзката между ефективните стойности на тока и напрежението:

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

където

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

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

$$B_L = \frac{1}{\omega L} \quad /1.50/$$

$$B_C = \omega C, \quad /1.51/$$

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

и

$$y = \sqrt{G^2 + B^2} \quad /1.53/$$

Реактивната проводимост се дава с разликата на индуктивната и капацитивната проводимост, защото токовете в бобината и кондензатора са с фазова разлика  $\pi$ , т.е. във всеки момент на времето техните посоки са противоположни. Пълната проводимост се определя от равенството  $y = \sqrt{G^2 + B^2}$ , понеже фазовата разлика между тока в активната проводимост 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 обратно пропорционална на честотата, а капацитивната е право пропорционална на честотата.

При  $\frac{1}{\omega L} > \omega C$  токът през бобината е по-голям от тока през кондензатора и общият ток  $i$  изостава по фаза на ъгъл  $\varphi$  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 бобината и общият ток  $i$  изпреварва по фаза на ъгъл  $\varphi$  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 активната проводимост. В този случай токът  $i$  съвпада по фаза с напрежението и ние 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  $\omega C$  и  $\frac{1}{\omega L}$  токовете през кондензатора и бобината могат да добият стойности, много по-големи от общия ток  $i$ .

Ние разгледахме най-общия случай, когато в електрическата верига са съединени паралелно активна проводимост  $G$ , бобина 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.

### 1.9. МОЩНОСТ ВЪВ ВЕРИГИТЕ ЗА ПРОМЕНЛИВ ТОК

Нека в краищата на една електрическа верига е приложено напрежение  $u = U_m \sin \omega t$ . За тока във веригата получихме  $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ . Работата  $dA$ , която се извършва във веригата за елементарно време  $dt$ , е равна

$$dA = u dq = uidt. \quad /1.54/$$

Моментната стойност на мощността, т.е. скоростта на извършване на работата в даден момент на времето, ще бъде

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

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

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

за моментната мощност ще получим

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

Средната стойност на мощността за пълен период се нарича активна мощност и се означава с  $P$ . Тя е

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

понеже вторият интеграл в дадените граници е нула.

Активната мощност зависи не само от ефективните стойности на напрежението и тока, но и от тяхната фазова разлика  $\varphi$ . 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  $\cos \varphi = 1$ , ние ще имаме  $P = UI$ . В другия граничен случай, когато  $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$  и  $\cos \varphi = 0$ ,

активната мощност е нула. При едни и същи ефективни стойности на напрежението и тока активната мощност ще бъде толкова по-голяма, колкото факторът на мощността е по-близък до единица. Затова винаги се стремим да консумираме електрическата енергия при възможния най-висок фактор на мощността. В това се състои и много важната от икономическа гледна точка "проблема  $\cos \varphi$ "

При разглеждане на енергийните процеси във веригите за променлив ток трябва да се има в предвид не само превръщането на електрическата енергия в топлинна или в други видове енергии, но и факта, че запасът на енергия в магнитното и електрическото поле, които са свързани с разглежданата верига, непрекъснато се изменя. Енергията на магнитното поле  $W_M$ , свързана с веригата, която има индук-

тивност  $L$ , и енергията на електрическото поле  $W_E$  на кондензатор с капацитет  $C$  са съответно

$$W_M = \frac{1}{2} Li^2 \quad /1.59/$$

и

$$W_E = \frac{1}{2} Cu_C^2. \quad /1.60/$$

Да направим анализ на енергийните процеси в електрическа верига, която се състои от последователно съединени резистор със съпротивление  $R$ , бобина с индуктивност  $L$  и кондензатор с капацитет  $C$ . От основното уравнение на напреженията за тази верига

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

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

$$uidt = Ri^2dt + Lidi + Cu_Cdu_C = Ri^2dt + d(W_M + W_E). \quad /1.61/$$

От последното съотношение се вижда, че работата  $uidt$ , която извършва източникът на напрежение за елементарното време  $dt$ , се изразходва за отделяне на топлина в активното съпротивление и за изменение на енергията на магнитното и електрическото поле. При това величината  $Ri^2dt$  е винаги положителна, докато величините  $uidt$  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 – източници 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 ъглова честота  $2\omega$ , която е два пъти по-голяма от ъгловата 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 пределни случая, когато  $\cos \varphi = 1$  и когато  $\cos \varphi = 0$ .

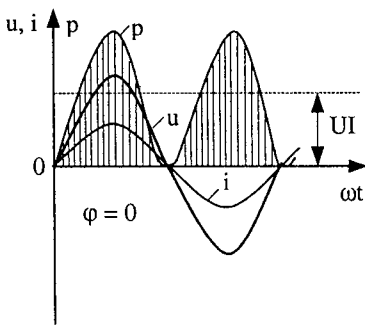
При  $\cos \varphi = 1$ , т.е. при  $\varphi = 0$ , имаме

$$p = UI - UI \cos 2\omega t, \quad p_{\max} = 2UI, \quad p_{\min} = 0, \quad P = UI. \quad /1.62/$$

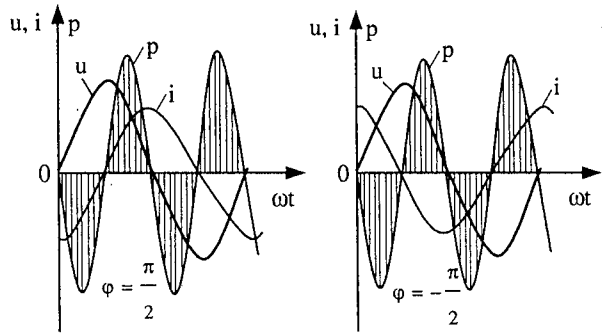
На фиг. 1.14 са дадени кривите на напрежението и тока, които съвпадат по фаза, и кривата на моментната мощност. В този случай моментната мощност  $p$  се колебае с ъглова честота  $2\omega$  около своята средна стойност  $UI$ . При това моментната мощност не добива отрицателни стойности, т.е. енергията през цялото време постъпва във веригата и въпреки че постъпването на енергията в различните моменти става с различна скорост, няма връщане на енергия от веригата към източника за напрежение. В този случай цялата енергия, която постъпва във веригата, се превръща в топлина.

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

$$p = \mp UI \sin 2\omega t, \quad p_{\max} = UI, \quad p_{\min} = -UI, \quad P = 0. \quad /1.63/$$



Фиг. 1.14



Фиг. 1.15

На фиг.1.15 са дадени кривите на напрежението, тока и моментната мощност за двата случая:  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  и  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ . Кривата на моментната мощност и в двата случая се колебае около абсцисната ос с ъглова честота  $2\omega$ . При това в течение на четвърт период стойностите на моментната мощност са положителни, а през следващия четвърт период те са 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 площи, които са над абсцисната ос /те дават енергията, която постъпва във веригата/, са равни на площите, които са под абсцисната ос /те дават енергията, която се връща от веригата в източника/, работата за цял брой периоди, 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 електромагнитната енергия в други видове енергия. При  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  енергията, която постъпва във веригата, временно се запасява в магнитното поле, когато се усилва полето / $i$  расте по абсолютна стойност/ и изцяло се връща в източника, когато магнитното поле отслабва / $i$  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 се усилва полето / $u_C$  расте по абсолютна стойност/, и изцяло се връща в източника, когато електрическото поле отслабва / $u_C$  намалява по абсолютна стойност;  $W_E = \frac{1}{2} Cu_C^2 /$ .

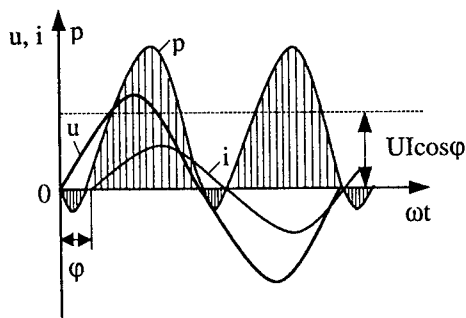
При  $1 > \cos\varphi > 0$ , т.е.  $0 < |\varphi| < \frac{\pi}{2}$ , имаме

$$p = UI\cos\varphi - UI\cos(2\omega t - \varphi), \tag{1.62/}$$

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

На фиг.1.16 са дадени кривите на напрежението, тока и моментната мощност за този случай. Кривата на моментната мощност се колебае с ъглова честота  $2\omega$  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 ограничава 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 електромагнитната енергия в топлина и процес на запасяване и възвръщане на енергия от полетата, които са свързани с веригата.



Фиг. 1.16

Като разделим уравнението

$$u i d t = u_R i d t + u_L i d t + u_C i d t = R i^2 d t + d(W_M + W_E),$$

което дава елементарните работи, на  $d t$ , ще получим уравнението за мощностите в разглежданата верига

$$u i = u_R i + u_L i + u_C i = R i^2 + \frac{d(W_M + W_E)}{d t} \quad /1.64/$$

От него се вижда, че моментната мощност е равна на сумата от скоростта на преобразуване на електромагнитна енергия в топлина  $p_R = u_R i$  и скоростта на постъпване на електрическата енергия в магнитното и електрическото поле, свързани с

$$\text{веригата, } p_x = \frac{d(W_M + W_E)}{d t}$$

Законът, по който се изменят във времето мощностите

$$p_R = u_R i = R i^2 \quad /1.65/$$

$$\text{и} \quad p_x = \frac{d(W_M + W_E)}{d t} = (u_L + u_C) i = u_x i, \quad /1.66/$$

ще получим, като в изразите които ги определят, поставим функциите на тока и съответните напрежения /за пояснение на фиг.1.17. е дадена векторната диаграма/:

$$p_R = U\sqrt{2} \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) = UI \cos[1 - \cos 2(\omega t - \varphi)], \quad /1.67/$$

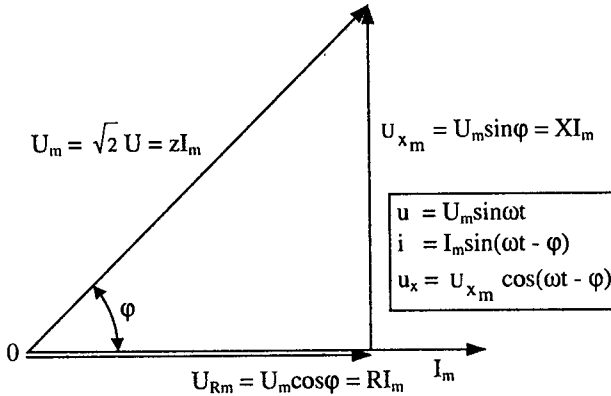
$$p_x = U\sqrt{2} \sin \varphi \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) = UI \sin \varphi \sin 2(\omega t - \varphi). \quad /1.68/$$

От получените изрази за  $p_R$  и  $p_x$  се вижда, че техните променливи съставки се намират в квадратура. Амплитудата на променливата съставка на мощността  $p_R$  е равна на активната мощност  $P = UI \cos \varphi$ . Амплитудата на мощността  $p_x$  се нарича реактивна мощност и се означава с  $Q$ . Амплитудата на променливата съставка на

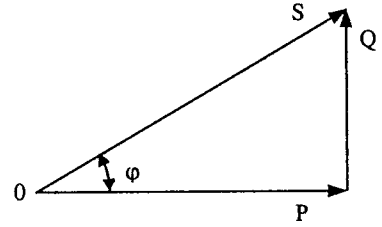
моментната мощност  $p$  се нарича привидна или пълна мощност и се означава с  $S$ . Следователно

$$Q = UI \sin \varphi, \quad /1.69/$$

$$S = UI. \quad /1.70/$$



Фиг. 1.17



Фиг. 1.18

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

$$A = \int_0^t p dt = \int_0^t p_R dt + \int_0^t p_x dt = \int_0^t P dt, \quad /1.71/$$

тъй като 
$$\int_0^t p_x dt = 0$$

при  $t = kT/k$  е цяло число/.

За активната, реактивната и привидната мощност съответно имаме

$$P = UI \cos \varphi = RI^2 = GU^2, \quad /1.72/$$

$$Q = UI \sin \varphi = XI^2 = BU^2, \quad /1.73/$$

$$S = UI = IU = ZI^2 = YU^2 \quad /1.74/$$

От тези съотношения се вижда, че мощностите ще образуват правоъгълен триъгълник. Правоъгълният триъгълник, който има хипотенуза привидната мощност и катети активната и реактивната мощност, се нарича триъгълник на мощностите. Той е начертан на фиг.1.18. От триъгълника на мощностите имаме

$$P = S \cos \varphi, \quad /1.75/$$

$$Q = S \sin \varphi, \quad /1.76/$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad /1.77/$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}. \quad /1.78/$$

$$\sin \varphi = \frac{Q}{S} \quad /1.79/$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} \quad /1.80/$$

## 1.10. СИМВОЛИЧЕН МЕТОД ЗА ИЗЧИСЛЕНИЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ВЕРИГИ ПРИ ПРОМЕНЛИВ ТОК

Представянето на синусоидалните е.д.н., напрежения и токове с вектори опростява изчислението на веригите за променлив ток. Този метод е нагледен, но не винаги дава необходимата точност, понеже на него са присъщи грешките, свързани с всяко графично построяване.

Аналитичните методи за изчисление на веригите за променлив ток дават възможност да се направят съответните изчисления с желаната от нас точност. Един от тези методи е т.нар. символичен метод. Той е получил широко разпространение, защото при него всички закони на електрическите вериги се използват в същия вид както за веригите за постоянен ток, така и за веригите за променлив ток. Символичният метод се основава на представянето на векторите с комплексни числа. При него геометричните действия с векторите се свеждат до алгебрични действия с комплексни числа.

Едно комплексно число може да се представи в три различни форми:

$$A = a_1 + ja_2 = a \cos \alpha + j a \sin \alpha = a e^{j\alpha}, \quad /1.81/$$

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

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

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

$$a_1 = a \cos \alpha, \quad /1.82/$$

$$a_2 = a \sin \alpha, \quad /1.83/$$

$$a = \sqrt{a_1^2 + a_2^2}, \quad /1.84/$$

$$\alpha = \arctg \frac{a_2}{a_1} \quad /1.85/$$

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

Геометрически комплексните числа се изобразяват в т.н. комплексна равнина, която се образува от две взаимно перпендикулярни 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 края 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  $ae^{j\alpha}$  се мени с течение на времето, т.е.  $\alpha = \omega t$ , то точката, която съответствува на това комплексно число, ще се движи в комплексната равнина с постоянна ъглова скорост  $\omega$  в обратна посока на движението на часовниковите стрелки и ще описва окръжност с радиус  $a$  и с център в началото на координатната система. В такъв случай комплексното число  $ae^{j\alpha}$  изобразява един въртящ се вектор.

Ние видяхме, че синусоидални е.д.н., напрежения и токове можем да изобразяваме с въртящи се вектори, а тях, от друга страна, можем да изобразяваме с комплексни числа. Следователно синусоидалните функции можем да изобразяваме непосредствено със съответстващите комплексни числа.

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

$$E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m \cos(\omega t + \psi_e) + j E_m \sin(\omega t + \psi_e). \quad /1.86/$$

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

Последната формула може да се напише и по следния начин

$$E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m e^{j\omega t} e^{j\psi_e} = E_m e^{j\psi_e} e^{j\omega t} \quad /1.87/$$

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 изразява максималната стойност, се постави точка.

Съответно комплексните амплитуди на напрежението и тока са

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u} \quad \text{и} \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$$

Преминаването към моментни стойности става чрез умножаване на комплексните амплитуди 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 съответно се означават

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

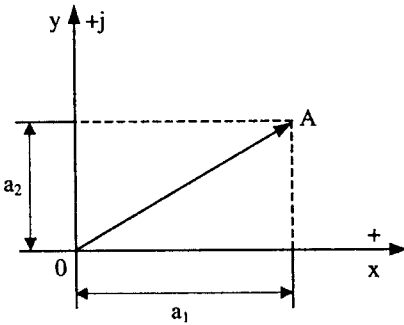
Необходимо е да отбележим, че умножаването на едно комплексно число с множителя  $+j$  съответствува на завъртане на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  в положителна посока на вектора, който го изобразява, а умножаването на комплексното число с множителя  $-j$  – на завъртане на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  в отрицателна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

Когато приложим напрежение  $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$  в краищата на една електрическа верига, токът във веригата се дава с израза

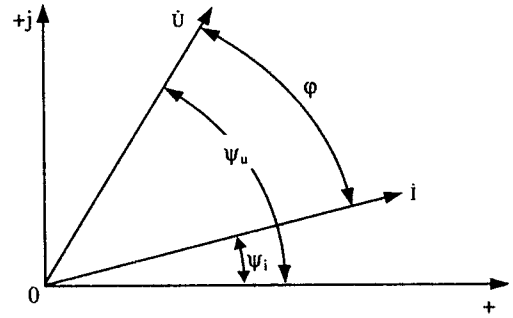
$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

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

$$\dot{U} = U e^{j\psi_u} \quad \text{и} \quad \dot{I} = I e^{j\psi_i}$$



Фиг. 1.19



Фиг. 1.20

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

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{Ie^{j\psi_i}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_u - \psi_i)} = ze^{j\varphi} = z \cos \varphi + jz \sin \varphi = R + jX, \quad /1.88/$$

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.

Комплексното число, което представлява отношението на комплексите на напрежението и тока, се нарича комплекс на пълното съпротивление и се означава със  $Z$ . Комплексът на пълното съпротивление има реална част активното съпротивление на веригата и имагинерна част реактивното съпротивление на веригата, т.е.

$$Z = R + jX = ze^{j\varphi}$$

Последното равенство 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  $R$  и  $X$  се наричат еквивалентни съпротивления на електрическата верига.

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

$$\frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{Ie^{j\psi_i}}{Ue^{j\psi_u}} = \frac{I}{U} e^{j(\psi_i - \psi_u)} = ye^{-j\varphi} = y \cos \varphi - jy \sin \varphi = G - jB, \quad /1.89/$$

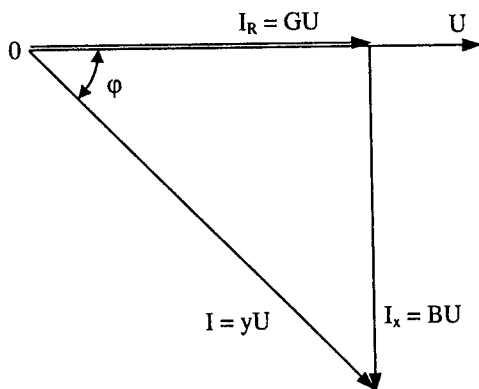
където  $G = y \cos \varphi$ ,  $B = y \sin \varphi$  и  $y$  са съответно активната, реактивната и пълната проводимост на веригата.

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  $GU$  и  $BV$  се нарича триъгълник на токовете. Когато неговите страни се разделят на  $U$ , се получава нов триъгълник с хипотенуза  $y$  и катети  $G$  и  $B$  наречен 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.

$$Y = G - jB.$$



Фиг. 1.21

Последното равенство 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  $G$  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. Следователно имаме

$$ZY = 1, \text{ или } (R + jX)(G - jB) = 1. \tag{1.90}$$

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

Съотношението

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z}, \dot{U} = Z\dot{I}, \dot{I} = Y\dot{U}, \dot{U} = \frac{\dot{I}}{Y} \tag{1.91}$$

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 сложна електрическа верига, е равна на нула, т.е.  $\sum_{k=1}^n \dot{i}_k = 0$ . При синусоидални токове с една и съща честота, като изразим токовете с комплексни числа, ще получим

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0. \tag{1.92}$$

Вторият закон на Кирхоф гласи, че сумата от моментните стойности на е.д.н. в един затворен контур от сложна електрическа верига е равна на сумата от напрежителните падове във всички клонове, които образуват контура, т.е.

$\sum_{k=1}^n e_u = \sum_{k=1}^n u_k$  При синусоидален ток от закона на Ом в символична форма имаме  $\dot{U}_k = Z_k \dot{I}_k$ . Следователно вторият закон на Кирхоф в символична форма ще бъде

$$\sum_{k=1}^n \dot{E}_k = \sum_{k=1}^n Z_k \dot{I}_k, \quad /1.93/$$

където  $\sum_{k=1}^n \dot{E}_k$  е сумата от комплексите на е.д.н., които действуват в контура.

Когато прилагаме законите на Кирхоф в символична форма, трябва да поставяме условни положителни посоки на всички е.д.н. и токове. При това трябва да имаме предвид, че посоката на е.д.н. и токовете се изменя два пъти за един период и ако в даден момент някои е.д.н. и токове имат отрицателни стойности, то в този момент техните действителни посоки са противоположни на условно приетите от нас положителни посоки.

### 1.11. МНОГОФАЗНИ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ. ТРИФАЗНИ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ

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

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

Многофазна система от електрически вериги наричаме съвкупността от няколко електрически вериги, в които действуват електродвижещи напрежения с една и съща честота, но отличаващи се по фаза. Броят на веригите, които образуват системата, се нарича брой на фазите, а отделните електрически вериги се наричат "фази"

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. е симетрична, когато всичките е.д.н. имат еднакви амплитуди и всяко следващо е.д.н. е изместено на един и същ фазов ъгъл спрямо предишното. Ако е нарушено едно от двете условия или и двете, системата е.д.н. е несиметрична. Това важи и за многофазните системи от напрежения и токове.

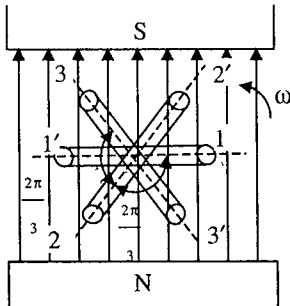
Една симетрична многофазна система от е.д.н. можем да получим, ако няколко еднакви навивки, плоскостите на които сключват някакви ъгли една с друга, се въртят с постоянна ъглова скорост  $\omega$  в равномерното магнитно поле на един постоянен магнит /фиг.1.22/. Ако броят на навивките е  $m$ , ще получим  $m$ -фазен генератор, при което е.д.н. ще бъдат синусоидални и изместени по фаза на ъгли, равни на ъглите между плоскостите на отделните навивки. Когато началните проводници на навивките делят окръжността на  $m$  равни части, т.е. е.д.н. на всеки две съседни навивки са отместени по фаза на ъгъл  $\frac{2\pi}{m}$ , ще получим симетрична многофазна система.

При  $m = 3$  ще получим трифазна система, в която е.д.н. на всеки две фази са отмес-

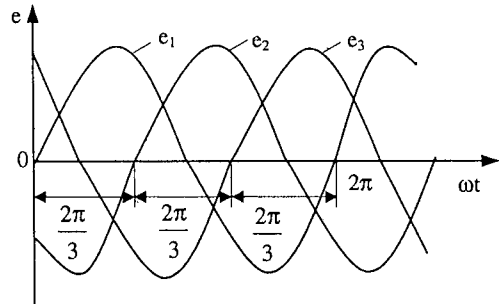
тени на ъгъл  $\frac{2\pi}{3}$ . Трифазната система е получила най-широко разпространение и на фиг.1.22 е дадено принципното устройство на елементарен трифазен генератор.

На фиг.1.23 са начертани синусоидите на е.д.н., индуцирани в трифазните навивки. Е.д.н. на фазата 2 изостава на ъгъл  $\frac{2\pi}{3}$  от е.д.н. на фазата 1, а е.д.н. на фазата 3 изостава на същия ъгъл от е.д.н. на фазата 2. Ако амплитудите на е.д.н. са еднакви, трифазната система е симетрична. За симетричната трифазна система на синусоидалните е.д.н. можем да напишем следните уравнения за моментните стойности на отделните е.д.н.:

$$\begin{aligned} e_1 &= E_m \sin \omega t, \\ e_2 &= E_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\ e_3 &= E_m \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = E_m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \quad /1.94/$$



Фиг.1.22



Фиг.1.23

На фиг.1.24 е дадена векторната диаграма на симетричната трифазна система на е.д.н. Векторът  $E_2$  е отместен на ъгъл  $\frac{2\pi}{3}$  в отрицателна посока спрямо вектора  $E_1$ , а векторът  $E_3$  е отместен също на ъгъл  $\frac{2\pi}{3}$  в отрицателна посока спрямо вектора  $E_2$ . Последователността на фазите 1, 2, 3 се нарича права, а последователността на фазите 1, 3, 2 – обратна. Обикновено се работи с права последователност на фазите.

От векторната диаграма 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, като съберем геометрически трите вектора, които изобразяват е.д.н. в трите фази. Следователно мажем да напишем

$$\dot{E}_1 + \dot{E}_2 + \dot{E}_3 = 0, \quad /1.95/$$

или

$$e_1 + e_2 + e_3 = 0. \quad /1.96/$$

Равенството (1.96) е в сила и за всяка симетрична многофазна система е.д.н., напрежения или токове.

На схемите трифазните генератори (фиг.1.15) се изобразява с три намотки 11', 22', 33' разположени, както векторите на е.д.н., и то така, че положителните посоки на е.д.н. на схемата съвпадат с посоките на векторите, които ги изобразяват на век-

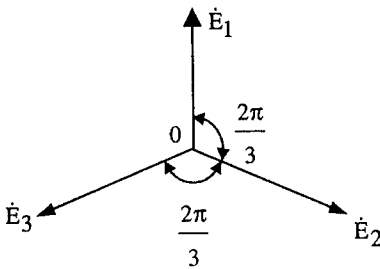
торната диаграма /фиг.1.25/. Ако присъединим към началото и към края на всяка фаза на генератора три еднакви консуматора  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$ , то и токовете  $i_1$ ,  $i_2$  и  $i_3$  ще имат еднакви амплитуди и изместени на един и същи ъгъл по фаза от съответните напрежения /фиг.1.26/. Вследствие на това токовете ще бъдат изместени един спрямо друг на ъгъл  $\frac{2\pi}{3}$  и за тях също ще имаме

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0, \quad /1.97/$$

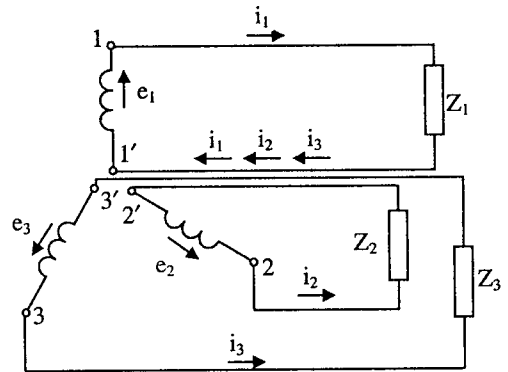
-или

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0. \quad /1.98/$$

Такъв товар на трифазната система се нарича симетричен или равномерен.



Фиг. 1.24



Фиг. 1.25

При дадената на фиг.1.25 трифазна система всяка от веригите е независимо свързана от останалите две. Такава трифазна система се нарича несвързана. При несвързана трифазна система трябва шест проводника за предаване на енергията от генератора до консуматорите.

Броят на проводниците може да бъде намален, ако вместо трите отделни обратни проводника използваме един общ проводник, като присъединим 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, 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 на консуматора са свързани във вид на трилъчева звезда, съединението се нарича звезда. Общата точка, в която са съединени краищата на фазите на генератора 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 или неутрален проводник. Съгласно първия закон на Кирхоф токът в нулевия проводник  $\dot{I}_0$  е равен на сумата от токовете  $\dot{I}_1$ ,  $\dot{I}_2$  и  $\dot{I}_3$ :

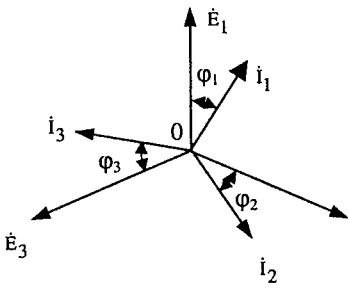
$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3. \quad /1.99/$$

При симетричен товар на трите фази, когато

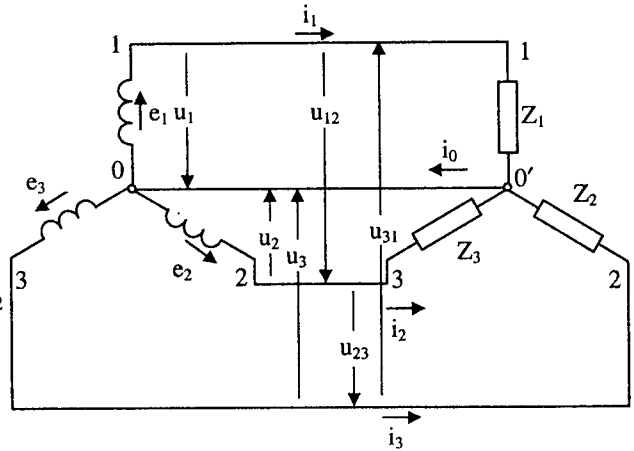
$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0,$$

в нулевия проводник няма да има ток и последният може да бъде отстранен. Така ще получим трипроводна трифазна система, съединена в звезда. Тази система може

да работи нормално само при симетричен товар на фазите. В противен случай напреженията на фазите на консуматора няма да бъдат еднакви и равни на фазовите напрежения на генератора.



Фиг.1.26.



Фиг.1.27

Напреженията в краищата на фазите на генератора или консуматора се наричат фазови напрежения, а напреженията между линейните проводници – линейни напрежения.

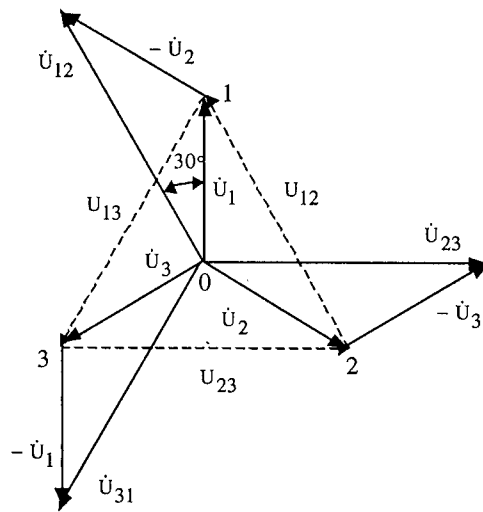
Токовете, които протичат във фазите на консуматора или генератора, се наричат фазови токове, а токовете в линейните проводници – линейни токове.

При съединение звезда фазовите и линейните токове са еднакви, което се вижда непосредствено от фиг.1.27. На същата фигура фазовите напрежения са означени с  $u_1, u_2$  и  $u_3$ , а линейните – с  $u_{12}, u_{23}$  и  $u_{31}$ . Между линейните и фазовите напрежения съществуват следните зависимости :

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2, \quad \dot{U}_{23} = \dot{U}_2 - \dot{U}_3, \quad \dot{U}_{31} = \dot{U}_3 - \dot{U}_1 \quad /1.100/$$

Съответната векторна диаграма на фазовите и линейните напрежения е дадена на фиг.1.28. Линейното напрежение  $\bar{U}_{12}$  се получава, като от вектора  $\bar{U}_1$ , извадим вектора  $\bar{U}_2$ , т.е. към  $\bar{U}_1$  прибавим  $-\bar{U}_2$ . Аналогично са получени и векторите  $\bar{U}_{23}$  и  $\bar{U}_{31}$  на другите две линейни напрежения. Трите линейни напрежения образуват симетрична трилъчева звезда, която е завъртяна спрямо звездата на фазовите напрежения на ъгъл  $30^\circ$  в положителна посока. От диаграмата се вижда, че векторите на линейните напрежения могат да се получат по-лесно, като съединим с прави линии краищата на векторите, които съответствуват на фазовите напрежения, при което векторите на линейните напрежения при приетата права последователност са насочени от 2 към 1, от 3 към 2 и от 1 към 3. Връзката между ефективните стойности на линейните напрежения  $U_L$  и ефективните стойности на фазовите напрежения  $U_\phi$  ще намерим като разгледаме равнобедрения триъгълник с бедра  $\dot{U}_1$  и  $(-\dot{U}_2)$  и основа  $\dot{U}_{12}$ . От този триъгълник имаме

$$U_n = 2U_\phi \cos 30^\circ = 2U_\phi \frac{\sqrt{2}}{3} = \sqrt{3}U_\phi. \quad /1.101/$$



Фиг.1.28

В България /и в редица други страни/ в мрежите за ниско напрежение са приети стандартни стойности на фазовите напрежения 220V, за линейните напрежения 380V /ефективни стойности/.

При използване на трифазния ток за осветление и домакински нужди, когато консуматорите са свързани в звезда, не може да се осигури напълно равномерно разпределение на товара между фазите и тогава се употребява четирипроводна трифазна верига. При използване на трифазния ток за захранване на трифазни електродвигатели неутралният проводник не е необходим, понеже в този случай имаме напълно симетричен товар.

Ако присъединим три консуматора  $Z_{12}$ ,  $Z_{23}$  и  $Z_{31}$  непосредствено между проводниците на трипроводната линия, която идва от трифазния генератор, без да използваме нулев проводник, ще получим съединение на консуматорите триъгълник /фиг.1.29/. При това съединение няма разлика между фазовите и линейните напрежения, понеже напрежението между началото и края на всяка фаза на консуматора е линейното напрежение. Тук имаме разлика между фазовите токове на консуматора  $\dot{i}_{12}$ ,  $\dot{i}_{23}$  и  $\dot{i}_{31}$ , положителните посоки на които се приемат от 1 към 2, от 2 към 3 и от 3 към 1, и линейните токове  $\dot{i}_1$ ,  $\dot{i}_2$  и  $\dot{i}_3$ , положителните посоки на които, както преди, са от генератора към консуматора. Като приложим първия закон на Кирхоф за възловите точки 1, 2 и 3, ще имаме

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{12} - \dot{I}_{31}, \quad \dot{I}_2 = \dot{I}_{23} - \dot{I}_{12} \quad \text{и} \quad \dot{I}_3 = \dot{I}_{31} - \dot{I}_{23}. \quad /1.102/$$

Ако съберем последните равенства, ще получим

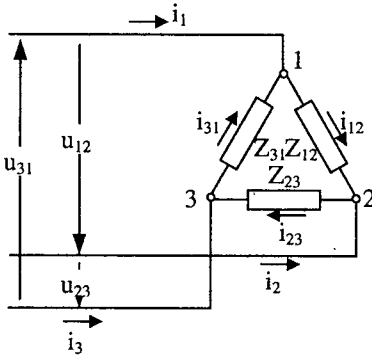
$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0,$$

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

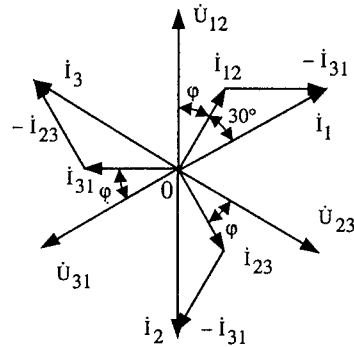
Когато товарът на фазите е симетричен ( $Z_{12} = Z_{23} = Z_{31}$ ) фазовите токове имат еднакви ефективни стойности и са отместени на един и същи ъгъл от съответните напрежения. На фиг.1.30 е дадена векторната диаграма при симетричен товар. На

векторната диаграма са определени и линейните токове. Звездата на линейните токове е изместена на ъгъл  $30^\circ$  в отрицателна посока спрямо звездата на фазовите токове. Като разгледаме равнобедрения триъгълник с бедра  $\dot{I}_{12}$  и  $-\dot{I}_{31}$  и основа  $\dot{I}_1$ , за връзката между ефективните стойности  $I_\pi$  и  $I_\phi$  на линейните и фазовите токове при симетричен товар ще получим същото съотношение, както между линейните и фазовите напрежения при съединение звезда, а именно

$$I_\pi = \sqrt{3}I_\phi. \quad /1.103/$$



Фиг. 1.29



Фиг. 1.30

В триъгълник могат да бъдат съединени не само фазите на консуматора, но и фазите на генератора. При симетрична звезда на линейните токове и тука ще е в сила съотношението  $I_\phi = \frac{I_\pi}{\sqrt{3}}$ .

Активната мощност на трифазната система е равна на сумата от активните мощности на отделните фази, т.е.

$$P = U_{1\phi}I_{1\phi}\cos\varphi_1 + U_{2\phi}I_{2\phi}\cos\varphi_2 + U_{3\phi}I_{3\phi}\cos\varphi_3, \quad /1.104/$$

където  $U_{1\phi}$ ,  $U_{2\phi}$  и  $U_{3\phi}$  са фазовите напрежения,  $I_{1\phi}$ ,  $I_{2\phi}$  и  $I_{3\phi}$  са фазовите токове и  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  и  $\varphi_3$  – 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  $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi$ , активната мощност на трифазната система ще имаме

$$P = 3U_\phi I_\phi \cos\varphi. \quad /1.105/$$

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

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

а при съединение триъгълник

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

откъдето и в двата случая

$$3U_\phi I_\phi = 3 \frac{U_\pi I_\pi}{\sqrt{3}} = \sqrt{3}U_\pi I_\pi$$

и формулата за активната мощност ще добие вида

$$P = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}} \cos \varphi, \quad /1.106/$$

където, както и по-рано,  $\varphi$  е фазовата разлика между фазовите напрежения и токове.

Аналогично за реактивната мощност на трифазната система при симетричен товар ще имаме

$$Q = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}}\sin\varphi,$$

или

$$Q = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}} \sin \varphi.$$

Величината  $S = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}$  се нарича привидна мощност на трифазната система при симетричен товар.

Тогава ще получем същите съотношения между активната, реактивната и привидната мощност, както и при еднофазен променлив ток:

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

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

## 1.12. ИНДУКТИВНА БОБИНА С ФЕРОМАГНИТНА СЪРЦЕВИНА

За увеличаване индуктивността на реактивните бобини тяхната намотка се разполага на затворена сърцевина от феромагнитен материал, който има голяма магнитна проницаемост. Обикновено за направата на сърцевината се използва листов електротехническа стомана. За да не надминават загубите от вихрови токове допустимите стойности, при промишлени честоти /няколко десетки херца/ дебелината на листовите е от 0,2 до 0,5 mm, а при звукови честоти – от 0,02 до 0,05 mm. Със същата цел в реактивните бобини, които се използват в радиотехниката, сърцевините се правят от пресован феромагнитен прах с непроводящ пълнител и от ферити.

Индуктивността на реактивните бобини 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 проницаемост на феромагнитните материали зависи от стойността на магнитната индукция. Освен това в такива бобини трябва да отчитаме загубите от магнитен хистерезис и вихрови токове, понеже и двете явления са свързани с превръщане на част от електромагнитната енергия, подадена към изводите на 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 променливия ток, отнесена към единица обем на веществото, е пропорционална на площта на хистерезисния цекъл. Тя може да се изрази и с емпиричната формула

$$W_x = \eta B_m^n, \quad /1.107/$$

където  $\eta$  е коефициент, характеризиращ материала, а  $B_m$  е 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 2,6, но много често се приема равен на 2.

При променлив ток с честота  $f$  материалът претърпява  $f$  пълни цикъла на намагнитване и мощността, която се изразходва за покриване загубите от хистерезис, ще бъде

$$P_x = \eta \cdot f \cdot B_m^n \cdot V, \quad /1.108/$$

където  $V$  е обемът на сърцевината.

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

$$P_{\text{вм}} = \zeta f^2 B_m^2 V, \quad /1.109/$$

при което коефициентът  $\zeta$  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 ще бъдат

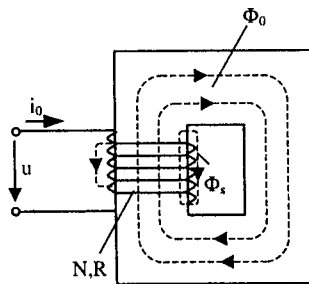
$$P_{\text{см}} = P_x + P_{\text{вм}} = \eta f B_m^n V + \zeta f^2 B_m^2 V \quad /1.110/$$

и при  $n = 2$  ще имаме

$$P_{\text{см}} = (\eta f + \zeta f^2) B_m^n V. \quad /1.111/$$

На фиг.1.31 е изобразена схематично една бобина с феромагнитна сърцевина. По-голямата част от магнитните линии се затварят през сърцевината от феромагнитен материал. Те образуват основния магнитен поток  $\Phi_0$ . Някои магнитни линии обаче се затварят изцяло или по част от своя път през въздуха. Те образуват така наречения магнитен поток на разсейване  $\Phi_s$ . Нормално магнитният поток на разсейване  $\Phi_s$  представлява няколко процента от основния магнитен поток  $\Phi_0$ .

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 и вихровите токове в сърцевината от феромагнитен материал. За тази цел ще използваме графичната зависимост  $\psi_0 = f(i)$  между пълния поток  $\psi_0 = N\Phi_0$ , който се свързва с бобината, и тока  $i$  в нея. Тази зависимост при установен режим има вид на затворения хистерезисен цикъл  $B = f(H)$ , понеже пълният поток  $\psi_0$  е пропорционален на магнитната индукция  $B$  и напрегатостта на магнитното поле  $H$  е пропорционална на  $i$ .



Фиг. 1.31

Нека към краищата на бобината е приложено напрежение  $u_0 = U_{0m} \cos \omega t$ . Тогава при направените предпоставки приложеното напрежение ще се уравни от индуктирваното е.д.н. от потока  $\psi_0$ , т.е.  $u_0 = -e = \frac{d\psi_0}{dt}$ .

откъдето

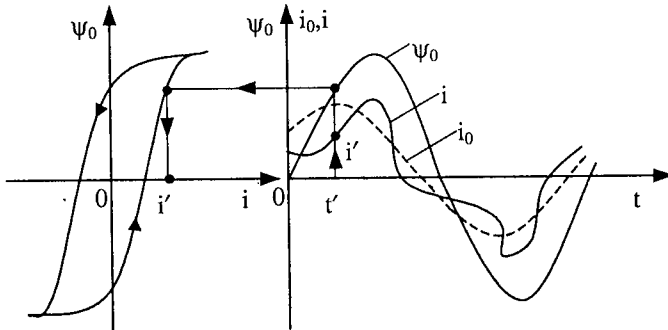
$$\psi_0 = \int u_0 dt = \int U_{0m} \cos \omega t dt = \frac{U_{0m}}{\omega} \sin \omega t. \quad /1.112/$$

Следователно потокът  $\psi_0$  трябва да бъде синусоидална функция на времето, при което  $\psi_{0m} = \frac{U_{0m}}{\omega}$ . На фиг. 1.32 е начертана зависимостта  $\psi_0 = f(i)$  с максимална ординатна

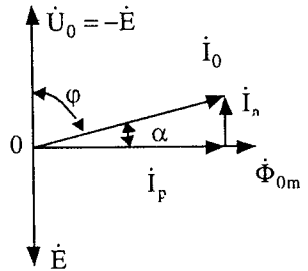
ната  $\psi_{0m} = \frac{U_{0m}}{\omega}$ . На същата фигура е дадена и кривата на потока  $\psi_0 = \psi_{0m} \sin \omega t$ . За

всяка стойност на потока, 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, ще видим, че тя е несиметрична спрямо ординатната ос и че моментът на преминаване на потока през нула изостава спрямо момента на преминаване на тока през нула. Обикновено кривата на тока се заменя с една еквивалентна синусоида, която е дадена с пунктир на фиг. 1.32. Синусоидата на магнитния поток изостава на някакъв ъгъл от еквивалентната синусоида на тока. Той се нарича хистерезисен ъгъл.

Като заменим кривата на тока с еквивалентна синусоида, можем да построим векторната диаграма на бобината с феромагнитна сърцевина. Построението е дадено на фиг. 1.33. Като изходен вектор ще вземем вектора  $\dot{\Phi}_{0m}$ , който изобразява магнитния поток  $\Phi_0$ , преминаващ през сърцевината от феромагнитен материал на бобината, която има  $N$  навивки.



Фиг. 1.32



Фиг. 1.33

Индуктираното е.д.н. в намотката на бобината  $e = -\frac{d\psi_0}{dt} = -N \frac{\Phi_0}{dt}$  /тъй като  $\psi_0 =$

$N\Phi_0$ / изостава по фаза от потока  $\Phi_0$  на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$ . а напрежението  $u_0 = -e$ , което я

уравновесява, изпреварва по фаза потока  $\Phi_0$  на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$ . Съответно векторът  $\dot{E}$ , кой-

то изобразява е.д.н.  $e$ , е на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  зад вектора  $\dot{\Phi}_{0m}$ , а векторът  $\dot{U}_0$ , който изобразява

приложеното напрежение  $u_0$ , е на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$  пред вектора  $\dot{\Phi}_{0m}$ . Ако отсъствуваха загуби

във феромагнитната сърцевина, токът в бобината би съвпадал по фаза с потока  $\Phi_0$  и

векторът на тока  $\dot{I}_p$  ще съвпада по посока с вектора  $\dot{\Phi}_{0m}$  и ще изостава от вектора на

приложеното напрежение  $\dot{U}_0$  на ъгъл  $\frac{\pi}{2}$ . В такъв случай бобината ще представлява

чисто индуктивна проводимост  $B_0$ , на която ще съответствува индуктивност  $L_0$ . Тези величини могат да се определят от формулите

$$B_0 = \frac{I_p}{U_0} = \frac{I_{pm}}{U_{0m}} = \frac{I_{pm}}{\omega \Psi_{0m}}. \quad /1.13/$$

$$L_0 = \frac{1}{\omega B_0} = \frac{\Psi_{0m}}{I_{pm}} \quad /1.14/$$

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, която е във фаза с приложеното напрежение  $u_0$ . Векторът  $\dot{I}_a$ , който изобразява активната съставка на тока  $i_a$ , е успореден на вектора на приложеното напрежение  $\dot{U}_0$ . 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 изчислят от равенствата

$$I_a = \frac{P_{cm}}{U_0}. \quad /1.115/$$

$$G_0 = \frac{I_a}{U_0} = \frac{P_{cm}}{U_0^2}. \quad /1.116/$$

където  $P_{ct}$  е мощността, която се изразходва за покриване на загубите от хистерезис и вихрови токове в сърцевината на бобината. Ъгълът  $\varphi$ , на който токът  $i_0$  изостава от напрежението  $u_0$ , и ъгълът на магнитното изоставане  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \varphi$ , на който потокът  $\Phi_0$  изостава от тока  $i_0$  можем да определим от съотношението

$$\cos \varphi = \sin \alpha = \frac{P_{cm}}{U_0 I_0} \quad /1.117/$$

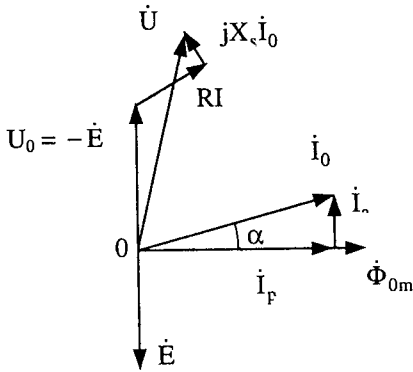
Ако отчитаме активното съпротивление  $R$  на намотката на бобината и магнитния поток на разсейване, трябва да допълним векторната диаграма. В този случай приложеното напрежение  $u$  освен съставката  $u_0$ , която уравнисява е.д.н.  $e$ , индуктирана в намотката на бобината от потока  $\Phi_0$ , всичките линии на които се затварят по сърцевината от феромагнитен материал и пронизват всички навивки на намотката, ще има и съставка  $Ri_0$ , която преодолява активното съпротивление  $R$  на намотката и съставка  $jX_s \dot{I}_0$ , уравнисяващо е.д.н., което се индуктира в намотката от магнитния поток на разсейване, т.е.

$$\dot{U} = -\dot{E} + R\dot{I}_0 + jX_s \dot{I}_0. \quad /1.118/$$

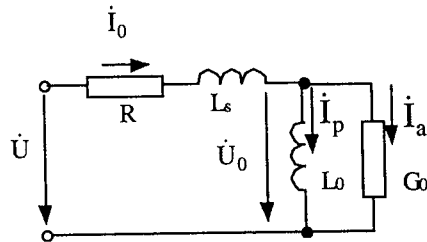
Пълната векторна диаграма на бобината с феромагнитна сърцевина е дадена на фиг. 1.34. Векторът  $R\dot{I}_0$ , който изобразява напрежителния пад в активното съпротивление на бобината  $R$ , е успореден на вектора на тока  $\dot{I}_0$ , а векторът  $jX_s \dot{I}_0$ , който изобразява реактивния напрежителен пад  $L_s \frac{di_0}{dt}$  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 индуктивност, която отчита пълния поток на разсейване с амплитуда  $\Psi_{sm}$ . Ще отбележим, че в действителност дължини-

те 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 на същата.

На векторната диаграма от фиг.1.34 съответствува схемата на фиг.1.35, която е еквивалентна на индуктивната бобина с феромагнитна сърцевина. В тази схема активното съпротивление  $R$  отчита загубите от топлина в намотката на бобината, индуктивността  $L_s$  – магнитния поток на разсейване, индуктивността  $L_0$  – магнитния поток  $\Phi_0$  и активната проводимост  $G_0$  – загубите в сърцевината от хистерезис и вихрови токове.



Фиг. 1.34



Фиг. 1.35

## В Т О Р А   Г Л А В А

## ЕЛЕКТРОИЗМЕРВАТЕЛНИ УРЕДИ

**2.1. ОСНОВНИ СВЕДЕНИЯ ЗА ЕЛЕКТРОИЗМЕРВАТЕЛНИТЕ УРЕДИ**

Измерването е познавателен процес, при който с помощта на средства за измерване се извършва сравняване на измерваната величина с еднородна на нея величина, условно приета за единица.

Средствата за измерване са технически устройства с нормирани метрологични характеристики, чрез които се осъществява измервателния процес. По функционалното си предназначение се делят на елементарни и комплексни.

С елементарните средства за измерване се осъществяват отделни измервателни операции (възпроизвеждане на величини с дадена стойност, сравняване на еднородни величини, измервателно преобразуване). Мерките са средства за измерване, които възпроизвеждат веществено физични величини със зададен размер (следователно и измервателните единици) при установена грешка. Пример за мярка за електрическо съпротивление е резистор, съпротивлението на който е известно с указана точност.

Комплексните средства за измерване осъществяват изцяло измервателния процес. Това са измервателните уреди и информационно-измервателните системи.

Измервателните уреди са средства за измерване, с помощта на които се получава количествена информация за стойността на измерваната величина в подходящо избрана форма (за възприемане от оператор, за автоматична регистрация, за предаване на данните на разстояние, за регулиране и управление и др.).

Информационно-измервателните системи са съвкупност от функционално свързани измервателни, изчислителни и други спомагателни технически средства за получаване, преобразуване и обработка на измервателната информация с цел представянето ѝ в подходящ вид на потребителя (в това число и въвеждането ѝ в автоматизирани системи за управление на технологични процеси или за автоматично осъществяване на контрол и диагностика).

По начина на сравняване (съпоставяне) на измерваната величина с еднородната величина, приета за единица, измервателните уреди се разделят на две групи:

А. Уреди с непосредствена оценка. При тях числената стойност на измерваната величина се отчита от предварително градуирана (чрез образцови мерки) скала или от цифрово индикаторно устройство.

Б. Уреди със непосредствено сравняване. При тях стойността на неизвестната величина се определя, като се сравнява с еднородна величина, възпроизведена от мярка. Типични представители на тази група уреди са мостовете и компенсаторите.

По начина на представяне на изходната величина уредите са аналогови и цифрови. При аналоговите измервателни уреди показанието е непрекъсната функция на измерваната величина. Преобразуването на показанието в число се извършва от оператора, което внася допълнителна субективна грешка от отчитане. (Например уред с устройство за отчитане във вид на разграфена скала и стрелка е аналогов). Цифровите измервателни уреди автоматично преобразуват и представят измервана-

та величина в дискретна (цифрова) форма, като броят на дискретните стойности се определя от броя на разредите на устройството за отчитане. Тук няма субективна грешка при отчитане.

По начина на отчитане измервателните уреди се делят на показващи и регистриращи. Показващите са предназначени за отчитане само в момента на измерването, а регистриращите са снабдени с устройство за записване на измерваната величина във функция на времето.

В зависимост от принципа на функциониране и използваните конструктивни възли електроизмервателните аналогови уреди се делят на следните групи: електромеханични, електромеханични с преобразуватели и електронни. При електромеханичните уреди енергията на електромагнитното поле се преобразува в механична енергия за преместване на подвижната част на уреда. Електромеханичните уреди с преобразуватели са електромеханични уреди с предварително преобразуване на входната величина с цел разширяване на възможностите за измерване на различни величини. Електронните аналогови уреди използват за преобразуване на измерваната величина електронни възли с активни електронни елементи и електромеханичен (най-често магнитоелектричен) измервателен механизъм или електроннолъчева тръба за отчетни устройства.

По вида на измерваната величина, електроизмервателните уреди се делят на амперметри – за измерване на ток, волтметри – за измерване на напрежение, омметри – за измерване на съпротивление и др. Съществуват и комбинирани уреди, с които могат да се измерват последователно няколко величини.

Средствата за измерване се характеризират и с грешката, която внасят при измерването. По начина на изразяване (по размерност) грешките на средствата на измерване се делят на абсолютни, относителни и приведени.

Абсолютната грешка  $\Delta X$  се изразява в единици на входната или изходната величина. Тя се определя от алгебричната разлика между измерената стойност  $X_i$  на величината и нейната истинска стойност  $X$ , т. е:

$$\Delta X = X_i - X \quad /2.1/$$

Относителната грешка  $\beta$  е безразмерна величина и е равна на отношението на абсолютната грешка към истинската стойност на измерваната величина, изразено най-често в проценти:

$$\beta = \frac{\Delta X}{X} 100 \, \% \quad /2.2/$$

Тази грешка най-пълно характеризира точността на измерването, извършено с даден уред.

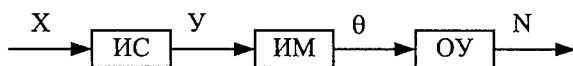
Приведената грешка  $\beta_H$  е равна на отношението на абсолютната грешка към нормиращата стойност  $X_H$  (обикновено най-голямата стойност за даден обхват при уредите с едностранна скала) и се изразява в проценти:

$$\beta_H = \frac{\Delta X}{X_H} 100 \, \% \quad /2.3/$$

Класът на точност е обобщена характеристика на средствата за измерване, определяща границите на допустимите грешки. За уредите с непосредствена оценка той е равен на максималната приведена грешка в проценти, която може да даде уредът за всички стойности на измерваната величина.

Константа  $K$  на аналоговите уреди се нарича стойността на измерваната величина, която съответствува на едно скално деление. Константата се определя от отношението на номиналния обхват (най-голямата стойност, която уредът може да измери и при която стрелката се отклонява на последното скално деление) към общия брой скални деления.

Електромеханичните измервателни уреди имат широко разпространение за измерване на различни електрически величини. Те най-често са уреди за непосредствена оценка, които се градуират чрез мерки. Структурната им схема е показана на фиг. 2.1. Състоят се от три измервателни преобразувателя – измервателна схема (ИС), измервателен механизъм (ИМ) и устройство за отчитане (УО).



Фиг.2.1

Измервателната схема (ИС) преобразува измерваната (входната) електрическа величина  $X$  в друга електрическа величина  $Y$ , функционално свързана с  $X$  и подходяща за непосредствено въздействие на измервателния механизъм. Измервателните схеми съдържат активни и реактивни съпротивления, изправителни елементи, термодвойки и др., свързани по различен начин в зависимост от характера на преобразуването. С включване на едни елементи се осъществява количествено преобразуване на входната величина (например включване на шунтове и делители за разширяване на обхвата), а с включване на други – качествено преобразуване (включване на токоизправител, преобразуващ променливия ток в постоянен). Различните измервателни схеми позволяват да се използва един и същ измервателен механизъм при измерване на разнородни величини и при величини, променящи се в широк диапазон.

Измервателният механизъм (ИМ) е основната част на уреда. Той преобразува електрическата енергия, доставена от входната величина ( $I, U$  и др.) в механична енергия, необходима за преместване на подвижната му част спрямо неподвижната. Почти винаги при тези механизми се използва ъглово преместване и положението на подвижната част се определя чрез ъгъла на завъртане  $\theta$ .

Подвижната част на механизма е механична система с една степен на свобода спрямо оста на въртене. От механиката е известно, че при въртене на тяло около ос произведението на инерционния момент на тялото  $J$  по ъгловото ускорение  $d^2\theta / dt^2$  е равно на сумата от моментите на силите, действащи върху тялото спрямо тази ос, т.е.:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = \sum_{i=1}^n M_i \quad (2.4)$$

Завъртането на подвижната част се извършва под действието на двигателен момент  $M_d$ , който в най-общия случай зависи от входната величина и ъгловото преместване, т.е.  $M_d = f(Y, \theta)$ . Той се дължи на изменението на електромагнитната енергия, запасена в измервателния механизъм. Ако входната величина  $Y$  остава постоянна в процеса на измерване ( $Y = \text{const}$ ), когато подвижната част се завърта на ъгъл  $d\theta$ , се извършва работа  $dA = M_d d\theta$ . Тогава енергията на електромагнитното поле на механизма  $W_{EM}$  се изменя с величина  $dW_{EM}$ , равна на работата  $dA$ , която се изразходва за това отклонение. Тъй като  $dA = dW_{EM}$ , следва, че  $dW_{EM} = M_d d\theta$ . От тук се

определя общият израз за двигателния момент при измервателни механизми с въртяща се подвижна част при  $Y = \text{const}$ :

$$M_{\text{д}} = \left( \frac{\partial W_{\text{ЕМ}}}{\partial \theta} \right)_{Y=\text{const}} \quad /2.5/$$

В зависимост от физичните явления при създаване на двигателния момент, електромеханичните измервателни преобразуватели се делят на магнетоелектрически, електромагнитни, електродинамични, индукционни и електростатични измервателни механизми. За различните типове механизми входната величина може да бъде ток ( $Y = I$ ), произведение на два тока ( $Y = I_1 I_2$ ) или напрежение ( $Y = U$ ).

Ако върху подвижната част действа само двигателния момент  $M_{\text{д}}$ , то тя ще се установи във възможното крайно положение при всяка стойност на момента. За да има функционална връзка между ъгловото отклонение  $\theta$  и стойността на измерваната величина, в механизма се създава съпротивителен момент  $M_{\text{с}}$ , насочен в обратна посока на  $M_{\text{д}}$ , който зависи от  $\theta$ . Така подвижната част ще се завърта на такъв ъгъл, при който  $M_{\text{д}}$  и  $M_{\text{с}}$  се изравняват. Тогава на определена стойност на измерваната величина ще съответствува строго определено отклонение на подвижната част.

По начина на създаване на съпротивителен момент измервателните механизми са два вида – галванометрични и логометрични.

При галванометричните механизми съпротивителният момент се създава от метални еластични елементи (спирални пружини, еластични нишки и други), които при завъртане се увиват или усукват и противодействуват на  $M_{\text{д}}$  (фиг.2.4, 2.13, 2.14, 2.15). Съпротивителният момент е пропорционален на ъгъла на завъртане  $\theta$ :

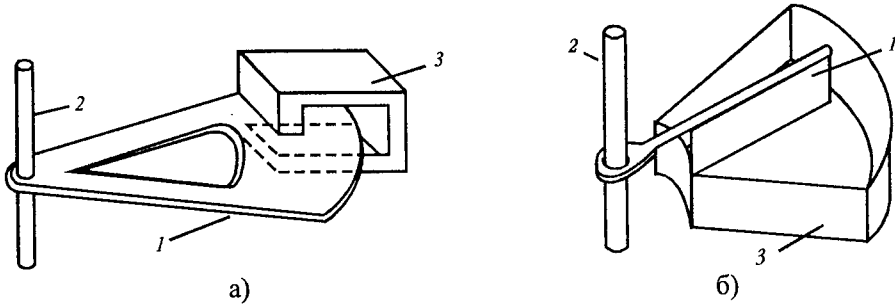
$$M_{\text{с}} = -k_{\text{с}}\theta, \quad /2.6/$$

където  $k_{\text{с}}$  е специфичен съпротивителен момент или коефициент на еластичност и зависи от свойствата на еластичния елемент.

При логометричните механизми съпротивителният момент се създава, както и двигателния, по електромагнитен път (фиг.2.5). Ъгълът на отклонение на подвижната част е функция на отношението на две входни величини  $Y_1$  и  $Y_2$ , създаващи съответно двигателен момент  $M_{\text{д}} = f_1(Y_1, \theta)$  и съпротивителен момент  $M_{\text{с}} = f_2(Y_2, \theta)$ , т. е:

$$\theta = f(Y_1 / Y_2). \quad /2.7/$$

При движение на подвижната част на електромеханичните преобразуватели, когато входната или изходната величина или и двете едновременно са променливи във времето (динамичен режим), освен описаните моменти действа също момент на затихване  $M_{\text{з}}$ . Той се създава изкуствено чрез затихватели с цел да се осигури по-бързо затихване на движението на подвижната част при преминаване от едно в друго равновесно състояние. Затихвателите биват магнетоиндукционни и флуидни (маслени и въздушни). При магнетоиндукционните затихватели (фиг. 2.2 а) момента на затихване възниква в резултат на взаимодействието на магнитното поле на постоянен магнит (3) и индуктираните от него токове в движещи се метални детайли от подвижната част (1). При маслените затихватели някои подвижни части са поставени във вискозна течност и при движението им се създава  $M_{\text{з}}$ . При въздушните успокоители пластина (1), свързана с подвижната част (2), се движи в неподвижна камера (3) и създава разлика в наляганията от двете страни на пластината, вследствие на което колебанията на подвижната част бързо затихват (фиг.2.2б).



Фиг. 2.2

Моментът на затихване  $M_3$  е пропорционален на ъгловата скорост  $d\theta/dt$  и се определя с израза:

$$M_3 = -P \frac{d\theta}{dt} \quad /2.8/$$

където  $P$  е коефициент на затихване.

Освен от затихватели, момента на затихване се дължи понякога и на други причини – например на индуктираните токове в подвижните намотки при тяхното движение (ако веригата е затворена) или в метални рамки, върху които са навити подвижните намотки, и др.

Като се вземат под внимание изразите за всички действащи моменти (2.5), (2.6) и (2.8), за уравнението на движението на подвижната част (2.4) се получава следното диференциалното уравнение:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + P \frac{d\theta}{dt} + k\theta = M_D \quad /2.9/$$

В зависимост от корените на характеристичното му уравнение са възможни три режима при движението на подвижната част от едно към друго равновесно положение – квазипериодичен (колебателен), аperiодичен и критично-аperiодичен. Горното уравнение е изходно при анализирани на движението на електромеханичните преобразуватели при различни режими (установен, преходен) и при различни входни въздействия.

Например, при установен статичен режим на измервателния уред на входната измервана величина  $X(t) = \text{const}$  отговаря определено постоянно във времето отклонение  $\theta$  (изходна величина) и подвижната част на механизма е в равновесие. Тогава е изпълнено  $d^2\theta/dt^2 = 0$  и  $d\theta/dt = 0$  и уравнението (2.9), характеризиращо състоянието на подвижната част, като се има предвид (2.6), се свежда до:

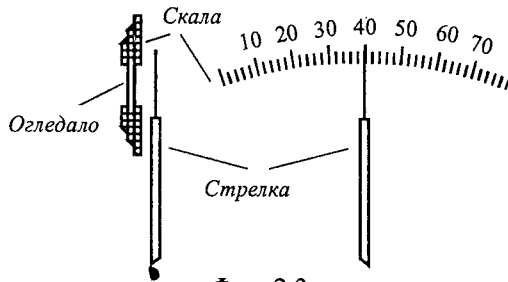
$$M_D = -M_C \quad /2.10/$$

Ако са известни аналитичните изрази за двигателния и съпротивителния момент, от равенство (2.10) може да се определи връзката между ъгъла на отклонение и измерваната величина:

$$\theta = F(X) \quad /2.11/$$

Това е основното уравнение, с което се характеризират свойствата и особеностите на измервателните механизми.

Устройство за отчитане (УО) служи за преобразуването на ъгловото отклонение  $\theta$  в системата от деления  $N$ , формиращи скалата на уреда. Състои се от скала и указател – стрелка (фиг. 2.3) или светлинен лъч



Фиг. 2.3

Стойностите на измерваната величина  $X$  се получават чрез умножаване на отчитените деления  $N$  с константата на уреда  $K$ .

## 2.2. УРЕДИ ОТ МАГНИТОЕЛЕКТРИЧЕСКАТА СИСТЕМА

### Магнитоелектрически измервателни механизми

Двигателният момент при магнитоелектрическите механизми възниква от взаимодействието между магнитното поле на постоянен магнит и магнитното поле на намотка, по която протича ток.

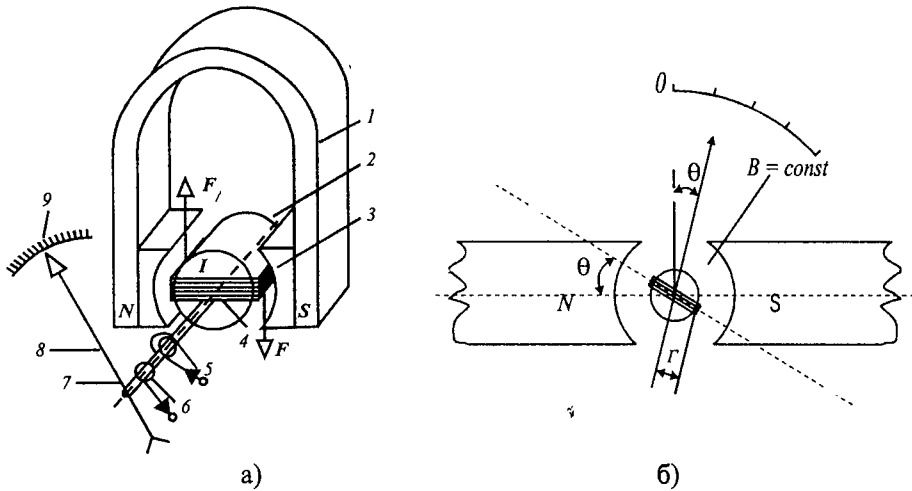
На фиг.2.4а,б е показано устройството на галванометричен магнитоелектрически измервателен механизъм с подвижна намотка. Магнитната система се състои от постоянен магнит 1 с полюсни крайници 3 и неподвижно стоманено цилиндрично ядро 2. Между полюсните крайници и стоманеното ядро се създава равномерно радиално магнитно поле с постоянна магнитна индукция ( $B_0 = \text{const}$ ). В тази въздушна междина, около цилиндъра 2, е разположена подвижната намотка 4 с  $N$  броя навивки от тънък меден проводник, навити върху лека алуминиева рамка (скелет). При завъртане на намотката, се завърта и неподвижно свързаната с нея ос 7 и стрелката 8 се премества над скалата 9. Измервания ток  $I$  се пропуска през навивките на подвижната намотка посредством спирални пружини 5 и 6, които създават и необходимия съпротивителен момент.

От взаимодействието на потока на постоянния магнит и намотката, по която протича токът  $I$ , възникват магнитоелектрически сили  $F$ . Тези сили създават двигателен момент  $M_D$ , който се стреми да увеличи общата електромагнитна енергия  $W_{EM}$  на механизма и затова завърта намотката така, че посоката на собствения ѝ магнитен поток да съвпадне с посоката на потока на постоянния магнит.

Двигателния момент съгласно (2.5) при  $I = \text{const}$  е:

$$M_D = \frac{dW_{EM}}{d\theta} = \frac{d(\Psi I)}{d\theta} = I \frac{d\Psi}{d\theta} \quad /2.13/$$

където  $dW_{EM}$  е промяната на електромагнитната енергия на системата, а  $d\Psi$  е промяната на пълния магнитен поток, обхванат от  $N$ -те навивки на подвижната намотка при завъртането и на ъгъл  $d\theta$ .



Фиг. 2.4

Тъй като магнитното поле във въздушната междина е радиално и равномерно, за  $d\Psi$  може да се запише:

$$d\Psi = NB_0 ds = NB_0 \ell 2r d\theta = B_0 s d\theta. \quad /2.14/$$

Тук  $ds$  е сумата от двете цилиндрични повърхнини, които описват двете активни страни на намотката при завъртането и на ъгъл  $d\theta$ , а  $l$ ,  $r$  и  $s$  са съответно дължината, радиуса и площта на намотката (фиг.2.4.б).

След заместване на израза (2.14) в (2.13) за двигателния момент се получава:

$$M_D = B_0 N s I. \quad /2.15/$$

При галванометричните измервателни механизми съпротивителния момент  $M_C$  се създава по механичен път чрез спирални пружини и зависи от ъгъла на завъртане:

$$M_C = -k_c \theta. \quad /2.16/$$

Установеното положение на подвижната част се определя при равновесието между двигателния и съпротивителния момент  $M_D = |M_C|$ . Като имаме предвид изразите (2.15) и (2.16), за отклонението на подвижната част се получава:

$$\theta = \frac{B_0 N s}{k_c} I = S_I I, \quad /2.17/$$

където величината  $S_I = \frac{B_0 N s}{k_c}$  се нарича чувствителност на магнитоелектрическия механизъм.

Вижда се, че функцията на преобразуване на магнитоелектрическия механизъм  $\theta = f(I)$  е линейна и чувствителността му  $S_I$  е постоянна за целия работен обхват. Скалата на такива механизми е равномерна. Съгласно (2.17), посоката на завъртане на подвижната част се променя при промяна на посоката на тока  $I$  през намотката.

В магнитоелектрическите механизми не се използват специални затихватели, защото необходимото затихване се създава от магнитноиндукционен момент. Той се поражда от взаимодействието между полето на постоянния магнит и индуцираните токове в алуминиевата рамка и намотката при движението им.

Обикновените магнитоелектрически механизми служат за преобразуване на постоянен ток в ъглово отклонение. Те имат ниска собствена механична честота  $\omega_0$  на подвижната си част. За това при протичане на променлив ток с честота над  $20 - 30 \text{ Hz}$  през намотката, механизмът реагира на средната стойност на двигателния момент, създаден от този ток. При периодични симетрични токове (например синусоидални), средната стойност на двигателния момент е нула и подвижната част на механизма не се отклонява.

При логометричните магнитоелектрически механизми (фиг.2.5) на подвижната част се закрепват две намотки (1 и 2), през които протичат токове  $I_1$  и  $I_2$ . Тези токове се подават през тънки метални нишки, които практически не създават механичен съпротивителен момент и ако механизмът не е включен, подвижната му част заема произволно положение. Конструктивно се създава неравномерна въздушната междина, което е причина и магнитното поле в нея да е неравномерно ( $B = f(\theta)$ ). При протичането на токовете  $I_1$  и  $I_2$  възникват моментите  $M_1$  и  $M_2$ , насочени един срещу друг. Посоката на завъртане на подвижната част зависи от знака на разликата на двата момента. Установеното отклонение се определя от равенството  $M_1 = M_2$ , което съгласно (2.15) приема вида:

$$B_1(\theta)s_1 N_1 I_1 = B_2(\theta)s_2 N_2 I_2. \quad /2.18/$$

Тук  $B_1(\theta)$  и  $B_2(\theta)$  са магнитните индукции при съответните активни страни на намотките. От (2.18) следва, че

$$\frac{I_1}{I_2} = f(\theta) \quad \text{или} \quad \theta = F(I_1/I_2), \quad /2.19/$$

т.е. ъгловото отклонение на подвижната част зависи от отношението на токовете, протичащи през двете намотки.

Предимствата на магнитоелектрическите измервателни механизми са:

- висока чувствителност (дължи се на силното собствено магнитно поле, при което даже и при малки входни токове се създава достатъчно голям двигателен момент);
- малка консумация на енергия (определя се от активното съпротивление на намотката);
- голяма точност (дължи се на стабилността на елементите на механизма);
- незначително влияние на външни паразитни магнитни полета (вследствие силното магнитно поле във въздушната междина);
- равномерна скала.

Недостатъци на тези механизми са по-високата цена и по-сложното устройство. Освен това реагират само на постоянен ток и имат малка претоварваща способност по ток (способността да издържат кратковременни претоварвания).

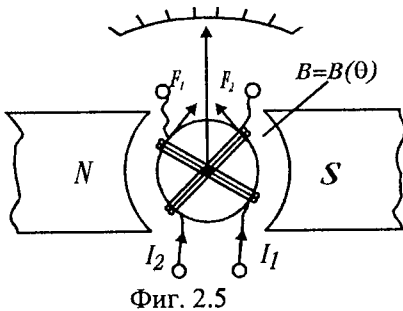
### **Магнитоелектрически измервателни уреди**

В магнитоелектрическите амперметри измервателният механизъм се включва във веригата на измервания ток или непосредствено, или чрез шунтово съпротивление (шунт). Непосредственото включване се използва при микро- и милиамперметри за измерване на токове до  $20 + 50 \text{ mA}$ , които са допустими за тоководещите части на механизма (пружини, намотки и др.).

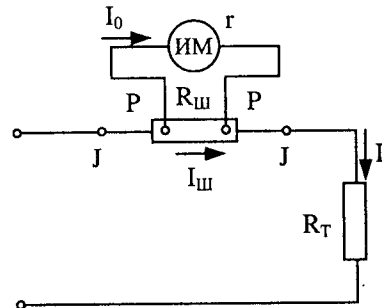
Електрически шунтове се използват при амперметри, когато измервания ток  $I$  е по-голям от номиналният ток  $I_0$ , необходим за пълното отклонение на подвижната част на механизма. Шунтовете са най-простите измервателни преобразуватели на ток в напрежение. Те са резистори с малко съпротивление, които се включват във веригата през токови изводи (клеми)  $J$ , а измервателният механизъм се свързва паралелно към потенциални клеми  $P$  (фиг.2.6). Ако отношението на токовете  $I$  и  $I_0$  е  $n = I/I_0$ , необходимото съпротивление на шунта  $R_{Ш}$  се изчислява чрез израза:

$$R_{Ш} = \frac{r}{n-1} \quad /2.20/$$

където  $n$  е т. нар. шунтов коефициент, а  $r$  е съпротивлението на подвижната намотка.



Фиг. 2.5



Фиг. 2.6

В магнитоелектрическите волтметри измерваното напрежение  $U$  се преобразува в ток  $I_0$ , необходим за отклонение на подвижната част (по 2.17). За целта във веригата, последователно на измервателния механизъм, се свързва допълнителен резистор със съпротивление  $R_d$  (фиг. 2.7), а волтметра се включва паралелно към веригата на измерваното напрежение.

Номиналното напрежение  $U_H$ , измерено от волтметра, зависи от тока на пълно отклонение на подвижната част  $I_0$  и общото съпротивление на измервателната верига  $R_V = r + R_d$ :

$$U_H = I_0 R_V = I_0 (r + R_d) \quad /2.21/$$

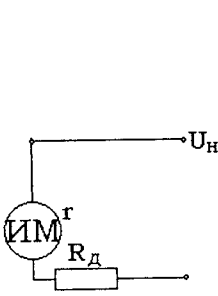
Чрез (2.21) може да се определи необходимото допълнително съпротивление  $R_d$  за получаване на волтметър с обхват  $U_H$  от магнитоелектрически механизъм със съпротивление  $r$  и номинален ток  $I_0$ :

Магнитоелектрическите волтметри и амперметри се произвеждат като преносими уреди и уреди за монтаж в табло. Преносимите уреди имат класове на точност 0,1 – 0,5, а уредите за табло – 1,0 – 5,0. Обхватите на амперметрите са от  $10^{-7}$  до  $7,5 \cdot 10^3$  А, а на волтметрите от  $0,5 \cdot 10^{-3}$  до  $3 \cdot 10^3$  V.

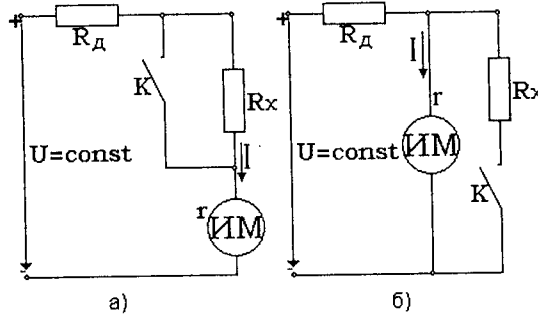
Омметрите са уреди за пряко измерване на активно съпротивление. На фиг.2.8.а,б са показани схемите на омметри с галванометричен магнитоелектрически механизъм (с вътрешно съпротивление  $r$ ) съответно със последователно и паралелно свързване на механизма и измерваното съпротивление  $R_x$ . Отклонението  $\theta$  на подвижната част на механизма съгласно (2.17) е пропорционално на тока  $I$  през него. Ако тези токове се изразят чрез закона на Ом в зависимост от конфигурацията на

двете вериги (виж Увод) и се заместят в (2.17), се получават изразите за показанието на уредите. При последователната схема (фиг.2.9.а) лесно се намира:

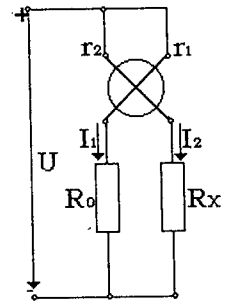
$$\theta = S_I I = S_I \frac{U}{r + R_D + R_X} \quad /2.22/$$



Фиг. 2.7



Фиг.2.8



Фиг. 2.9

При паралелната схема (фиг.2.9.б), като се има в предвид, че токът  $I$  тече през един паралелен клон на верига от смесено свързани съпротивления (Увод), след известни преобразувания се получава:

$$\theta = S_I I = S_I \frac{U R_X}{r R_X + R_D (r + R_X)} \quad /2.23/$$

В (2.22) и (2.23)  $R_D$  е съпротивлението на допълнителен ограничителен резистор, а  $S_I$  е чувствителността на измервателния механизъм.

При постоянно захранващо напрежение ( $U = \text{const}$ ) и в двата случая отклонението  $\theta$  е функция на измерваното съпротивление  $R_X$  и скалите на уредите се градуират на право в олове. От изразите (2.22) и (2.23) следва, че скалите и на двата омметра са неравномерни, като скалата на омметра с последователна схема е обратна ( $R_X = 0$  съответства на максималното отклонение), а скалата на омметра с паралелна схема е права.

Тъй като при експлоатация напрежението на захранващия източник (гальваничен елемент) се променя, необходима е периодична проверка на градуировката на скалата. В схемата от фиг.2.8.а при затваряне на ключа  $K$  омметра трябва да покаже  $R_X = 0$ , а в схемата на фиг.2.8.б при отваряне на ключа  $K$  да покаже  $R_X = \infty$ . В противен случай се извършва настройка, като се променя захранващото напрежение чрез подходящ делител или с помощта на специален шунт в механизма се поддържа  $S_I U = \text{const}$ .

Омметрите по първата схема са по-подходящи за измерване на по-големи съпротивления ( $R_X > 100\Omega$ ), а по втората – за по-малки съпротивления ( $R_X < 100\Omega$ ).

Разглежданите схеми се използват и в комбинираните уреди за измерване на ток, напрежение и съпротивление.

За да се избегне зависимостта на показанието на омметра от захранващото напрежение, се използват логомери – омметри с логометричен магнитоелектрически механизъм (фиг.2.9). Измерваното съпротивление  $R_X$  се свързва последователно с една от намотките на механизма. Токовете през двете намотки  $I_1$  и  $I_2$  се определят

по изразите  $I_1 = U/(r_1 + R_o)$  и  $I_2 = U/(r_2 + R_X)$ . Тогава съгласно (2.19) уравнението на скалата ще бъде:

$$\theta = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = F\left(\frac{r_2 + R_X}{r_1 + R_o}\right) = F_1(R_X), \quad /2.24/$$

т.е. показанието на уреда няма да зависи от захранващото напрежение.

По тази схема се строят логометрични мегаомметри, предназначени за измерване на големи съпротивления, каквито имат изолационните материали в електрическите съоръжения ( $10^8 - 10^{10} \Omega$ ). Най-често захранването на такива мегаомметри се осъществява от вграден генератор за постоянно напрежение ( $100 \div 5000 \text{ V}$ ) с ръчно задвижване (с индуктор). Класът им на точност не е висок ( $1,0 - 4,0$ ).

### 2.3. МАГНИТОЕЛЕКТРИЧЕСКИ ИЗМЕРВАТЕЛНИ УРЕДИ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

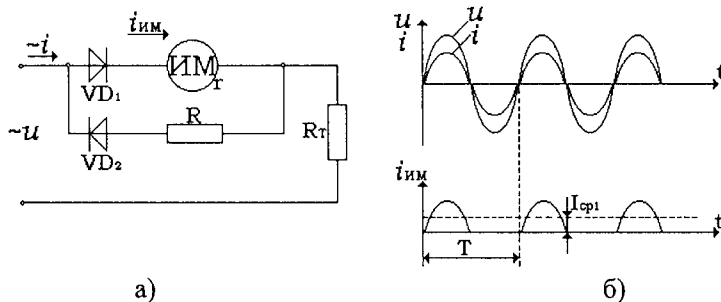
Магнитоелектрическите уреди притежават високи метрологични качества (голяма чувствителност и точност, малка консумация на енергия и др.), но пряко могат да се използват за измерване само на постоянни токове и напрежения. За да могат с тези уреди да се измерват и променливотокови величини, необходимо е в измервателната им схема да се включи преобразувател на променлива величина в постоянна, която се подава на магнитоелектрически измервателен механизъм. В зависимост от вида на преобразувателя приложение намират детекторни и термоелектрически измервателни уреди.

#### Детекторни уреди

В детекторните уреди се използват изправителни детекторни измервателни преобразуватели, построени на базата на полупроводникови изправителни диоди. (Действието на полупроводниковите диоди, тяхната волт-амперна характеристика и особености са разгледани подробно в Осма глава).

В зависимост от схемата на свързване на диодите детекторните уреди могат да бъдат с еднополупериодно и с двуполупериодно изправяне. Ще бъдат разгледани и двата случая при синусоидален измерван ток  $i(t) = I_m \sin \omega t$ .

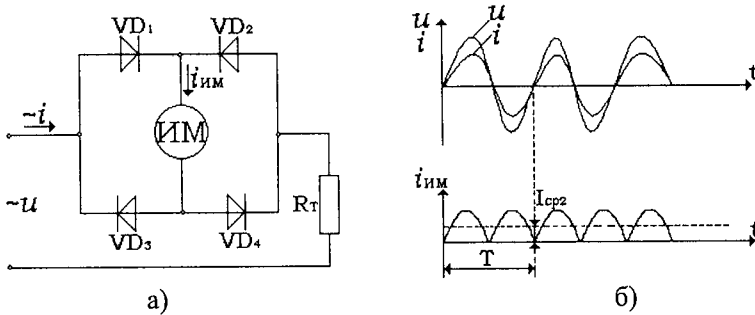
Схемата на милиамперметър с еднополупериодно изправяне е показана на фиг. 2.10а. Ток през измервателния механизъм ИМ ( $i_{\text{ИМ}}$ ) преминава само през положителния полупериод на входното напрежение  $u$  (фиг.2.10б), защото тогава диодът  $VD_1$  е отпушен.



Фиг. 2.10

През отрицателния полупериод на  $u$  и обратният полупериод на тока  $i$  през товара  $R_T$  се пропуска през помощния диод  $VD_2$  и  $R$  ( $R = r$ ). Веригата  $VD_2 - R$  създава еднакви условия за протичане на двата полупериода на променливия ток  $i$  и защитава  $VD_1$  от пробив по време на обратното напрежение върху него.

На фиг.2.11а е дадена схема на детекторен милиамперметър с двуполупериоден изправителен преобразувател, построен по мостова схема. През положителния полупериод на напрежението  $u$  ток пропуска диодите  $VD_1$  и  $VD_4$ , а през отрицателния – диодите  $VD_2$  и  $VD_3$ . По такъв начин тока  $i_{ИМ}$  се формира и от двата полупериода на променливия ток, които преминават през ИМ еднопосочно (фиг.2.11б).



Фиг. 2.11

При всички изправителни преобразуватели токът  $i_{ИМ}$  протича през магнетоелектрическия механизъм в една посока (изправен пулсиращ ток) и съгласно (2.15) създава двигателен момент с моментна стойност:

$$M_t = B_0 N s i_{ИМ} \quad /2.25/$$

При измерване на променлив ток, поради инертността на подвижната част на ИМ, отклонението  $\theta$  се определя не от моментната стойност на двигателния момент, а от средната му стойност  $M_d$ . Тогава от (2.25) и (2.17) за момента  $M_d$  и показанието  $\theta$  при еднополупериодната схема (фиг. 2.10) се получава:

$$M_{d1} = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = B_0 N s \left( \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i dt \right) = B_0 N s I_{CP1},$$

$$\theta_1 = \frac{B_0 N s}{k_C} I_{CP1}, \quad /2.26/$$

а при двуполупериодната схема (фиг.2.11):

$$M_{d2} = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = B_0 N s \left( \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i dt \right) = B_0 N s I_{CP2},$$

$$\theta_2 = \frac{B_0 N s}{k_C} I_{CP2} = \frac{B_0 N s}{k_C} 2 I_{CP1}. \quad /2.27/$$

Тук  $T$  е периодът на тока  $i$ , а  $I_{CP1}$  и  $I_{CP2}$  са средните стойности на изправения ток, преминаващ през ИМ съответно за двете схеми. Вижда се, че установеното ъглово отклонение  $\theta$  при детекторните уреди е пропорционално на средната стойност на тока  $i_{ИМ}$ , като двуполупериодната схема осигурява два пъти по-голям среден ток през механизма и следователно два пъти по-голяма чувствителност по ток. Същев-

ременно мостовата схема е по-нечувствителна към малки напрежения, защото напрежението върху детекторния преобразувател се разпределя между два диода. Тогава може да се попадне в нелинейната част на волтамперната характеристика на диодите (виж Осма глава), където се нарушава изправителното им действие. В такъв случай по-подходящ е уред с еднополупериоден изправител.

С помощта на шунтове или допълнителни последователно свързани резистори от разгледаните схеми на милиамперметри могат да се получат схеми на амперметри и волтметри.

Широко приложение намират комбинираните многообхватни детекторни уреди за постоянни и променливи токове и напрежения.

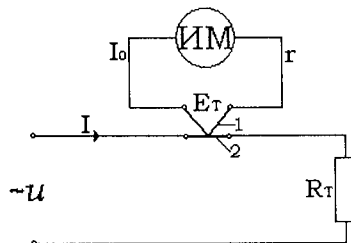
Независимо, че показанието на детекторните уреди е пропорционално на средната стойност на тока, посредством коефициента на формата на сигнала  $k_{\Phi}$  ( $k_{\Phi} = I/I_{CP}$ ) скалите им се градуират в ефективни стойности на тока (напрежението) при синусоиден режим ( $k_{\Phi} = 1,11$ ). При измерване на несинусоидални величини с такива уреди се допускат значителни грешки и показанията им трябва да се коригират с отношението  $k_{\Phi}/1,11$ , където  $k_{\Phi}$  е действителният коефициент на формата, ако е известен.

Класът на точност на детекторните уреди не е висок – обикновено 1,5 – 4,0, а честотната им област е ограничена до 20 kHz.

### Термоелектрически уреди

Те са съчетание на термоелектрически преобразувател с магнитоелектрически измервателен механизъм.

Термоелектрическият преобразувател се състои от термодвойка 1 и нагревател 2, през който протича измервания ток  $I$  (фиг. 2.12). Термодвойката е съставена от два проводника от различен материал, споени в единия си край. Ако споените краища се поставят при температура, по-висока от температурата на останалите два свободни края, между тях в следствие на термоелектрическия ефект, възниква постоянно термо е.д.н.  $E_T$ . В нагревателя 2 се извършва преобразуване на измервания ток в пропорционално на квадрата на ефективната му стойност  $I$  количество топлина  $Q_T$  в съответствие с закона на Джаул-Ленц, т.е.  $Q_T = k_1 I^2$ . Термодвойката 1 осъществява преобразуване на отделената в нагревателя топлина  $Q_T$  в постоянно е.д.н.  $E_T$ , което се измерва чрез магнитоелектрически механизъм.



Фиг. 2.12

При линейна функция на преобразуване на термодвойката за даден температурен интервал, може да се запише:

$$E_T = k_2 Q_T = k_1 k_2 I^2 \quad /2.28/$$

Тук  $k_1$  и  $k_2$  са константи на термоелектрическия преобразувател.

Токът през ИМ е  $I_0 = E_T/\gamma = k_1 k_2 I^2/\gamma$ , където  $\gamma$  е общото съпротивление на ИМ и термодвойката. Тогава уравнението на скалата на получения уред, съгласно (2.17) е:

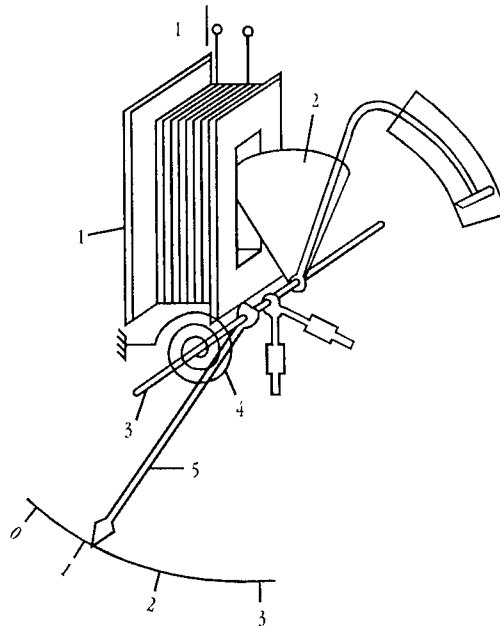
$$\theta = S_I I_0 = k_T I^2, \quad /2.29/$$

където  $k_T = S_I k_1 k_2/\gamma$  е коефициент на пропорционалност.

Термоелектрическите уреди намират приложение като амперметри за измерване на ефективната стойност на променливи токове с произволна форма в широк честотен обхват (до 200 MHz), но имат малка претоварваща способност и значителна собствена консумация.

## 2.4. УРЕДИ ОТ ЕЛЕКТРОМАГНИТНАТА СИСТЕМА

Двигателният момент  $M_d$  в електромагнитните механизми се дължи на взаимодействието между магнитното поле на неподвижна намотка 1, по която протича ток  $i$  и феромагнитна пластинка 2, ексцентрично закрепена на ос 3 (фиг.2.13). Съпротивителният момент  $M_C$  при галванометричен механизъм се създава от спирална пружина 4 ( $M_C = -k_C\theta$ ). Магнитното поле на намотката привлича пластинката към отвора, като се стреми да я разположи така, че енергията на полето да се увеличи. Оста, заедно с монтираната на нея стрелка 5, се завърта докато двигателният момент стане равен на съпротивителния.



Фиг. 2.13

Моментната стойност на двигателния момент се определя по формула (2.5) при  $i = \text{const}$ :

$$M_t = \frac{dW_{EM}}{d\theta} = \frac{d(Li^2/2)}{d\theta} = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL}{d\theta}. \quad /2.30/$$

където  $W_{EM} = (Li^2/2)$  е запасената електромагнитна енергия в намотката с пластинката при  $i = \text{const}$ , а  $L$  е индуктивността на намотката, която зависи от положението на пластинката (т.е. от ъгловото отклонение  $\theta$  на подвижната част).

При постоянен ток  $I$  двигателният момент е:

$$M_D = \frac{1}{2}I^2 \frac{dL}{d\theta}. \quad /2.31/$$

При променлив ток  $i(t)$ , поради инертността на подвижната част, механизмът реагира на средната стойност на двигателния момент  $M_D$ :

$$M_D = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt. \quad /2.32/$$

Тук  $M_t$  е моментната стойност на двигателния момент.

Тогава при ток със синусоидална форма  $i(t) = I_m \sin \omega t$ , по (2.32) се получава:

$$M_D = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} \left( \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt \right) = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\theta}. \quad /2.33/$$

където  $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt}$  е ефективната стойност на тока  $i(t)$ , а  $T$  неговият период.

От условието за установен режим (при равновесие между двигателния и съпротивителния момент  $M_D = |M_C|$ ) за функцията на преобразуване на електромагнитните измервателни механизми се получава:

$$0 = \frac{1}{2k_c} I^2 \frac{dL}{d\theta} \quad /2.34/$$

От горния израз се вижда, че отклонението  $\theta$  зависи от квадрата на измервания ток и е еднакво при постоянен и променлив ток с ефективна стойност равна на стойността на постоянния ток, т.е. електромагнитните механизми са приложими при постоянен и променлив ток. Освен това зависимостта на ъгъла на отклонение от тока е нелинейна, но чрез подходящ подбор на формата и размерите на намотката и феромагнитната пластинка се постига такъв вид на отношението  $dL/d\theta$ , който осигурява равномерност на скалата в работната ѝ част (25 % – 100 %).

Електромагнитните механизми се използват за изработване основно на амперметри и волтметри.

При амперметрите намотката се включва последователно във веригата, така че през нея да протича целия измерван ток. Тогава уравнението на скалата се представя с (2.34). Обхватът на тези амперметри се разширява чрез секциониране на намотката и превключване на секциите ѝ, а при измерване само на променлив ток – чрез включване на измервателен токов трансформатор (Четвърта глава). Електромагнитните амперметри за директно измерване се изработват с обхвати от 5 mA до 300 A с клас на точност 0,5 – 2,5 и за честоти до 1500 Hz.

При електромагнитните волтметри последователно на намотката се включва допълнителен резистор със съпротивление  $R_D$  за осигуряване на необходимия обхват (фиг.2.7). За измерване на напрежение, по-високо от 500 – 600 V, обхвата се

разширява чрез измервателен напрежителен трансформатор (Четвърта глава). Минималните обхвати на тези волтметри са сравнително високи, защото при малки обхвати токът на пълно отклонение на механизма има голяма стойност и консумацията на енергия е значителна. Ъгловото отклонение на подвижната част на волтметъра съгласно (2.34) е:

$$\theta = \frac{1}{2k_C} \frac{U^2}{(Z + R_D)^2} \frac{dL}{d\theta}, \quad /2.35/$$

където  $Z$  е пълното съпротивление (импеданса) на измервателния механизъм. Електромагнитните волтметри се произвеждат с обхвати от 0,5 до 600 V с класове на точност 0,5 – 2,5 и за честоти до 1500 Hz.

Ограничено приложение намират и т.н. вибрационни (резонансни) честотомери. При тях в полето на електромагнит са поставени стоманени пластинки с различни размери, закрепени неподвижно в единия си край. Вследствие на електромагнитните сили на привличане, при захранване на електромагнита със синусоидално напрежение с честота  $f$ , свободните краища на пластинките трептят. Максимална амплитуда на трептене се наблюдава при пластинката, чиято собствена резонансна честота е равна на честотата на силите на привличане  $2f$ . Тези честотомери имат диапазонни обхвати – от 45 до 55 Hz и от 450 до 550 Hz. Грешката им е от порядъка на 1,5-2,5%.

Електромагнитните измервателни уреди са с проста конструкция, сигурни са при експлоатация и издържат значителни токови претоварвания, защото през еластичните елементи и подвижната част на механизма не протича ток. На това се дължи широкото им разпространение в практиката, където се използват главно за измерване на променлив ток с промишлена честота (50 Hz).

Като недостатъци на тези уреди могат да се посочат относително високата консумирана мощност, невисоката точност и чувствителност, както и силното влияние на външни магнитни полета вследствие слабото собствено магнитно поле на механизма.

## 2.5. УРЕДИ ОТ ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНАТА СИСТЕМА

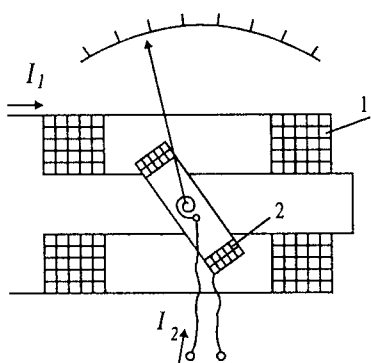
При електродинамичните галванометрични механизми (фиг. 2.14) двигателният момент  $M_D$  възниква от взаимодействието на магнитните полета на неподвижна намотка 1 и подвижна намотка 2. Неподвижната намотка обикновено има две секции, разделени с въздушна междина, в която върху ос е закрепена подвижната намотка и стрелката. Токът през подвижната намотка се подава чрез спирални пружини, създаващи и съпротивителния момент  $M_C = -k_C\theta$ .

Електромагнитната енергия  $W_{EM}$  на системата от две намотки е:

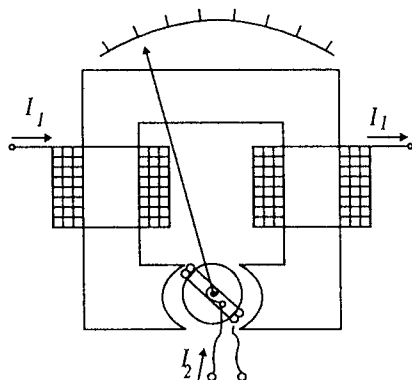
$$W_{EM} = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M_{12} i_1 i_2. \quad /2.36/$$

където  $L_1$  и  $L_2$  са индуктивностите на подвижната и неподвижната намотки,  $M_{12}$  – взаимната индуктивност между тях, а  $i_1$  и  $i_2$  – съответните токове през двете намотки.

Тъй като намотките се намират изцяло във въздуха, техните индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  не зависят от взаимното им разположение, т.е. от ъгловото отклонение  $\theta$  на подвижната част.



Фиг. 2.14



Фиг. 2.15

При протичане на токове през двете намотки, подвижната част на механизма се завърта от възникналия двигателен момент с моментна стойност  $M_t$  :

$$M_t = \frac{dW_{EM}}{d\theta} = i_1 i_2 \frac{dM_{12}}{d\theta} \tag{2.37}$$

т.е. той зависи от произведението на токовете  $i_1$  и  $i_2$  и взаимното положение на двете намотки (от  $dM_{12}/d\theta$ ).

Феродинамичните измервателни механизми (фиг.2.15) са разновидност на електродинамичните. При тях неподвижната намотка е навита върху магнитопровод от феромагнитен материал.

При постоянни токове  $I_1$  и  $I_2$  двигателният момент е:

$$M_D = I_1 I_2 \frac{dM_{12}}{d\theta} \tag{2.38}$$

При променливи токове  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  с честота над 15 – 20 Hz, поради инертността на подвижната част, отклонението и се определя от средната стойност на двигателния момент  $M_D$ :

$$M_D = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_1(t) i_2(t) \frac{dM_{12}}{d\theta} dt, \tag{2.39}$$

където  $M_t$  е моментната му стойност.

Ако токовете са синусоидални и дефазирани на ъгъл  $\Psi$ , т.е.  $i_1(t) = I_{1m} \sin \omega t$  и  $i_2(t) = I_{2m} \sin(\omega t - \Psi)$ , по (2.39) за двигателният момент се получава следният израз:

$$M_D = I_1 I_2 \cos \Psi \frac{dM_{12}}{d\theta} \tag{2.40}$$

Тук  $I_1$  и  $I_2$  са ефективните стойности на  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$ .

От условието за равновесие на моментите при установен режим  $M_D + M_C = \theta$ , се определя ъгловото отклонение  $\theta$  на подвижната част. При постоянни токове  $I_1$  и  $I_2$  то е:

$$\theta = \frac{1}{k_C} I_1 I_2 \frac{dM_{12}}{d\theta} \tag{2.41}$$

а при синусоидални токове  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$ :

$$\theta = \frac{1}{k_C} I_1 I_2 \cos \Psi \frac{dM_{12}}{d\theta}, \quad /2.42/$$

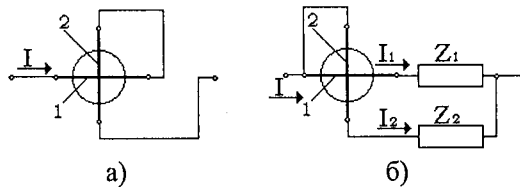
където  $I_1$  и  $I_2$  са ефективните стойности на токовете съответно през неподвижната и подвижната намотки, а  $\Psi$  е фазовата разлика между тях.

Получените функции на преобразуване на галванометричните електродинамични и феродинамични механизми (2.41) и (2.42) показват възможността да се преобразува произведението от две ( $I_1, I_2$ ) или три ( $I_1, I_2, \cos \Psi$ ) входни величини в една изходна  $\theta$ . Това се използва при изработване на електродинамични амперметри, волтметри и ватметри.

Амперметри се изработват по схемите, показани на фиг.2.16. За измерването на токове до 0,5 А неподвижната 1 и подвижната 2 намотки се свързват последователно (фиг.2.16.а), а за по-големи токове двете намотки се свързват паралелно (фиг.2.16.б), за да не се прегряват тоководещите спирални пружини. При първата схема  $I_1 = I_2 = I$  и  $\cos \Psi = 1$  и съгласно (2.42) се намира:

$$\theta = \frac{1}{k_C} I^2 \frac{dM_{12}}{d\theta} \quad /2.43/$$

При паралелно свързване на двете намотки, параметрите (импедансите) им  $Z_1$  и  $Z_2$  се подбират така, че токовете  $I_1$  и  $I_2$  да съвпадат по фаза (т.е.  $\cos \Psi = 1$ ) и да са пропорционални на тока  $I$ . Тогава  $I_1 = k_1 I$ ,  $I_2 = k_2 I$  ( $k_1$  и  $k_2$  са коефициенти на пропорционалност) и следователно:



Фиг.2.16

$$\theta = \frac{k_1 k_2}{k_C} I^2 \frac{dM_{12}}{d\theta} = k I^2 \frac{dM_{12}}{d\theta}. \quad /2.44/$$

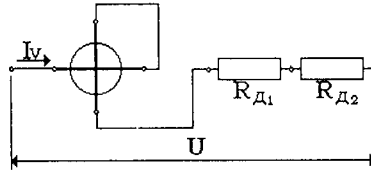
Тук  $k = \frac{k_1 k_2}{k_C}$  е константа.

Вижда се, че при всички електродинамични амперметри ъгловото отклонение зависи от квадрата на измервания ток и за това те са приложими за измерване както на постоянен, така и на ефективната стойност променлив ток. Такива уреди най-често се произвеждат със два обхвата, които се реализират чрез последователно или паралелно включване на намотките им.

При електродинамичните и феродинамичните волтметри двете намотки са свързани последователно с допълнителни резистори  $R_{D1}$  и  $R_{D2}$  (фиг. 2.17). Токовете през намотките и резисторите са  $I_1 = I_2 = I_V = U/Z_V$ , а  $\cos \Psi = 1$  и съгласно (2.41) и (2.42) се определя:

$$\theta = \frac{1}{k_C Z_V^2} \frac{dM_{12}}{d\theta} U^2 \quad /2.45/$$

Тук  $U$  е измерваното напрежение, а  $Z_V$  е пълното вътрешно съпротивление на волтметра (сумата от активните и реактивните съпротивления на намотките и допълнителните резистори).



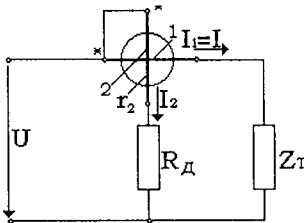
Фиг. 2.17

Следователно и с тези волтметри могат да се измерват постоянно напрежение и ефективната стойност на променливо напрежение. При многообхватните волтметри последователно на измервателния механизъм се включват допълнителни резистори.

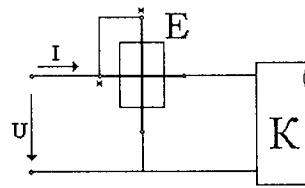
Изразите за ъгловото отклонение при амперметрите и волтметрите показват, че скалите им са неравномерни – зависят от отношението  $dM_{12}/d\theta$ . Чрез конструктивни мерки това отношение се подбира така, че се постига равномерност на скалата след първите 25% от дължината ѝ.

При променлив ток за разширяване на обхватите на амперметрите и волтметрите се използват измервателни трансформатори (Четвърта глава).

При електродинамичните (феродинамичните) ватметри свързването на двете намотки е външно и се осъществява от оператора в хода на реализиране на измервателната схема. Неподвижната (токовата) намотка 1 се включва последователно във веригата и през нея протича токът  $I$  на електрическия товар  $Z_T$ , чиято мощност измерваме. Подвижната (напрежителна) намотка 2 заедно с допълнителния резистор  $R_D$  се свързва към напрежението на товара  $U$ , т.е. паралелно на  $Z_T$  (фиг.2.18).



Фиг. 2.18



Фиг. 2.20

При включване във верига за постоянен ток през намотките на ватметъра протичат токове

$$I_1 = I \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{U}{(r_2 + R_D)}, \quad /2.46/$$

където  $r_2$  е активното съпротивление на напрежителната намотка. Тогава за ъгловото отклонение съгласно (2.41) се получава:

$$\theta = \frac{1}{k_C} \frac{UI}{R_D + r_2} \frac{dM_{12}}{dt} = S_P P \quad /2.47/$$

Тук  $P = UI$  е активната мощност във веригата на консуматора  $Z_T$ , а  $S_P = \frac{1}{k_C(R_D + r_2)} \frac{dM_{12}}{dt}$  е чувствителността на ватметъра.

При променлив ток в повечето случай индуктивното съпротивление на подвижната намотка  $X_2$  е много по-малко от активното ( $X_2 \ll r_2 + R_d$ ) и може да се пренебрегне. Тогава за токовете са в сила зависимостите (2.46) и може да се приеме, че токът през напржителната верига  $I_2$  съвпада по фаза с приложеното към нея напрежение  $U$ . Отгук фазовата разлика  $\Psi$  между токовете  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  е равна на фазовата разлика  $\varphi$  между тока  $\dot{I}$  и напрежението  $\dot{U}$ . След заместване на (2.46) в (2.42) за ъгъла на завъртане на подвижната част се получава

$$\theta = \frac{1}{k_C} \frac{U I \cos \varphi}{R_d + r_2} \frac{dM_{12}}{dt} = S_P P \quad /2.48/$$

Тук  $P = UI \cos \varphi$  е активната мощност на консуматора  $Z_T$  при променлив синусоидален ток, а  $S_P$  е чувствителността на ватметъра.

За да се получи линейна функция на преобразуване  $P(\theta)$  е необходимо да е изпълнено условието  $dM_{12}/d\theta = \text{const}$ . То се реализира чрез подбор на размерите на двете намотки, поради което ватметрите имат практически равномерна скала.

От (2.47) и (2.48) се вижда, че ватметрите са полярни уреди, т.е. посоката на отклонението им зависи от полярността на тока  $I$  и на напрежението  $U$ . Ако се промени посоката на тока само в една от намотките, променя се и посоката на двигателния момент. За правилно свързване на ватметъра са отбелязани със звезда или стрелка по един от изводите на токовата и напржителната му намотки (т. н. генераторни краища). Тези изводи се включват към страната на източника на захранване. При такова включване на положително показание съответства генерирана мощност откъм входа (генераторните изводи) и консумирана откъм изхода на ватметъра. При неправилно свързване отклонението на ватметъра е в обратна посока.

Електродинамичните измервателни уреди са най-точните електромеханични уреди, които се използват най-често за лабораторни измервания и имат клас на точност 0,05-0,5. Високата точност се дължи на конструкцията на електродинамичния механизъм, при които магнитните потоци се затварят през въздушна среда (линейна магнитна верига) и са точно пропорционални на възбуждащите ги токове. Вследствие липсата на магнитопровод собственото магнитно поле е слабо и тези уреди силно се влияят от външни (паразитни) магнитни полета. За да се намалят грешките от такива влияния се използва магнитно екраниране. Освен това електродинамичните уреди имат по-малка чувствителност от магниеелектрическите и голяма собствена консумирана мощност. Затова не са приложими за измерване на малки токове и напрежения. Уредите имат малка претоварваща способност и са сравнително сложни и скъпи.

При феродинамичните уреди вследствие на канализирания магнитен поток чрез магнитопровод, значително се увеличава собственото магнитно поле и двигателният момент. В резултат на това се увеличава чувствителността и същевременно се намалява влиянието на външни магнитни полета и собствената им консумирана мощност. Недостатък на тези уреди са допълнителните грешки от хистерезис и вихрови токове в магнитопровода. За това те са по-неточни (с класове на точност 1,0 - 2,5).

## 2.6. УРЕДИ ОТ ИНДУКЦИОННАТА СИСТЕМА

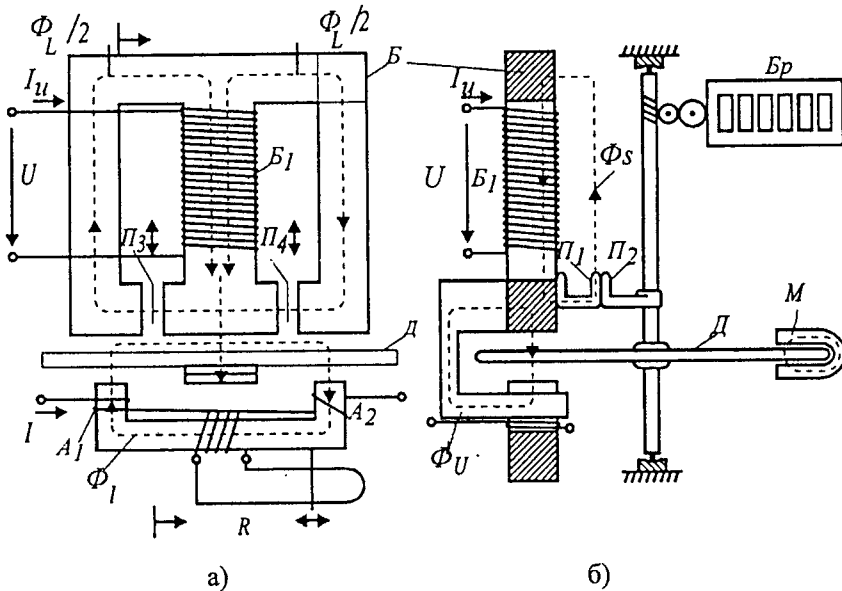
Принципът на действие на индукционните измервателни механизми се основава на взаимодействието между променливи магнитни потоци и индукираните от

тях вихрови токове в подвижна електропроводяща част. Тези механизми понастоящем се използват почти изключително за конструиране на интегриращи уреди за измерване на електрическа енергия във вериги за променлив ток – електромери, които ще бъдат разгледани по-подробно.

На фиг.2.19.а,б е дадено принципното устройство на еднофазен индукционен електромер за активна енергия. Основните съставни части са: токов електромагнит А с две последователно свързани намотки  $A_1$  и  $A_2$ , напрехителен електромагнит Б с една намотка  $B_1$ , алуминиев диск Д и постоянен магнит М. Дискът Д е разположен между електромагнитите и между полюсите на постоянния магнит. Дискът може да се върти заедно с оста си, към която посредством червячна предавка е свързан броячен механизъм Бр.

През намотките на токовия електромагнит протича токът  $I$  на консуматора и възбужда магнитен поток  $\Phi_L$ , който пресича два пъти диска Д.

Намотката на напрехителния електромагнит се включва паралелно на напрежението на консуматора и тока през нея  $I_U$  възбужда магнитните потоци  $\Phi_U$ ,  $\Phi_L$ ,  $\Phi_S$ . Неработният поток  $\Phi_L$  се затваря изцяло през страничните шунтиращи клонове на магнитопровода Б, а неизбежният поток на разсейване  $\Phi_S$  се затваря през въздуха около  $B_1$ . Дискът се пресича само от потока  $\Phi_U$ .



Фиг.2.19

Алуминиевият диск се пресича три пъти от работните магнитни потоци—два пъти от  $\Phi_L$  и веднъж от  $\Phi_U$ . Тези променливи магнитни потоци са различни по големина и фаза и пулсират в разместени в една спрямо друга равнини. Така се получава резултантно бягащо магнитно поле, което пресичайки електропроводимия диск, индуцира в него вихрови токове. От взаимодействието на тези вихрови токове с бягащото магнитно поле се поражда двигателен момент  $M_D$ , завъртащ диска по посока

на преместване на полето. Въз основа на запасената електромагнитна енергия в механизма за  $M_D$  се намира:

$$M_D = k_D f \Phi_I \Phi_U \sin \Psi, \quad /2.49/$$

където  $\Psi$  е ъгълът между потоците  $\Phi_U$  и  $\Phi_I$ ,  $f$  е честотата на захранващото напрежение, а  $k_D$  геометрична константа.

От (2.49) се вижда, че индукционните уреди са предназначени за експлоатация в електроенергийни системи с определена честота.

Вследствие на значителните въздушни междини, магнитните вериги на потоците  $\Phi_U$  и  $\Phi_I$  са линейни и може да се приеме, че тези потоци са пропорционални на съответните възбуждащи ги токове, т.е.:

$$\Phi_I = k_I I_I, \quad \Phi_U = k_U I_U. \quad /2.50/$$

Токовата и напрежителната намотки на електромерите се свързват както при ватметър, но без допълнителен резистор (фиг.2.20). За  $I_U$  може да се запише:

$$I_U = \frac{U}{\sqrt{R_U^2 + X_U^2}} \approx \frac{U}{X_U}. \quad /2.51/$$

защото активното съпротивление на напрежителната намотка  $R_U$  е много по-малко от индуктивното  $X_U$  ( $R_U \ll X_U$ ). Но  $X_U = 2\pi f L_U$ , където  $L_U$  е индуктивността на напрежителната намотка. Тогава се получава, че магнитният поток на електромагнитна  $B$  е пропорционален на напрежението  $U$ :

$$\Phi_U = k_U \frac{U}{2\pi f L_U} = k'_U \frac{U}{f}, \quad /2.52/$$

където  $k'_U = k_U / 2\pi L_U$  е константа.

За двигателния момент на механизма съгласно (2.49), (2.50) и (2.52) се намира:

$$M_D = k_D f k'_U k_I \frac{U}{f} I \sin \Psi = k U I \sin \Psi, \quad /2.53/$$

където  $k = k_D k'_U k_I$  е общата константа.

За да се измерва електрическа енергия, е необходимо двигателният момент  $M_D$  да бъде пропорционален на активната мощност на консуматора  $P = UI \cos \varphi$ . Това е възможно, ако  $\sin \Psi = \cos \varphi$ , т.е.

$$\Psi = \frac{\pi}{2} - \varphi, \quad /2.54/$$

където  $\varphi$  е фазовата разлика между тока  $I$  и напрежението  $U$  на консуматора. Тогава за двигателния момент се получава:

$$M_D = k U I \cos \varphi = k P \quad /2.55/$$

Условието (2.54) се реализира чрез включването на допълнителни елементи, с които се изменят загубите в електромагнитите и дефазирането между токовете и магнитните потоци в механизма. Един начин за такава корекция е включването на допълнителна намотка с няколко навивки на токовия електромагнит и проводник с регулируемо съпротивление  $R$ . Друг начин е поставянето на подвижни медни пластинки  $\Pi_3$  и  $\Pi_4$  във въздушните междини на напрежителния електромагнит, които се пресичат от неработния поток  $\Phi_L$  (фиг.2.19.а,б).

Съпротивителният (спирачният) момент  $M_C$  в механизма на електромера се създава, за да се постигне постоянна честота на въртене, пропорционална на консумираната енергия. Без  $M_C$  дискът би се въртял ускорително. Съпротивителният момент се поражда от взаимодействието на магнитния поток на постоянния магнит  $M$  и вихровите токове, индуцираните от него, при въртенето на диска. Той е пропорционален на ъгловата скорост на въртене на диска  $\omega$ :

$$M_C = -k_C \omega = -k_C \frac{d\theta}{dt} \quad /2.56/$$

където  $\theta$  е ъгъла на завъртане на диска, а  $k_C$  е геометрична константа.

В установен режим е изпълнено равенството

$$M_D + M_C = 0, \quad /2.57/$$

откъдето, съгласно (2.55) и (2.56) се получава:

$$kP = k_C \frac{d\theta}{dt} \quad /2.58/$$

Ако се интегрира (2.58) за интервал от време  $\Delta t = t_2 - t_1$ , за което време дискът изминава  $n$  оборота (завърта се на ъгъл  $2\pi n$ ), се получава:

$$k \int_{t_1}^{t_2} P dt = k_C \int_0^{2\pi n} d\theta \quad /2.59/$$

От горното равенство за енергията  $W$ , преминала през веригата на консуматора за времето  $\Delta t$  може да се запише:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt = \frac{k_C}{k} \int_0^{2\pi n} d\theta = \frac{2\pi k_C}{k} n = k_E n. \quad /2.60/$$

където  $k_E = 2\pi k_C / k$  е константата на електромера.

Константата на електромера  $k_E$  определя количеството енергия, което съответства на завъртане на диска на един оборот.

Равенството (2.60) показва, че измерваната енергия  $W$  за даден интервал от време е пропорционална на константата на електромера  $k_E$  и броят на оборотите  $n$ , извършени от диска за това време. Измерваната енергия се отчита по показанията на броячния механизъм, градуиран обикновено в kWh.

На табелката на всеки електромер се дава т.н. преводно число  $N$ , равно на броя на оборотите на диска, за които се регистрира консумация на енергия, равна на 1 kWh. От реципрочната стойност на преводното число се изчислява константата на електромера ( $k_E = 1/N$ ).

За измерване на енергията в трифазни вериги се произвеждат двуелементни и триелементни индукционни електромери, които се състоят от два или три механизма от описания тип (фиг. 2.19), чиито дискове са закрепени на обща ос. Веригите им се свързват по схемите за измерване на трифазна мощност с два или три ватметъра съответно при трипроводни или четирипроводни линии (Глава трета).

Ако на оста на индукционния механизъм вместо брояч се монтира стрелка и спирална пружина за създаване на съпротивителен момент (както при разгледаните галванометрични механизми), полученият механизъм може да се използва за изработване на амперметри, волтметри и ватметри. Индукционните амперметри, волтметри и ватметри имат все по-ограничено приложение поради ниските си метроло-

гични качества – голяма собствена консумация на енергия и големи честотни грешки. Произвеждат се и като самопишещи уреди, защото през подвижната им част не протича ток и имат голям двигателен момент.

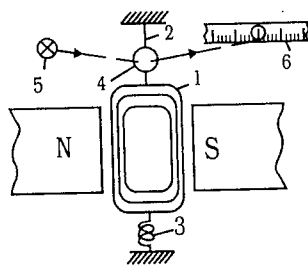
Всички индукционни уреди се използват само във вериги за променлив ток и напрежение и показанията им зависят от честотата. Грешките им са над 1%. Ценно качество на тези уреди е, че издържат големи токови претоварвания. Сега се произвеждат електромери, които запазват нормираните си метрологични характеристики дори при токови претоварвания от 3 до 10 пъти.

## 2.7. ГАЛВАНОМЕТРИ

Галванометрите са уреди с много висока чувствителност и служат за измерване на много малки токове, напрежения и количество електричество. Много често тези уреди се използват като нулеви индикатори за установяване на липса на ток или напрежение в дадена верига.

Най-голямо приложение са намерили галванометрите с магнитоелектрически механизъм. Те имат най-висока чувствителност, която се постига чрез намаляване на съпротивителния момент и чрез използване на светлинно отчитане с голяма дължина на светлинният лъч.

На фиг.2.21 е показано принципното устройство на стационарен магнитоелектрически галванометър с външно оптично устройство за отчитане с голяма дължина на лъча. Електрическата верига на механизма е съставена от подвижна намотка 1, окачена между полюсите на постоянен магнит на нишката 2 и спиралата 3, която не създава съпротивителен момент. Към нишката е закрепено огледалце 4, което насочва светлинния лъч от светлинен източник 5 към скала 6, където се отчита ъгловото завъртане на намотката.



Чувствителността и константата на галванометрите, както и характерът на движение на подвижната им част (описва се с уравнение (2.9)) се определят от конструкцията на уреда и от електрическото съпротивление на измервателната верига, в която участва и намотката на механизма. Чрез включване на външни съпротивления могат да се изменят основните характеристики на галванометрите.

С обикновените магнитоелектрически галванометри се измерват много малки постоянни токове (под  $10^{-5}$  А) и напрежения. При тях от особена важност е времето на затихване, за което се установява показанието на уреда при включване и изключване или при промяна на големината на входната величина. Подходящ режим на движение на подвижната част с малко време на затихване се осъществява чрез изменение на съпротивлението на измервателната верига на галванометъра.

При някои електрически и магнитни измервания за определяне на количество електричество на кратковременни токови импулси се използват балистични галванометри. Те се различават от обикновените галванометри по изкуствено увеличаване на инерционен момент и големия период на свободни колебания на подвижната част (15 – 30 s). Отчита се първото максимално отклонение, което е пропорционално на количеството електричество на преминалия ток импулс.

Вибрационните галванометри служат за измерване на малки променливи токове и напрежения или за нулеви индикатори в променливотокови вериги. Те се конструират с много малък инерционен момент на подвижната им част, която извършва колебания под действието на променливия двигателен момент. Амплитудата на тези колебания е пропорционална на амплитудата на измервания ток. Тези уреди се изработват най-често с честотен обхват 30 – 100 Hz.

## 2.8. САМОПИШЕЩИ УРЕДИ

Самопишещите уреди са електромеханични уреди, които са предназначени основно за записване на изменението на електрически величини във времето.

В зависимост от структурната си схема, самопишещите уреди се делят на две групи: уреди с пряко преобразуване и уреди с уравнивяване.

Уредите с уравнивяване (автоматични компенсатори и мостове) са разглеждани в следващата глава.

Уредите с пряко преобразуване се състоят от електромеханичен измервателен механизъм и допълнително устройство, което записва измерваната величина върху хартиена лента (фиг.2.22). Подвижната част 1 освен стрелка има пишещо приспособление, което чертае върху движеща се диаграмна хартиена лента 2 стойността на измерваната величина като функция на времето. В зависимост от вида на преместването на пишещия орган (праволинейно или ъглово) се използва диаграмна лента с нанесена върху нея мрежа в правоъгълни или криволинейни координати.

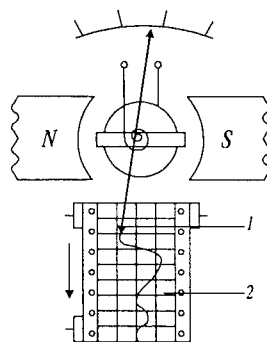
Пишещото приспособление значително увеличава триенето на подвижната част. За намаляване на грешката от триене в самопишещите уреди се използват измервателни механизми със сравнително голям въртящ момент – главно магнитоелектрически и феродинамични.

Магнитоелектрически галванометрични механизми се използват в самопишещите волтметри и амперметри, а магнитоелектрически логометрични механизми в съчетание с полупроводникови изправители и други елементи – в честотомери за записване на честота във вериги с променливо напрежение. Феродинамични механизми се използват в самопишещи волтметри, амперметри и ватметри за записване на ефективните стойности на ток и напрежение и на моментните стойности на електрическа мощност.

За регистрация на малки токове и напрежения в самопишещите уреди между входа и измервателния механизъм се включва измервателен усилвател, чрез който се осигурява необходимия въртящ момент на измервателния механизъм.

Използват се и двукоординатни самопишещи уреди, чрез които може да се регистрира функционалната зависимост между две величини.

Самопишещите уреди имат голяма инертност и се използват за запис на бавно изменящи се във времето величини (с честоти до няколко десетки херца). Основната им грешка е  $1 \pm 2,5\%$ .



Фиг.2.22

## 2.9 ЕЛЕКТРОННОЛЪЧЕВА ТРЪБА. ОСЦИЛОСКОП

Електроннолъчевата тръба е вакуумен електронен елемент с много широко приложение в измервателната техника, в телевизията, в редица специални електронни уреди. Нейното предназначение е да преобразува електрическите сигнали в светлинно изображение.

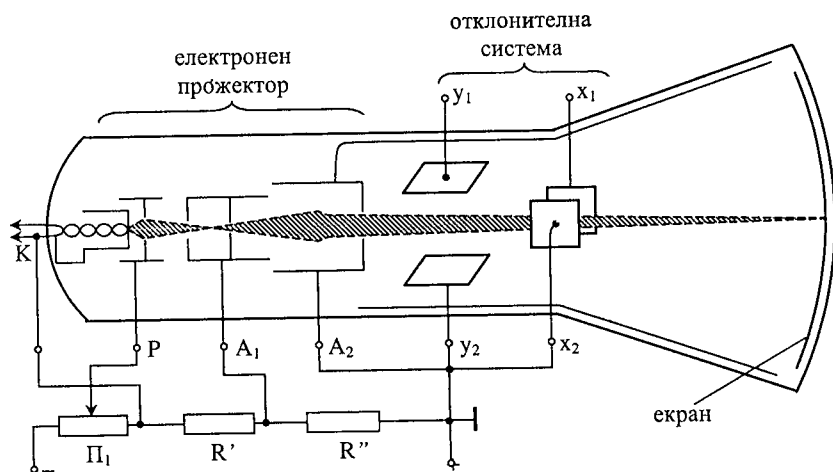
Електроннолъчевата тръба представлява конусообразна стъклена колба с удължено гърло, в която е реализиран висок вакуум. В нейната конструкция са обособени три основни възела: електронен прожектор, отклонителна система и екран /фиг.2.31/.

Електронният прожектор създава поток от електрони и го фокусира в тънък електронен лъч, насочен към екрана. Последният е покрит с вещество, което има свойството да луминесцира под действие на електронната "бомбардировка"

Електронният прожектор е съставен от следната система електроди: катод К, решетка Р, първи и втори анод –  $A_1$ , и  $A_2$ .

Катодът на тръбата представлява цилиндрична капсула, върху външната повърхност на чието дъно е нанесено активно вещество с малка отделителна работа на електроните /за получаване на електронен поток се използва явлението термоелектронна емисия/. Във вътрешността на капсулата е поставен нагревател.

Непосредствено до катода е разположен управляващият електрод – решетката Р. Тя представлява метален цилиндър с тесен отвор срещу дъното на катода. На решетката /нарича се още венелтов цилиндър/ се подава отрицателно напрежение спрямо катода, стойността на което може да се регулира с потенциометъра  $\Pi_1$ . По такъв начин се изменя броя на преминалите чрез венелтовия цилиндър електрони и оттам яркостта на светене на екрана.



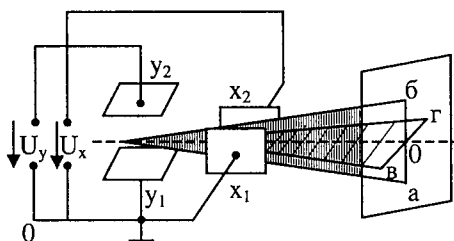
Фиг. 2.31

Ускоряването на електроните от катода към анода и пълната им фокусировка в конусообразен лъч се извършва от двата анода  $A_1$  и  $A_2$ , на които се подава положително напрежение от 300 до 1500 V за първия и от 1000 до 5000 V за втория анод /при някои тръби напрежението на анода  $A_2$  достига до 25 kV/. Първият анод има

по-малък диаметър и обикновено е реализиран с две до три диафрагми, а вторият е с по-широк диаметър и има една диафрагма. В резултат на тази конструкция и така подадените напрежения се образува електрическо поле със сложна конфигурация, което оформя електронния поток в сходящ тесен лъч. Последният предизвиква върху екрана рязко очертано, с малки размери светещо петно /диаметърът му се движи в границите от 0,5 до 1,0 mm/.

*Отклонителната система* се състои от две двойки успоредни пластинки, разположени взаимно перпендикулярно – съответно вертикално и хоризонтално по пътя на електронния лъч. Едната двойка се нарича вертикално отклоняващи пластинки и е означена с  $Y_1$  и  $Y_2$ , а втората – хоризонтално отклоняващи пластинки и се означава с  $X_1$  и  $X_2$ . На фиг. 2.32 е показан принципът на отклонение на електронния лъч.

Пластинките  $X_2$  и  $Y_2$  имат високия потенциал на втория анод  $A_2$ , които са съединени заедно и същевременно към “маса” /земя/ – фиг. 2.31. Когато напреженията  $U_x$  и  $U_y$ , приложени на пластините  $X$  и  $Y$  са нула, електронният лъч се движи по надлъжната ос на тръбата, тъй като не изпитва никаква отклоняваща сила, т.е. при нулев потенциал на отклоняващите пластини лъчът попада в центъра на екрана.



Фиг. 2.32

Ако се подаде на пластините  $Y$  положително напрежение  $U_y$ , то върху електронния лъч ще действа отклоняваща сила, насочена вертикално нагоре /към т.б на екрана/. Ако напрежението  $U_y$  е отрицателно /пластината  $Y_2$  е с отрицателен потенциал спрямо пластината  $Y_1$ /, лъчът ще се отклони надолу и ще достигне, примерно в т.а.

Хоризонтално отклоняващите пластини действат по същия начин върху траекторията на електронния лъч, като предизвикват преместване в хоризонтална посока.

Електроннолъчевата тръба е конструирана така, че да съществува права пропорционалност между отклонението на лъча и приложеното напрежение:

$$x = h_x \cdot U_x, \text{ mm}, \quad 2.10$$

$$y = h_y \cdot U_y, \text{ mm}, \quad 2.10$$

където величините  $h_x$  и  $h_y$  се наричат чувствителност на тръбата, и определят отклонението на видимата следа на електронния лъч върху повърхността на екрана в хоризонтална и вертикална посока за единица напрежение. Те имат размерност mm/V.  $S_x$  и  $S_y$  са означени дължините на тези следи в mm.

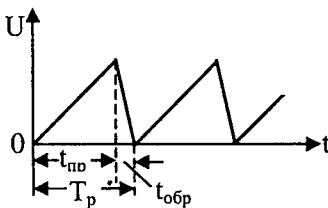
Цветът на светене на екрана на електроннолъчевите тръби зависи от състава на покритието на неговата вътрешна повърхност. Екраните на електроннолъчевите тръби, предназначени за визуално наблюдение, обикновено са с зелено светене

/покритието е цинков сулфид –  $ZnS$ /, а синьото светене /покритието е  $CoWO_4$ / осигурява чувствителност при фотографиране на изследваните процеси.

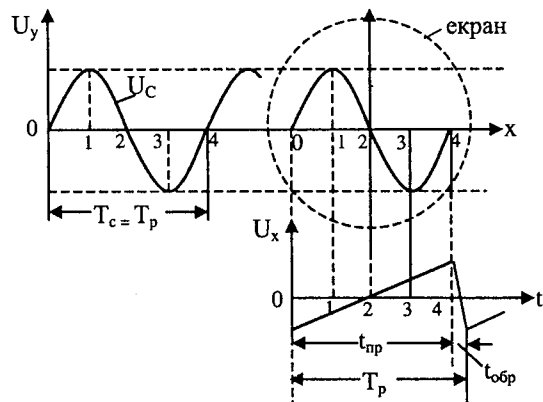
Вътрешността на тръбата е покрита с тънък слой графит, който има нулев потенциал. Неговото предназначение е да отвежда вторично избитите електрони от екрана и в същото време служи за защита на траекторията на електронния лъч от въздействие на външни паразитни електрически полета.

Електроннолъчевата тръба намира основно приложение в електронните осцилоскопи – апарати, които служат за визуално изследване на изменението във времето на периодични електрически или неелектрически /след преобразуването им в електрически/ величини в правоъгълна координатна система. Принципът на наблюдаване на формата на изследвания сигнал се състои в следното.

Абсцисната ос, която представлява оста на времето в графичното изображение на изследвания процес, се приема да съвпада с хоризонталната траектория на следата на електронния лъч върху екрана, получавана при прилагане на напрежение върху "X" пластините, при нулев потенциал на "Y" пластините. За да може да се реализира периодично изместване на светещото петно върху екрана от ляво на дясно със скорост, която в определен мащаб съответствува на скоростта на развитие на процеса във времето, на хоризонтално отклоняващите плочи се прилага напрежение  $U_1$ , чиято стойност нараства във времето по линеен закон /фиг. 2.33/. Това напрежение, имащо триъгообразна форма, се нарича разгъващо. Правият ход на лъча в хоризонтална посока на екрана /от най-лявата до най-дясната точка/ се извършва за времето  $t_{пр}$ . Обратният ход на лъча до началното му положение се извършва за значително по-краткото време  $t_{обр}$ .



Фиг. 2.33



Фиг. 2.34

На "Y" пластините на електроннолъчевата тръба се подава напрежение  $U_c$ , което съответства на изследваната с осцилоскопа величина. На фиг.2.34 е прието, че  $U_c$  се изменя във времето по синусоидален закон.

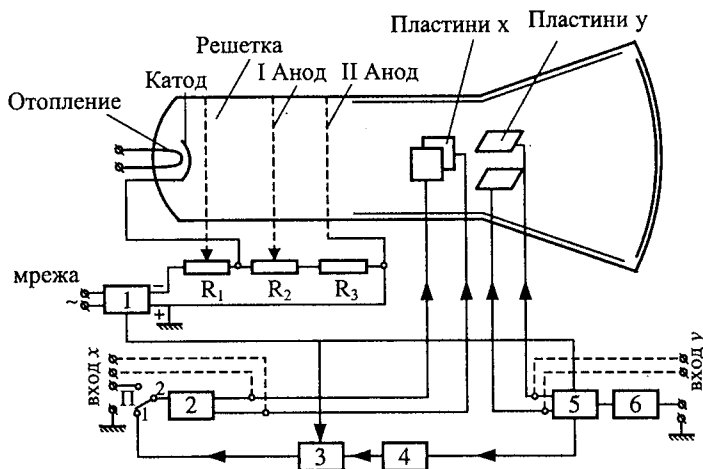
За да се определи траекторията на светещото петно върху екрана е необходимо за всеки момент /0, 1., 2, 3, 4/ да се прибави към хоризонталното преместване на лъча и вертикалното, което съответствува на моментната стойност на напрежението  $U_c$ . От фиг.2.34 се вижда, че броят на получените върху екрана отклонения на електронния лъч, повтарящи синусоидалната форма на променливия сигнал, зависи

от съотношението на периодите на разгъващото и сигналното напрежение. При  $T_p = T_c$  се описва една пълна синусоида, при  $T_p = 2T_c$  техният брой е две и т.н. Необходимо условие за получаване на стабилно изображение върху екрана е периодите на разгъващото и изследваното напрежение да се отнасят помежду си, както две цели числа. Тогава винаги началното положение на лъча в лявата част на екрана ще съвпада с нулевата моментна стойност на изследвания сигнал.

За възприемането на траекторията на светещото петно като плътна линия допринасят съществуващото послесветене на екрана и инертността на светлинните възприятия при човека, която се проявява при честота на промяна на наблюдаваната картина по-голяма от 16 Hz.

Едно от условията, за да бъде точно съответствието между изобразената върху екрана фигура и приложеното напрежение, е неравенството  $t_{np} \gg t_{обр}$  да бъде колкото е възможно по-силно изразено.

Опростената блокова схема на електроннолъчев осцилоскоп е показана на фиг.2.35. Захранването на цялата схема става от изправителното устройство 1. Напреженията на електродите от електронния прожектор се вземат от делителя на напрежение, съставен от потенциометрите  $R_1$  и  $R_2$  и резистора  $R_3$ . Потенциометърът  $R_1$  служи за регулиране яркостта на светещото петно, а потенциометърът  $R_2$  позволява да се управлява фокусировката. За да могат да се изследват напрежения с най-различна амплитуда, те се подават във вертикално отклоняващите пластинки през усилвателя 5 и затихвателя 6. Освен това има възможност за директно подаване на изследваното напрежение на пластинките "У" Към пластинките за хоризонтално отклонение на лъча през усилвателя 2 се подава напрежение от генератор за триообразно напрежение 3. Синхронизирането на периодите на триообразното напрежение и на изследвания сигнал, се извършва от електронна синхронизаторна схема 4. Към пластинки "Х" може да се подава и външно напрежение, за което превключвателят П се поставя в положение 2.

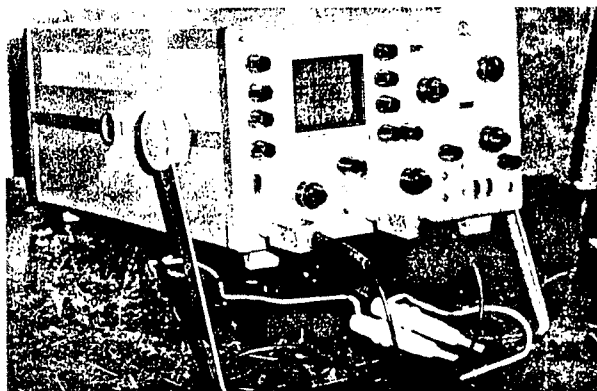


Фиг. 2.35

Електронните осцилоскопи, освен че дават възможност да се изследва визуално формата на различни електрически колебания, имат важното предимство, че

подвижната, показваща част в тях представлява фокусирен електронен лъч, който практически е безинерционен. Благодарение на това с тези апарати могат да се изследват променливи величини, честотата на които достига стотици мегагерца. Друго тяхно съществено качество е, че консумират незначително количество енергия от изследвания обект.

Електронните осцилоскопи се използват за изследване на бързопротичащи единични и периодични явления, за изучаване на преходни и установени процеси в много области на науката и техниката, както и за измерване на различни електрически, механически и други величини.



Фиг. 2. 36

На фиг. 2.36 е показан външния вид на един съвременен осцилоскоп. В неговата електроннолъчева тръба са вградени два електронни прожектора и две отклонителни системи, което означава, че тръбата е с два електронни лъча и дава възможност върху екрана да се изследват едновременно два процеса. За осъществяване на това осцилоскопа, който се нарича двулъчев, е снабден с по два електронни блока за усилване на сигналите. Тъй като изследваните процеси се развиват едновременно, генераторът за трионообразно движение е един.

Съществуват осцилоскопи с повече от два лъча.

## ТРЕТА ГЛАВА

## ИЗМЕРВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕЛИЧИНИ

## 3.1. ИЗМЕРВАНЕ НА ТОКОВЕ И НАПРЕЖЕНИЯ

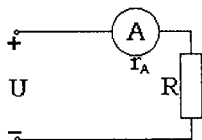
Напрежението и тока (силата на тока) са най-често измерваните електрически величини. Измерват се токове и напрежения в много широк обхват от  $10^{-16}$  А до стотици килоампери и от  $10^{-10}$  V до  $10^6$  V. Изборът на методите и средствата за измерване се определя от редица фактори – предполагаемият порядък на стойността на измерваната величина, вида на тока (постоянен или променлив), формата и честотата, необходимата точност, условията на измерване (лабораторни, промишлени и др.), влиянието на смущаващи фактори (температура, магнитни полета, вибрации и др.) и др. За тези измервания се използват електромеханични, електронни аналогови и цифрови уреди, чиито особености бяха разгледани.

За измерване на постоянни токове и напрежения в широк диапазон се използват обикновено магнитоелектрически амперметри и волтметри. Постоянни токове от 15 mA до 200 А и постоянни напрежения от 0,5 V до 600 V могат да се измерват с електромагнитни и електродинамични уреди, но те имат значително по-голяма собствена консумация. Много малки постоянни токове (около  $10^{-10}$  А) и напрежения (около  $10^{-8}$  V) се измерват чрез магнитоелектрически галванометри със светлинно отчитане.

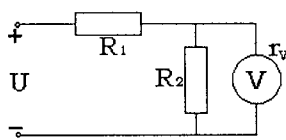
Малки променливи токове и напрежения се измерват след предварително усилване. В някои случаи се налага да се установи липсата на променлив ток или напрежение в даден клон от електрическата верига (при мостове и компенсатори). Тогава най-често като нулеви индикатори се използват вибрационни галванометри. Променливи напрежения с честота до 1,5 – 5 kHz се измерват с електромагнитни и електродинамични волтметри, при честоти до 20 kHz – с детекторни и цифрови волтметри, а до 10 MHz – с електронни аналогови уреди. Променливи токове с честоти до 5 – 10 kHz се измерват с електромагнитни и електродинамични амперметри, с честоти до 20 kHz – с детекторни амперметри и до 100 MHz – с термоелектрически амперметри.

Измерването на напрежения и токове винаги е свързано с грешки, които възникват от изменението на режима в изследваната верига при включване на измервателни уреди. Това се илюстрира със следните два примера.

При включване на амперметър с вътрешно съпротивление  $r_A$  във веригата, показана на фиг.3.1, вместо тока  $I = U/R$ , който протича преди включване на уреда, след включването му ще протече ток  $I_1 = U/(R + r_A)$ . Абсолютната грешка по ток  $\Delta I = I_1 - I$  е толкова по-голяма, колкото е по-голямо съпротивлението на амперметъра  $r_A$ .



Фиг.3.1



Фиг.3.2

Аналогични грешки възникват при измерване на напрежение. На фиг. 3.2 е дадена електрическа верига, в която паралелно на резистора  $R_2$  е включен волтметър с вътрешно съпротивление  $r_V$ . Това води до изменение на еквивалентното съпротивление на веригата и на пада на напрежение върху  $R_1$ . Волтметърът ще измери върху  $R_2$  напрежение  $U_1 = U - \frac{U}{R_1 + R_{2V}} R_1$ , където  $R_{2V} = \frac{R_2 r_V}{R_2 + r_V}$  е еквивалентното съпротивление на паралелно свързаните  $R_2$  и  $r_V$ . При липса на волтметър върху  $R_2$  би се установило напрежение:  $U_2 = \frac{U}{R_1 + R_2} R_2$ . Абсолютната грешка  $\Delta U = U_1 - U_2$  е толкова по-голяма, колкото по-малко е съпротивлението на волтметъра  $r_V$ .

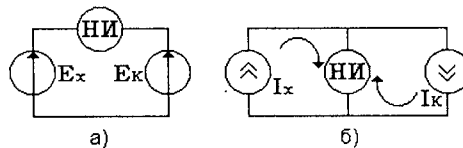
При необходимост от висока точност при измерването на постоянни и променливи токове и напрежения се използват компенсационни методи и уреди.

### 3.2. КОМПЕНСАЦИОНЕН МЕТОД ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА ПОСТОЯННИ НАПРЕЖЕНИЯ

Компенсационният метод е сравнителен метод, при който се извършва пряко сравняване чрез изравняване на две независими една от друга еднородни енергийни величини (напрежения и токове), едната от които е регулируема и известна, а другата – измерваната. На основата на компенсационния метод са създадени уредите компенсатори.

На фиг.3.3.а,б са показани схеми за сравняване съответно на електродвижещи напрежения и токове. Чрез нулев индикатор НИ се установява равенството на неизвестната величина с известната (компенсираща) величина ( $E_X = E_K$ ,  $I_X = I_K$ ).

В измервателната практика най-често се измерват напрежения. Неизвестното напрежение  $U_X$  (или е.д.н.  $E_X$ ) се измерва с компенсатор, като се сравнява с регулируемо (компенсиращо) напрежение  $U_K$ , което представлява регулируем напрежителен пад получен върху известно образцово съпротивление  $R$  при протичане на известен работен ток  $I_P$  през него ( $U_K = I_P R$ ).



Фиг.3.3

Опростена схема на компенсатор за постоянно напрежение е дадена на фиг.3.4. Компенсиращото напрежение  $U_K$  може да се променя чрез изменение на  $R$  при  $I_P = \text{const}$  или чрез изменение на работния ток  $I_P$  при  $R = \text{const}$ . Най-често се използва първият начин за регулиране на  $U_K = I_P R$ , тъй като промяната на съпротивлението не изисква измерване, а само отчитане на стойността му от образцовия регулируем резистор. Източникът на ток ИТ поддържа неизменен работен ток



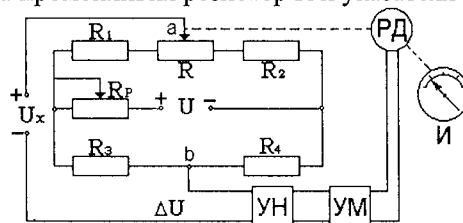
След настройката на работния ток, при положение 2 на ключа  $K_1$  може да се измери неизвестното напрежение  $U_X$  ( $E_X$ ). За целта чрез регулиране на  $R$  се постига изравняване на  $U_K$  с  $U_X$  ( $E_X$ ), за което се съди по нулевото показание на галванометъра. Тогава е в сила (3.1) и измерваното напрежение може да се изчисли по известните стойности на  $R$  (при равновесие) и на  $I_p$ . Тъй като  $I_p = \text{const}$ , декадното съпротивление  $R$  може да се градуира непосредствено в единици за напрежение. Във веригата на индикатора ( $\Gamma$ ) е включен баластен резистор  $R_b$ , който предпазва нормалния елемент от поляризация и галванометъра от претоварване в началния етап на компенсиране, когато схемата е силно разбалансирана. При състояние близко до компенсация, резисторът  $R_b$  се шунтира с  $K_2$  и така се увеличава чувствителността на нулевия индикатор. Поради неголямата стабилност на източника на напрежение  $E$ , е необходима периодична проверка и настройка на работния ток на компенсатора. За разгледаната схема това се осъществява по описания начин чрез регулиране на релестата  $R_p$  при положение 1 на ключа  $K_1$ .

Компенсаторите осигуряват голяма точност на измерване, която се определя от високата чувствителност на нулевия индикатор, от голямата точност и стабилност на напрежението на нормалния елемент и на образцовите декадни резистори  $R$  и  $R_N$  (точност 0,01% – 0,001%). Класът на точност на произвежданите компенсатори е от 0,0005 до 0,2. Компенсаторите се наричат още и потенциометри.

Освен разгледаните компенсатори с ръчно уравнивяване се използват и автоматични компенсатори, при които целият измервателен процес е автоматизиран и бързодействието на уреда се увеличава. Произвеждат се два вида автоматични компенсатори – с циклично и със следящо уравнивяване.

При компенсаторите с циклично уравнивяване компенсиращото напрежение  $U_K$  расте по линеен закон от 0 до  $U_{km}$ , като се отчита стойността му, при която се изравнява с измерваното напрежение ( $U_X = U_K$ ). Тези уреди обикновено са цифрови.

При компенсаторите със следящо уравнивяване посоката на изменение на компенсиращото напрежение се определя от знака на разликата  $\Delta U = U_X - U_K$  до пълна компенсация ( $U_X = U_K$ ). На фиг.3.6 е показана принципната схема на такъв компенсатор. Компенсиращото напрежение се формира между точките  $a$  и  $b$  ( $U_K = U_{ab}$ ) на схемата, образувана от резисторите  $R_1 - R_4$  и  $R_p$  (мостова схема). Ако напреженията  $U_X$  и  $U_{ab}$  не са равни, тяхната разлика  $\Delta U$  се подава и усилва от високочувствителен усилвател на некомпенсацията (УН), свързан чрез усилвател на мощност (УМ) с изпълнителен реверсивен двигател (РД). Роторът на РД чрез редуктори е свързан с плъзгача на променливия резистор  $R$  и указателя на индикатора  $I$ .



Фиг.3.6

При  $\Delta U = U_K - U_{ab} \neq 0$  роторът се завърта в посока, която зависи от знака на  $\Delta U$  и плъзгача на  $R$  се премества до установяване равновесието  $U_K = U_{ab}$ . Неизвест-

ното напрежение се определя чрез положението на плъзгача и указателя на индикатора. Напрежението на захранващия източник  $U$  трябва да бъде стабилизирано, тъй като от него зависи компенсиращото напрежение  $U_K$ .

Автоматичните компенсатори се използват като лабораторни уреди за регистриране на бавноизменящи се напрежения и като контролно измервателни уреди за измерване и регистриране на различни неелектрически величини (температура, рН, преместване и др.), предварително преобразувани в напрежение. Широко разпространение са получили записващите уреди, построени на базата на автоматични компенсатори. При тях към ротора на реверсивния двигател се свързва пишещият орган на уреда и при постоянна скорост на движение на диаграмната лента се осъществява записване на измерваната величина във функция на времето. Грешката на тези уреди при записване е  $0,5 - 1\%$ , а при отчитане до  $0,2 - 0,5\%$ .

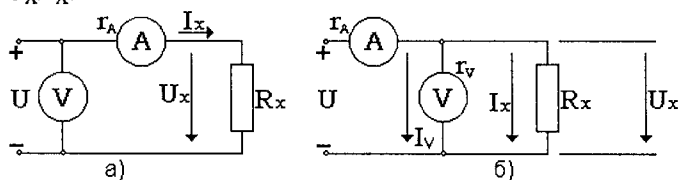
### 3.3. ИЗМЕРВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ СЪПРОТИВЛЕНИЯ ПРИ ПОСТОЯНЕН ТОК

Електрическото съпротивление е параметър, характеризиращ елементите на електрическите вериги при постоянен ток. Освен това измерване на съпротивления (проводимости) е необходимо при различни химични и физични методи (кондуктометрични и др.) за изследване на състоянието, структурата и свойствата на различни вещества и материали.

Диапазонът на измерваните съпротивления е много широк – от  $10^{-8} \Omega$  до  $10^{17} \Omega$ . В такъв широк диапазон се използват различни методи и средства за измерване, като изборът на един или друг метод зависи от особеностите на изследвания обект, от големината на съпротивлението, от желаната точност, от условията на околната среда и др. Приложение намират както преки или косвени, така и сравнителни методи, като при всички измерваните съпротивления се преобразуват в енергийни величини (токове и напрежения) с помощта на външен енергиен източник.

Най-често при преките измервания участват както уреди за непосредствено отчитане на съпротивлението – омметри (магнитоелектрически – обикновени и логотрични, електронни аналогови и цифрови), така и мостове за постоянен ток.

При косвените измервания най-разпространен е методът на амперметъра и волтметъра, при които се измерва токът  $I_x$  през неизвестното съпротивление  $R_x$  и напрежението  $U_x$  върху неговите изводи. С тези стойности по закона на Ом се изчислява  $R_x = U_x/I_x$ .



Фиг. 3.7

Възможни са две схеми на включване на уредите – VA схема (фиг.3.7а) и AV схема (фиг.3.7б). И по двете схеми при определяне на съпротивлението по показанията на уредите възникват методични грешки, причина за които са вътрешните съпротивления на амперметъра  $r_A$  и на волтметъра  $r_V$ .

За VA схема амперметърът измерва действителния ток  $I$  през резистора  $R_X$  (т.е.  $I = I_X$ ). Волтметърът измерва напрежение  $U$ , равно на сумата от действителното  $U_X$  върху  $R_X$  и пада на напрежение в амперметъра  $I_X r_A$  (т.е.  $U = U_X + I_X r_A$ ). По отчетените показания на уредите се определя съпротивление

$$R_{VA} = \frac{U}{I} = \frac{U_X + I_X r_A}{I_X} = R_X + r_A, \quad (3.2)$$

което е по-голяма от истинската стойност  $R_X$  с  $r_A$ . Относителната грешка е:

$$\beta_{VA} = \frac{R_{VA} - R_X}{R_X} = \frac{r_A}{R_X} \quad (3.3)$$

При AV схема волтметърът измерва действителното напрежение върху резистора (т.е.  $U = U_X$ ). Амперметърът измерва сумата от действителния ток  $I_X$  през  $R_X$  и тока през волтметъра  $I_V = U/r_V$  (т.е.  $I = I_X + U/r_V$ ). По показанията на уредите се получава стойност за  $R_X$ , по-малка от истинската:

$$R_{AV} = \frac{U}{I} = \frac{U_X}{I_X + I_V} = \frac{R_X r_V}{R_X + r_V} \quad (3.4)$$

За относителната грешка в този случай се получава:

$$\beta_{AV} = \frac{R_{AV} - R_X}{R_X} = -\frac{R_X}{R_X + r_V} \quad (3.5)$$

От (3.3) и (3.5) следва, че VA схемата е по-подходяща за измерване на сравнително големи съпротивления ( $R_X \gg r_A$ ), а AV схемата – за измерване на сравнително малки съпротивления ( $R_X \ll r_V$ ). Тогава относителните грешки са много малки. За точно определяне на  $R_X$ , съгласно (3.2) и (3.4) се внасят поправки, като се отчитат вътрешните съпротивления на уредите. Тогава за двете схеми се получава съответно:

$$R_X = R_{VA} - r_A, \quad R_X = \frac{R_{AV} r_V}{r_V - R_{AV}} \quad (3.6)$$

Предимство на метода с амперметъра и волтметъра е, че стойността на съпротивлението може да се определи при ток и напрежение, съответстващи на тока и напрежението при нормалните работни условия на изследвания обект. Това има голямо значение при измерване на съпротивления, стойността на които зависи от тока протичащ през тях (нелинейни съпротивления).

За точни измервания и за измерване на нелинейни съпротивления се използват сравнителни методи.

В схемата, дадена на фиг.3.8, при двете положения на ключа се измерват токовете  $I_X$  и  $I_0$ , протичащи през измерваното съпротивление  $R_X$  и образцовото съпротивление  $R_0$ . При  $U = \text{const}$  е изпълнено  $I_X R_X = I_0 R_0$ , откъдето се получава  $R_X = I_0 R_0 / I_X$ .

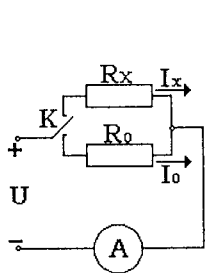
При схемата от фиг.3.9 последователно се измерват напреженията  $U_X$  и  $U_0$  върху  $R_X$  и  $R_0$  чрез компенсатор за постоянно напрежение (КПН), ( $I = \text{const}$  по време на измерването). Тогава измерваното съпротивление е  $R_X = U_X R_0 / U_0$ .

Най-разпространените уреди за точно измерване на съпротивленията са мостовете.

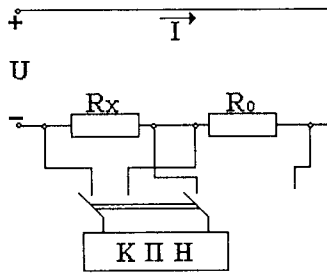
Мостовата схема е с четири извода (четириполюсник), към два от които се включва захранващ източник на постоянно напрежение или ток, а към другите два се свързва чувствителен измервателен уред или нулев индикатор.

На фиг.3.10.е показана класическата схема на четирираменен мост (мост на Уитстон). Тя се състои от четири резистора (рамена на моста), свързани в затворен четириъгълник. Между възлите а и b (захранващ диагонал) се включва захранващия източник, а между с и d (индикаторен диагонал) – магнетоелектрически галванометър или чувствителен електронен индикатор. От четирите рамена на моста, едното представлява обект на измерване (например  $R_1 = R_X$ ). Останалите три съпротивления са известни.

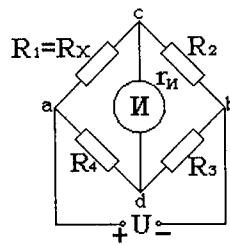
По начина на определяне на стойността на измерваната величина, четирираменните мостове се делят на уравновесени и неуравновесени.



Фиг. 3.8



Фиг. 3.9



Фиг. 3.10

При уравновесените мостове измерването се осъществява чрез настройка на определено съотношение между параметрите на схемата, при което се анулира токът  $I_G$  или напрежението  $U_{cd}$  на измервателния диагонал – състояние на равновесие ( $U_{cd} = 0, I_G = 0$ ). Ако токовете през отделните рамена на моста са означени съответно с  $I_1, I_2, I_3$  и  $I_4$ , при равновесие на схемата по законите на Ом и Кирхоф за токовете и за падовете на напрежение могат да се запишат следните зависимости:

$$I_1 = I_2, I_3 = I_4 \quad /3.7/$$

$$\text{и} \quad I_1 R_1 = I_4 R_4, I_2 R_2 = I_3 R_3. \quad /3.8/$$

При заместване на (3.7) във второто уравнение от (3.8) се получават:

$$I_1 R_1 = I_4 R_4 \quad /3.9/$$

$$I_1 R_2 = I_4 R_3$$

След почленно разделяне на уравненията (3.9) се намира следната зависимост – условие за равновесие на моста:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \text{ или } R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad /3.10/$$

Тогава лесно се определя неизвестното съпротивление  $R_X$  чрез останалите три съпротивления:

$$R_X = R_1 = R_2 \frac{R_4}{R_3} \quad /3.11/$$

Съвременните мостове обикновено се уравновесяват чрез регулиране на  $R_2$ , изпълнено като образцов резистор, а отношението на  $R_4$  към  $R_3$  се запазва постоянно. Това отношение определя обхвата на моста и се избира кратно на 10, т.е.  $R_4/R_3 = 10^n$ , където  $n$  е естествено число. Такива мостове се наричат магазинни.

Съществуват и т. н. линейни мостове, при които уравнивяването се постига като се регулира плавно съотношението  $R_4$  и  $R_3$ , а обхвата на моста се променя чрез  $R_2$ , като за даден обхват стойността на  $R_2$  е постоянна. Линейните мостове имат по-ниска точност.

При неуравновесените мостове измерваната величина се определя чрез големината на тока  $I_{\text{и}}$  или напрежението  $U_{\text{сд}}$ . Те се използват за измерване на абсолютно или относително изменение на дадено съпротивление. Намират широко приложение в автоматизацията при контрол и измерване на неелектрически величини (механично преместване, температура и др.), преобразувани в съпротивление чрез резисторни преобразуватели.

Ако мостът (фиг.3.10) е бил в равновесие при  $R_1 = R_{10}$ , и съпротивлението  $R_1$  се промени с  $\Delta R_1$ , през индикатора ще протече ток. Ако  $\Delta R_1 \ll R_{10}$ , се определя, че токът  $I_{\text{и}}$  е линейна функция на абсолютното ( $\Delta R_1$ ) или относителното ( $\delta R_1 = \Delta R_1/R_{10}$ ) изменение на  $R_1$  при постоянни параметри на моста ( $R_2, R_3, R_4$ ) и постоянно захранващо напрежение  $U$ . В общия случай зависимостта  $I_{\text{и}} = f(\Delta R_1)$  или  $I_{\text{и}} = f(\delta R_1)$  е нелинейна.

При неуравновесените мостове скалата на индикаторния уред може да бъде градуирана в единиците на измерваната величина и тъй като не е необходимо регулиране, измерването се извършва по-бързо. Недостатък на тези мостове е зависимостта на тока  $I_{\text{и}}$  от захранващото напрежение  $U$ , което трябва периодично да се контролира и поддържа постоянно. Съществуват схеми, при които за индикатори се използват магнителектрически логомери и така се отстранява влиянието на захранването.

Строят се и автоматични мостове за измерване на неелектрически величини, преобразувани в съпротивление. Автоматизираното уравнивяване на моста е аналогично на уравнивяването на автоматичните компенсатори за постоянно напрежение (фиг.3.6). При мостовите схеми обаче не се поставят изисквания за стабилност на захранващото напрежение. Тези мостове се използват и като регистриращи уреди, записващи измененията на измерваната величина на лента, а в някои случаи са снабдени с контактно регулиращо устройство, което управлява изследвания процес. Автоматичните мостове имат бързодействие от 0,2 до 5 с и грешка от 0,2 до 0,5 %.

Най-точни са четирираменните мостове. При измерване на съпротивления с тях се допуска основна грешка  $0,005 \div 0,1\%$ .

### 3.4. ИЗМЕРВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА МОЩНОСТ И ЕНЕРГИЯ ПРИ ПОСТОЯНЕН И ПРИ ЕДНОФАЗЕН ПРОМЕНЛИВ ТОК

Електрическата мощност се дефинира като скорост на изменение на електрическата енергия, отдадена от източника на консуматора.

Във веригите за постоянен ток мощността  $P$  е равна на произведението от напрежението  $U$  и тока  $I$  на веригата:

$$P = UI. \quad /3.12/$$

Във еднофазни вериги при синусоидална форма на напрежението и тока ( $u = U_m \sin \omega t$ ,  $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ ), активната мощност е (Глава първа):

$$P = UI \cos \varphi. \quad /3.13/$$

където  $U$  и  $I$  са ефективните стойности на напрежението и тока, а  $\varphi$  е фазовата разлика между тях.

Активната електрическа мощност  $P$  се преобразува необратимо в друг вид мощност – топлинна, механична и др.

За измерване на мощност, най-често се използват преки измервания чрез уреди за непосредствено отчитане – ватметри (електродинамични, феродинамични, електронни и др.). Приложение намират и косвени методи, при които пряко се измерват величини, функционално свързани с мощността (ток, напрежение, количество топлина и др.).

Във веригите за постоянен ток, според (3.12), мощността може да се измери косвено чрез амперметър и волтметър по две възможни схеми на включване на уредите –  $VA$  и  $AV$  схеми (фиг.3.11.а,б). Тук действителната мощност на консуматора (със съпротивление  $R_X$ ) е  $P = U_X I_X$ , а  $r_V$  и  $r_A$  са собствените съпротивления на амперметъра и волтметъра. Аналогично на разглежданията при измерване на съпротивления (т. 3.3), се установява, че при определяне на мощността по показанията на уредите и по двете схеми се допуска методична грешка, дължаща се на собствената консумация на тези уреди.

При схема  $VA$  амперметърът измерва точно тока през консуматора  $I = I_X$ . Волтметърът измерва напрежение  $U$ , равно на сумата от действителното напрежение на консуматора  $U_X$  и пада на напрежение върху амперметъра ( $U = U_X + I_X r_A$ ). По показанията на уредите за мощността се получава:

$$P_{VA} = UI_X = (U_X + I_X r_A) I_X = U_X I_X + I_X^2 r_A = P + I_X^2 r_A \quad /3.14/$$

Относителната грешка, допускана при определяне на мощността по тази схема е:

$$\beta_{VA} = \frac{P_{VA} - P}{P} = \frac{I_X^2 r_A}{U_X I_X} = \frac{r_A}{U_X / I_X} = \frac{r_A}{R_X} \quad /3.15/$$

При схема  $AV$  волтметърът измерва точно напрежението на консуматора ( $U = U_X$ ). Амперметърът измерва ток  $I$ , равен на сумата от действителния ток през консуматора  $I_X$  и тока през волтметъра  $I_V = U/r_V$ . По показанията на уредите се изчислява:

$$P_{AV} = U_X (I_X + I_V) = U_X I_X + U_X I_V = P + \frac{U_X^2}{r_V} \quad /3.16/$$

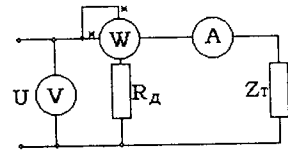
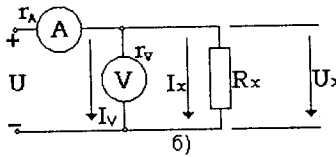
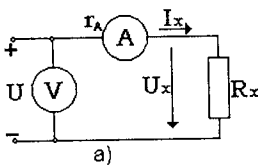
За относителната грешка при схема  $AV$  се получава:

$$\beta_{AV} = \frac{P_{AV} - P}{P} = \frac{U_X^2}{U_X I_X r_V} = \frac{U_X}{I_X r_V} = \frac{R_X}{r_V} \quad /3.17/$$

От (3.14) и (3.16) се вижда, че така намерените стойности  $P_{VA}$  и  $P_{AV}$  са по-големи от действителната мощност на консуматора  $P$ . За точно определяне на  $P$  е необходимо да се нанесат съответните корекции според (3.15) и (3.17), свързани с консумацията на мощност от уредите ( $I_X^2 r_A$ ,  $U_X^2 / r_V$ ).

Изразите за относителните грешки (3.15) и (3.17) показват, че схема  $VA$  е подходяща за измерване на мощността на консуматори във вериги с високо напрежение и слаб ток (съответно голямо съпротивление  $R_X$ ), а схема  $AV$  – при ниско напрежение и силен ток (съответно малко съпротивление  $R_X$ ).

Активната мощност във еднофазни вериги за променлив ток според (3.13) също може да се измери косвено с три уреда – амперметър, волтметър и фазомер (косинусфимер). За целта е необходимо едновременно отчитане на показанията на три уреда, което намалява точността на измерване.



Фиг. 3.11

Фиг.3.12

Най-лесно и точно мощността в постоянно токови вериги или еднофазни вериги за променлив ток се измерва с ватметър. На фиг.3.12 е показано свързване на електродинамичен ватметър по схема VA. (При схема AV началото на напрежителната намотка трябва да се свърже с края на токовата намотка). И тук възникват разгледаните грешки, причинени от консумацията на токовата верига (при VA схема) или на напрежителната верига (AV схема) на ватметъра.

При променлив ток товара има и реактивна съставка. Тогава е възможно претоварване на някои от веригите на ватметъра при нисък фактор на мощността  $\cos\varphi$  на товара, защото показанието на уреда се определя от произведението  $UI\cos\varphi$ . За контролиране на тока и напрежението в схемата се включват амперметър и волтметър.

Във веригите за променлив ток за измерване на активна електрическа енергия се използват изключително уреди с непосредствено отчитане – еднофазни индукционни електромери (Глава втора).

### 3.5. ИЗМЕРВАНЕ НА АКТИВНА ЕЛЕКТРИЧЕСКА МОЩНОСТ И ЕНЕРГИЯ В ТРИФАЗНИ ВЕРИГИ

При трифазни вериги за активната мощност може да се запише (Глава първа):

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) dt. \quad /3.18/$$

За синусоидален режим от горното равенство се получава:

$$P = U_1 I_1 \cos\varphi_1 + U_2 I_2 \cos\varphi_2 + U_3 I_3 \cos\varphi_3, \quad /3.19/$$

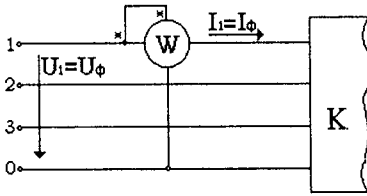
където  $U_1, U_2$  и  $U_3$  са фазовите напрежения,  $I_1, I_2$  и  $I_3$  са фазовите токове, а  $\varphi_1, \varphi_2$  и  $\varphi_3$  са ъглите (фазовите разлики) между съответните фазови напрежения и токове.

Схемите и начините за измерване на активна мощност в трифазни вериги се определят от вида на веригата (трипроводна или четирипроводна) и режима на натоварването ѝ (симетрично или несиметрично).

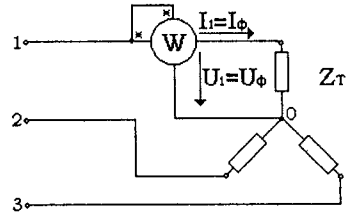
При симетрична трифазна верига ( $U_1 = U_2 = U_3 = U_\Phi, I_1 = I_2 = I_3 = I_\Phi, \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi$ ) мощностите в отделните фази са еднакви и общата мощност  $P$  може да се измери с един ватметър, като отчетеното показание се утрои:

$$P = 3U_\Phi I_\Phi \cos\varphi = 3K_W \theta. \quad /3.20/$$

Тук  $K_W$  е константата на ватметъра, а  $\theta$  е показанието му в деления. При четирипроводна верига (фиг.3.13) и при трипроводна верига с достъпен звезден център на консуматора (фиг.3.14), ватметъра се включва към напрежението и тока на една от фазите. При трифазен консуматор с недостъпен звезден център или консуматор свързан в триъгълник, в симетричната трипроводна верига се създава изкуствена нулева точка 0. Това се осъществява чрез три равни съпротивления свързани между тази точка 0 и отделните фази (фиг.3.15), т.е.  $R_W = R_2 = R_3$ .



Фиг. 3.13



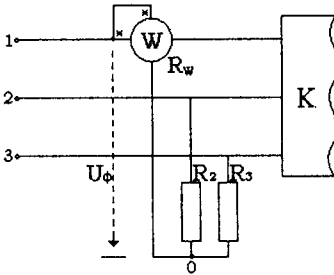
Фиг. 3.14

При несиметрична трифазна верига и четирипроводна линия, захранваща консуматора, общата активна мощност може да се измери с три ватметъра (фиг.3.16), чиито показания се сумират, т.е.:

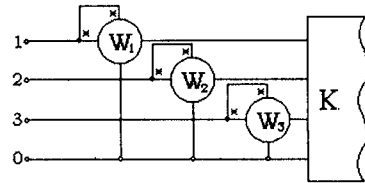
$$P = K_{W_1} \theta_1 + K_{W_2} \theta_2 + K_{W_3} \theta_3 \quad /3.21/$$

Ако несиметричната трифазна верига е трипроводна, за фазовите токове е в сила равенството:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0. \quad /3.22/$$



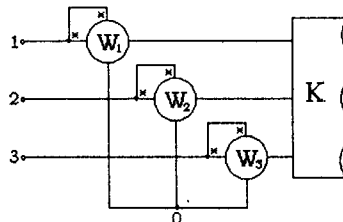
Фиг.3.15



Фиг.3.16

При свързване на краищата на напрежителните намотки на трите ватметъра в обща точка N (фиг. 3.17), в общия случай нейният потенциал е различен от потенциала на звездния център на източника или консуматора. Тогава ватметрите ще измерват недействителни мощности, но сумата от показанията им ще бъде равна на действителната трифазна мощност P, защото съгласно (3.18), (3.21) и (3.22) може да се запише:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T [(u_1 - u_N) i_1 + (u_2 - u_N) i_2 + (u_3 - u_N) i_3] dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) dt = K_{W_1} \theta_1 + K_{W_2} \theta_2 + K_{W_3} \theta_3. \end{aligned} \quad /3.23/$$

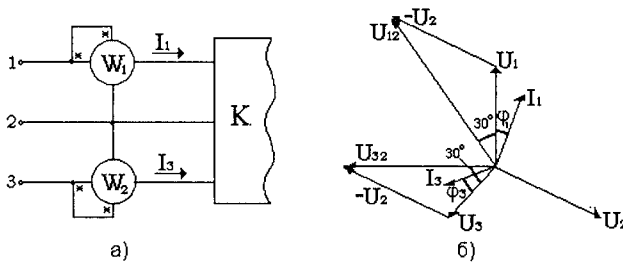


Фиг. 3.17

Ако в условието (3.22) единият от токовете (например  $i_2$ ) се изрази чрез другите два и се замести в (3.18), се получава:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [(u_1 - u_2)i_1 + (u_3 - u_2)i_3] dt = \frac{1}{T} \int_0^T (u_{12}i_1 + u_{32}i_3) dt. \quad /3.24/$$

Горното уравнение показва, че мощността в трипроводна трифазна верига може да се измери, като се сумират показанията на два ватметъра, които са свързани съответно към линейните токове  $i_1$  и  $i_3$  и линейните напрежения  $u_{12}$  и  $u_{32}$ . Това се реализира чрез схемата известна като схема на Арон (фиг.3.18а). Необходимо и достатъчно условие за използването ѝ е връзката между източника и консуматора да бъде трипроводна. Тази схема има голямо практическо приложение, тъй като с нея може да се измерва мощност както в симетрични, така и в несиметрични трифазни вериги.



Фиг. 3.18

На фиг.3.18б е показана векторната диаграма, илюстрираща фазовите съотношения в разглежданата схема при синусоидален режим, при индуктивни товари и симетрична система напрежения. Тогава за мощността на трифазната верига може да се запише:

$$P = U_{12}I_1 \cos(\varphi_1 + 30^\circ) + U_{32}I_3 \cos(30^\circ - \varphi_3) \quad /3.25/$$

$$P = \pm K W_1 \theta_1 \pm K W_2 \theta_2.$$

Ако товарът в първата фаза е индуктивен и  $\varphi_1 > 60^\circ$ , отклонението на първия ватметър е обратно, защото  $\cos(\varphi_1 + 30^\circ) < 0$ . За втория ватметър обратно отклонение би се получило при капацитивен товар в третата фаза и  $|\varphi_3| > 60^\circ$ . Ватметрите не отчитат поотделно реална мощност, но от сумата или разликата на показанията им се получава общата активна мощност на трифазната верига (3.25). При наличие на обратно показание, трябва да се разменят връзките на една от веригите на ватметъра (само напрежителната или само токовата) и отчетеното показание да се извади от показаниято на другия уред.

За измерване на активна електрическа енергия в трифазните трипроводни вериги се използват трифазни двуелементни индукционни електромери, а в трифазните четирипроводни вериги – трифазни триелементни електромери. Свързването на техните вериги съответствува на разглежданото свързване на веригите на ватметрите при измерване на активна мощност.

Във вериги с високо напрежение ватметрите и електромерите задължително се включват чрез токови и напрежителни трансформатори. Тогава константите на уредите трябва да се умножат по коефициентите на трансформация на измервателните трансформатори (Глава четвърта).

## ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

## ТРАНСФОРМАТОРИ

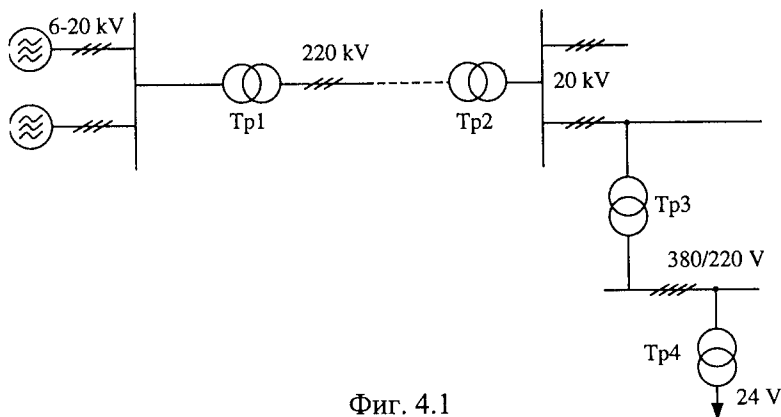
Трансформаторите са устройства, които преобразуват електрическа енергия с едни параметри в електрическа енергия с други параметри. Трансформаторите се причисляват към електрическите машини. Това формално може да се обясни с обобщената дефиниция на понятието “машина”, според която машина се нарича устройство, което преобразува един вид енергия в друг. Това обяснение, обаче, е спорно, тъй като трансформаторът не променя вида на енергията. По същата логика и лостът би бил машина, тъй като променя параметрите на механичната енергия – сила, скорост. Принадлежността на трансформатора към електрическите машини по-скоро се дължи на друго: едни и същи явления са в основата на принципа на действие на трансформатора и на голяма част от останалите електрически машини.

Параметрите на електрическата енергия са: напрежение, ток, честота, форма. От тях трансформаторът променя първите два. Честотата остава непроменена, а формата на напрежението най-често е синусоидална и остава практически непроменена. Трансформаторът преобразува само променливи напрежения и токове.

Трансформаторът е едно от най-масово използваните електрически устройства. Без него е почти немислимо производството и консумацията на електрическа енергия в различни географски точки на големи разстояния, а също така използването ѝ за различни цели. В илюстрация на това, на фиг.4.1 е показана една примерна схема на производство, разпространение и потребление на електрическата енергия в рамките на едно енергийно стопанство (държава, континент). Електроенергията се произвежда в електрически централи, които могат да бъдат топлоелектрически, водни, атомни, или от друг тип в зависимост от използвания енергиен източник. Във всички случаи, обаче, енергията на източника се превръща първо в механична, която задвижва електрически генератор, чийто принцип на действие е пояснен в т.1.3 и 1.11. Като правило, генераторите са трифазни. Най-често генераторите се строят за напрежения между 6 и 20 kV, тъй като в тези граници те са с най-добри технико-икономически показатели (цена, коефициент на полезно действие, габарити и пр.). Това напрежение, което ни се струва високо, всъщност е твърде ниско, ако енергията трябва да се пренесе на разстояние. Обяснението е в познатата формула за активната трифазна мощност:

$$P = \sqrt{3}U_n I_n \cos \varphi.$$

За пренасянето на една и съща мощност при ниско напрежение  $U_n$  ще бъде необходим съответно голям ток  $I_n$ . За пренасянето на такъв ток ще са необходими проводници с голямо сечение (големи инвестиции), а същевременно ще са налице и големи загуби на енергия в проводниците, тъй като те са пропорционални на квадрата на тока. Ето защо пренасянето на електроенергията на разстояние е ефективно при високи напрежения и съответно малки токове. Преобразуването на напрежението в по-високо се осъществява от трансформатора Тр1. Има различни стандарти за високи напрежения на електропреносните системи – 110, 220, 440, 750, 1150 kV, като съвременните тенденции са към по-високите стойности. Трите напрежни чертички означават, че линията е трипроводна.



Фиг. 4.1

Разпределянето на електроенергията с такова високо напрежение в района на населено място е недопустимо. Ето защо в периферията на населените места са изградени т. нар. подстанции, в които посредством трансформатори (Tr 2) напрежението се преобразува в напрежение с по-ниска стойност – 60, 30 или 20 kV. С такива напрежения са захранват близки селища. Обикновено с 20 kV посредством подземни кабели се разпределя електроенергията в градовете.

Съществуват мощни консуматори, които използват напрежение 6 и даже 20 kV. Огромното болшинство консуматори, обаче, използва т. нар. ниски напрежения (до 1000 V), от които най-разпространено е напрежението 380/220 V, пренасяно от четирипроводна система. То се използва и в промишлените предприятия, и в бита. За целта на определени места (квартали, жилищни блокове, промишлени предприятия) са построени т.нар. трафопостове, които представляват трансформатори (Tr 3), понижаващи напрежението. Редица консуматори, като например електрически пещи, инструменти за безопасна работа, зарядни устройства за акумулаторни батерии, радиоелектронна апаратура, компютри изискват още по-ниски напрежения и налагат също използването на трансформатори (Tr 4).

От схемата се вижда, че електрическата енергия, по пътя от производството до потреблението ѝ, многократно преминава през трансформатори. Това подсказва, че трансформаторът трябва да е устройство с много висок коефициент на полезно действие. В противен случай голяма част от енергията ще се загуби при трансформацията ѝ. И наистина, трансформаторите, особено големите, имат изключително висок к.п.д., достигащ до около 98%. Те трябва да бъдат и високонадеждни устройства, за да бъде сигурно електроснабдяването. Както ще видим по-нататък, високата надеждност се дължи на простата им конструкция и липса на подвижни части.

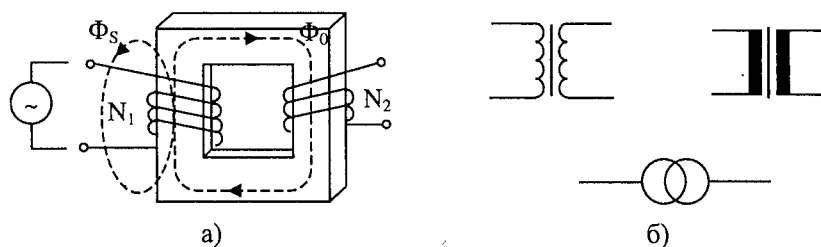
От разгледаната схема се вижда, че по своята функция трансформаторите могат да се разделят на две групи: повишаващи, които повишават напрежението, и понижаващи. Фактически, това разделение касае само тяхното приложение и не е свързано с конструктивни разлики: ще видим, че всеки трансформатор е обратим и може да бъде използван както като повишаващ, така и като понижаващ. Съществуват трансформатори, чрез които се получават не едно, а две или повече напрежения. Такива трансформатори се наричат многонамотъчни. Всички разгледани дотук трансформатори се наричат “силови”, защото служат за преобразуване на електрическа мощност. Освен това за измервателни цели се използват трансформатори,

при които електрическата мощност е нищожна, но други показатели, като абсолютна и относителна грешки са от съществено значение. Тези трансформатори могат да служат за измерване на ток или напрежение и се наричат с общото название "измервателни". Съществуват и трансформатори със специално предназначение и особена конструкция, като например електропещни, заваръчни и др. В електрониката, автоматиката и телемеханиката се използват маломощни трансформатори с най-различно предназначение и конструкция.

#### 4.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА ТРАНСФОРМАТОРИТЕ

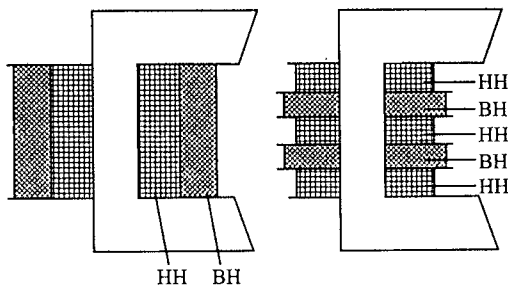
Трансформаторът представлява статично устройство с две или повече бобини, свързани с магнитна връзка. В повечето случаи е желателно магнитната връзка да бъде да бъде възможно по-силна, т.е. коефициентът на взаимна индукция да бъде възможно по-голям. За да се постигне това, трябва почти целият магнитен поток, създаван от една бобина, да преминава през другата (или другите, ако трансформаторът е многонамотъчен) и той да бъде възможно по-голям за определен ток на бобината. Техническото решение, което отговаря най-добре на тези изисквания е използването на т.нар. магнитопровод от феромагнитен материал (най-често специални железни сплави). Относителната магнитна проникваемост  $\mu_r$  (отношението на магнитната индукция в съответния материал към индукцията във вакуум) при използваните най-често сплави достига до няколко хиляди, което означава, че с голямо приближение можем да приемем, че магнитният поток е канализиран в магнитопровода. В такъв случай, ако бобините са навити върху магнитопровода, магнитният поток, създаден от която и да е бобина, ще премине през останалите.

На фиг.4.2а е показана конструкцията на двунамотъчен еднофазен трансформатор, а на фиг.4.2б – различни символични означения, използвани в принципните схеми. Конструктивно намотките (бобините) могат да бъдат разположени по най-различен начин: на различни места върху магнитопровода, както е показано на фиг.4.2, една върху друга, една до друга, или на редуващи се секции една до друга или една върху друга (фиг.4.3.). Всяка от тези конструкции има определени предимства в конкретен случай, но принципът на действие е един и същ.



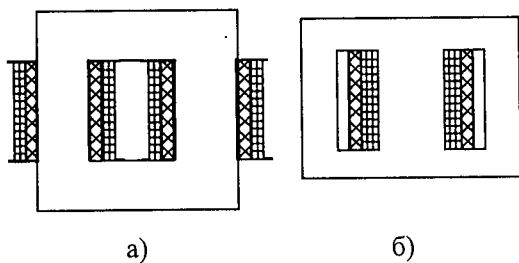
Фиг. 4.2

Магнитопроводът също може да има различна форма. Показаният на фиг.4.4а се нарича ядрен, а на фиг.4.4б – мантиен. Във втория случай магнитният поток, преминаващ през средната част, се разклонява на две части, но и през двете бобини преминава като един и същ.

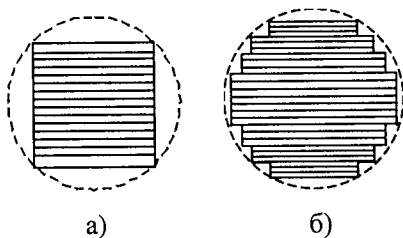


Фиг. 4.3

Ако магнитопроводът се изработи от плътна метална сплав, която е електропроводима, концентричните слоеве ще играят роля на затворени навивки, в които магнитният поток ще индуцира е.д.н. и съответни токове – т. нар. вихрови токове или токове на Фуко. Тези токове предизвикват енергийни загуби и загряване на магнитопровода. В металургията, например, те се използват за загряване и разтопяване на метали, тук, обаче, те са нежелателни. За свеждането на тези загуби до минимум, магнитопроводът се изработва от отделни тънки листове ламарина, изолирани помежду си с хартия, лак, или окисен слой. По този начин пътят на вихровите токове се прекъсва. В други случаи магнитопроводът се изработва от пресован феросплавен прах, при което свързващото вещество играе роля на изолатор и преръства вихровите токове.



Фиг. 4.4



Фиг. 4.5

Напречното сечение на магнитопровода при маломощните трансформатори е правоъгълно (фиг.4.5а), а при трансформаторите със средна и голяма мощност – с форма на степенчат многоъгълник, вписан в окръжност. Правоъгълната форма е потехнологична (еднакви ламели), докато кръглото сечение води до икономия на проводници и по-малки загуби в тях (при еднаква площ кръгът има най-малка обиколка). При големите трансформатори това е съществен фактор.

На трансформаторите, както и на всички машини, са присъщи енергийни загуби, които се превръщат в топлина, която трябва да бъде отведена в околното пространство. При малките трансформатори охлаждането е въздушно – чрез конвекция, или принудително. При големи трансформатори се използва течно охлаждане: трансформаторът е потопен в казан, запълнен с т.нар. трансформаторно масло. Самото масло има много добри електроизолационни свойства. Охлаждането му става чрез циркулация през охлаждащи ребра.

## 4.2 РАБОТА НА ИДЕАЛИЗИРАНИЯ ТРАНСФОРМАТОР НА ПРАЗЕН ХОД

Намотката на трансформатора, свързана с източника на напрежение се нарича “първична”, с брой на навивките  $N_1$ , а тази, свързана с консуматора – “вторична”, с брой навивки  $N_2$ . Когато веригата на вторичната намотка е отворена, казваме че трансформаторът работи на празен ход, тъй като от него не се черпи никаква мощност.

Ще започнем анализа на работата, разглеждайки един хипотетичен идеализиран трансформатор, след което ще използваме направените изводи и, с добавянето на нови елементи, ще ги приложим към реалния трансформатор. Под идеализиран трансформатор ще разбираме такъв, който няма енергийни загуби в намотките (приемаме, че активното им съпротивление е нула), нито в магнитопровода. Освен това приемаме, че целият магнитен поток, създаден от една намотка, преминава през другата, т.е няма разсеяни потоци (разсеяният поток е такъв, който преминава само през една от намотките и са затваря отчасти през въздуха). На фиг.4.2 разсеяният поток е означен като  $\Phi_s$ .

Протичащият през първичната намотка ток създава основния магнитен поток  $\Phi_0$ , който преминава и през двете намотки. При положение, че трансформаторът е включен към синусоидално напрежение, магнитният поток ще се изменя също по синусоидален закон:

$$\Phi_0 = \Phi_{0m} \sin \omega t. \quad /4.1/$$

Този магнитен поток ще индуцира в двете намотки е.д.н. съответно:

$$e_1 = -N_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = N_1 \omega \Phi_{0m} \cos \omega t = N_1 \omega \Phi_{0m} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad /4.2/$$

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi_0}{dt} = N_2 \omega \Phi_{0m} \cos \omega t = N_2 \omega \Phi_{0m} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad /4.3/$$

чийто амплитудни стойности са съответно:

$$E_{m1} = N_1 \omega \Phi_{0m} = 2\pi f N_1 \Phi_{0m}; \quad E_{m2} = N_2 \omega \Phi_{0m} = 2\pi f N_2 \Phi_{0m}. \quad /4.4/$$

а ефективните:

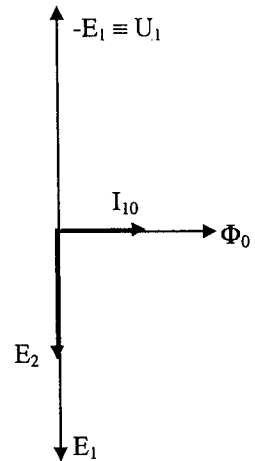
$$E_1 = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 4,44 N_1 f \Phi_{0m} \quad \text{и} \quad E_2 = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 4,44 N_2 f \Phi_{0m}. \quad /4.5/$$

Отношението на двете стойности

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k \quad /4.6/$$

се нарича коефициент на трансформация.

Въз основа на (4.1), (4.2) и (4.3) може лесно да се построи векторната диаграма на идеализирания трансформатор на празен ход. Тя е показана на фиг.4.6. Векторът на  $\Phi_0$  е хоризонтален, тъй като е избран с нулева начална фаза. Векторите  $E_1$  и  $E_2$  изостават на ъгъл  $\pi/2$ . Векторът на захранващото напрежение  $U_1$  ще определим,



Фиг. 4.6

изхождайки от втория закон на Кирхоф, съгласно който сумата от напреженията в първичната верига е нула:

$$u_1 + e_1 = 0; \quad u_1 = -e_1. \quad /4.7/$$

Това означава, че векторът  $U_1$  съвпада с вектора  $-E_1$ . Магнитният поток  $\Phi_0$  се създава от тока в първичната верига  $i_{10}$  и е във фаза с неговия вектор  $I_{10}$ .

Получената векторна диаграма ни е позната: това е векторната диаграма на идеална бобина, разгледана в глава 1 (местоположението на векторите зависи от избора на начална фаза, меродавно е взаимното им разположение). Това е напълно закономерно, тъй като идеализираният трансформатор, работещ на празен ход, фактически представлява една бобина, във втората бобина се индукира е.д.н., но при отсъствие на ток през нея, тя не взима никакво участие в явленията.

От взаимното разположение на векторите  $U_1$  и  $I_{10}$  на ъгъл  $\pi/2$  е ясно, че идеализираният трансформатор при празен ход не консумира мощност от захранващия източник.

### 4.3 РАБОТА НА ИДЕАЛИЗИРАНИЯ ТРАНСФОРМАТОР ПРИ ТОВАР

Работата на трансформатора при товар е режим, при който вторичната намотка е свързана към консуматор и през затворената вторична верига протича ток (фиг.4.7). Този ток  $I_2$ , преминавайки през вторичната намотка, създава нов магнитен поток  $\Phi_2$ , който ще се сумира със създадения от първичната намотка поток  $\Phi_1$ , в резултат на което ще се получи нов общ магнитен поток. Нека да определим какъв ще бъде той.

От (4.5) и (4.7) се вижда, че магнитният поток  $\Phi_{0m}$  зависи само от е.д.н.  $E_1$ , съответно от  $U_1$ , тъй като и честотата  $f$  и броят на навивките  $N_1$  са неизменни. Това означава, че при неизменно захранващо напрежение магнитният поток има постоянна стойност както при празен ход, така и при товар (това правило важи строго само за идеализирания трансформатор). Значи, новопоявеният се поток  $\Phi_2$  трябва да бъде компенсирал чрез противоположен и равен по големина поток, който може да бъде създаден само от допълнителен ток през първичната намотка така, че в резултат:

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_{10}. \quad /4.8/$$

При линейна зависимост /извън зоната на насищане/ магнитният поток е пропорционален на тока и броя на навивките така, че горното равенство може да бъде записано и така:

$$kN_1 \cdot I_1 + k \cdot N_2 \cdot I_2 = k \cdot N_1 \cdot I_{10}, \quad /4.9/$$

където  $k$  зависи от вида и размерите на магнитопровода. След съкращаване получаваме:

$$N_1 \cdot I_1 + N_2 \cdot I_2 = N_1 \cdot I_{10}, \quad /4.10/$$

Този израз се нарича “закон за равенство на магнитодвижещите напрежения”, тъй като произведението на тока по броя на навивките се нарича “магнитодвижещо напрежение”. Законът е в сила и при нелинейна зависимост (насищане), тъй като фактически се сумират не потоците, а напреженията.

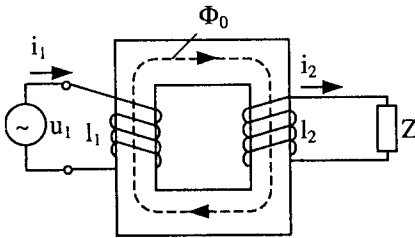
От (4.10) следва:

$$I_1 = I_{10} - \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 = I_{10} - I'_2. \quad /4.11/$$

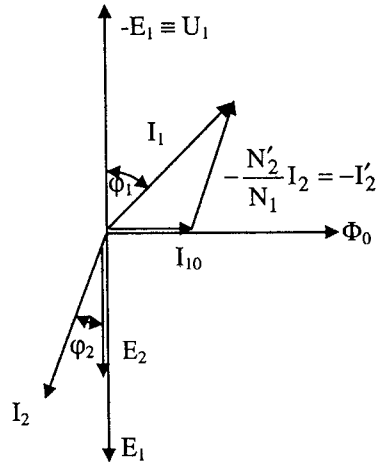
Това равенства показва, че токът  $I_1$  има две съставки: първата е токът на празен ход, а втората – токът  $I_2$  в мащаб  $\frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{k}$ , който често пъти се нарича приведен вторичен ток  $I'_2$ . Този приведен ток обикновено е значително по-голям от тока на празен ход  $I_{10}$ , така, че, ако пренебрегнем последния:

$$I_1 \approx - \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{1}{k} I_2 \text{ или } \frac{I_1}{I_2} \approx \frac{N_2}{N_1} \quad /4.12/$$

Векторната диаграма, илюстрираща работата на идеализирания трансформатор при товар е показана на фиг.4.8. Избираме вектора на тока  $I_2$  произволно в границите  $\pm \pi/2$  спрямо  $E_2$  (в зависимост от характера на товарния импеданс). Вектора на тока  $I_1$  ще получим, съгласно (4.11), като от вектора  $I_{10}$  извадим (прибавим с обратна посока) вектора  $I'_2$ , който е успореден, но с различна големина, на вектора  $I_2$ .



Фиг. 4.7



Фиг. 4.8

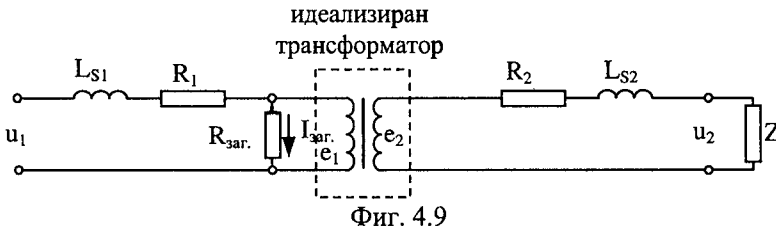
Новополученият вектор  $I_1$  сключва ъгъл, по-малък от  $\pi/2$  с напрежението  $U_1$ , което означава, че от източника се консумира активна мощност. Не е трудно да се убедим, че тази мощност  $P_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1$  е точно равна на активната мощност, отдавана на консуматора  $P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2$ . С други думи, каквато мощност черпим от трансформатора, такава той автоматично си “взима” от захранващия източник. Тази автоматична реакция, както ще видим, е присъща на всички електрически машини. Благодарение на нея трансформаторите в енергосистемите стоят непрекъснато включени, независимо, че в определени часове от денонощието консумацията на енергия е нищожна.

Механизмът на автоматичната реакция е следният: всяко, дори нищожно изменение на резултантния магнитен поток, предизвикано от поява, или изменение на тока във вторичната намотка, води до изменение на е.д.н.  $E_1$ , и нарушаване на равновесието на напреженията в първичната верига, което води до такава промяна на

големината и посоката на тока  $I_1$  (респ. м.д.н.  $N_1 \cdot I_1$ ), която да отстрани причината за промяната (правило на Ленц) и да възстанови равновесието.

#### 4.4. РЕАЛЕН ТРАНСФОРМАТОР

За да използваме направените дотук изводи за идеализирания трансформатор, ще съставим една заместваща схема, в която ще прибавим допълнителни елементи към него така, че всички електрически и магнитни величини в получената схема да бъдат идентични с тези, в един реален трансформатор. Схемата е показана на фиг.4.9.



Въпреки взетите мерки за намаляване на загубите от вихрови токове, в магнитопровода остават минимални загуби от тях, плюс загуби от пренамагнитване (хистерезис). Доказателство за това е загряването на магнитопроводите на трансформаторите. Тъй като сме приели, че идеализираният трансформатор няма загуби, ще ги имитираме в схемата чрез едно активно съпротивление  $R_{\text{заг}}$ , включено паралелно на първичната страна на идеализирания трансформатор, с такава стойност, при която активните загуби в него да бъдат еднакви със загубите в магнитопровода на реалния трансформатор:

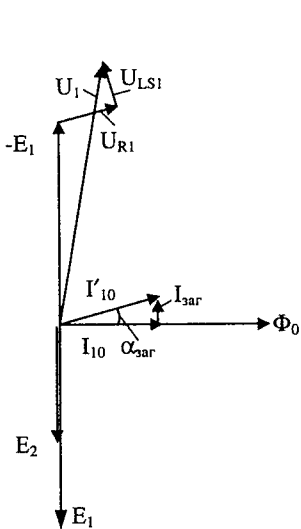
$$P_{\text{заг, магн.}} = \frac{E_1^2}{R_{\text{заг}}}$$

Проводникът, от който са навити бобините, в реалния трансформатор, също има свое съпротивление, което води до енергийни загуби при протичане на ток през тях. Съпротивленията на двете бобини могат да бъдат “изнесени” извън идеализирания трансформатор, тъй като, според закона на Ом за цялата верига, важна е сумата от съпротивленията, а не местоположенията им във веригата. По този начин заместваме съпротивленията на първичната и вторичната бобини съответно с  $R_1$  и  $R_2$ .

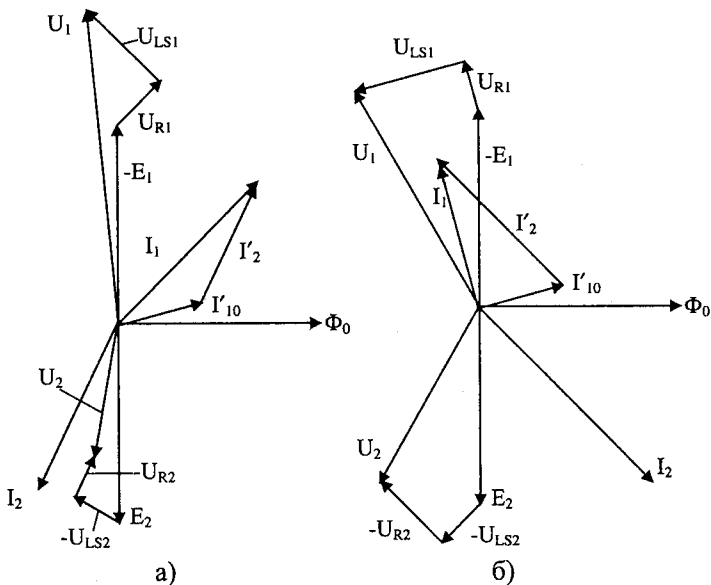
Ние приехме, също така, че идеализираният трансформатор няма разсеяни магнитни потоци. В действителност, освен общият магнитен поток  $\Phi_0$ , около бобините се създават и съответните разсеяни потоци  $\Phi_{S1}$  и  $\Phi_{S2}$ , които ще индуцират допълнителни е.д.н. Но тъй като в една затворена верига е важна сумата на е.д.н., а не мястото им, ние можем да си представим последователно в първичната и вторичната вериги две бобини  $L_{S1}$  и  $L_{S2}$ , чиито магнитни потоци ще индуцират във веригите същите е.д.н.

При работа на реалния трансформатор на празен ход, чиято векторна диаграма е показана на фиг.4.10, вторичната верига е прекъсната и не оказва влияние. В схемата различаваме верига от паралелно свързани активно съпротивление  $R_{\text{заг}}$  и идеална индуктивност – първичната намотка на идеализирания трансформатор. Индуктивният ток  $I_{10}$  изостава на ъгъл  $\pi/2$ , а активният ток  $I_{\text{заг}}$  е във фаза с напрежени-

ето  $U_1$  на идеализирания трансформатор. Сумарният ток  $I_{10}$  представлява токът на празен ход на реалния трансформатор и е изместен на ъгъл  $\alpha_{зар}$  спрямо тока на празен ход на идеализирания трансформатор. Ъгълът  $\alpha_{зар}$  се нарича ъгъл на загубите.



Фиг. 4.10



Фиг. 4.11

За да получим напрежението  $U_1$  на реалния трансформатор, трябва, както при верига от последователно свързани елементи, към напрежението на идеализирания трансформатор да прибавим напрежителните падове в  $R_1$  и  $L_{S1}$ :

$$u_1 = u_1^* + u_{R1} + u_{LS1} = -e_1 + u_{R1} + u_{LS1}, \quad /4.13/$$

където  $u_1^*$  е напрежението на идеализирания трансформатор.

Векторното построение може да се представи аналитично чрез символичната форма:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + R_1 \dot{I}_{10} + jX_{S1} \dot{I}_{10}, \text{ като } X_{S1} = \omega L_{S1}. \quad /4.14/$$

Към вектора  $-E_1$  се прибавят последователно векторът на напрежителния пад  $I_{10}R_1$ , успореден на  $I_{10}$  и векторът на напрежителния пад  $X_{S1}I_{10}$ , завъртян на ъгъл  $\pi/2$  напред. Полученият вектор  $U_1$  при реалния трансформатор не съвпада с  $-E_1$ , както при идеализирания, но поради малката стойност на тока на празен ход  $I_{10}$ , напрежителните падове, респ. разликата между двата вектора в повечето случаи е пренебрежимо малка, т.е.  $U_1 \approx -E_1$ . От друга страна, поради липсата на ток във вторичната верига  $U_2 = E_2$ , така, че ще бъде в сила с достатъчна точност приблизителното равенство:

$$U_1/U_2 \approx E_1/E_2 = N_1/N_2 = k. \quad /4.15/$$

В режим на работа при товар вторичната верига е затворена и в нея тече ток  $I_2$ , чиито вектор може да има произволна стойност и направление в рамките на ъгъл  $\pm\pi/2$  спрямо вектора  $E_2$ . Векторът на първичния ток се построява по същия начин, както при идеализирания трансформатор, с тази разлика, че се използва вектора на тока на празен ход  $I'_{10}$  на реалния трансформатор.

Напрежението  $U_1$  се намира по същия начин, както при празния ход, но тук напрежителните падове са съответно успореден и перпендикулярен на тока  $I_1$ , вместо на тока  $I_{10}$ , като същевременно са значително по-големи.

За да получим вторичното напрежение трябва да извадим от е.д.н.  $e_2$  напрежителните падове ( $e_2$  е източник на напрежение във вторичната верига):

$$u_2 = e_2 - R_2 \cdot i_2 - \omega L_{S2} i_2, \quad /4.16/$$

или в символически вид:

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - R_2 \dot{I}_2 - jX_{S2} \dot{I}_2, \text{ където } X_{S2} = \omega L_{S2}. \quad /4.17/$$

На фиг.4.11 за илюстрация са показани два варианта на векторна диаграма съответно при индуктивен и капацитивен характер на товара. Векторът  $U_2$  се получава, като към вектора  $E_2$  се прибавят: напрежителния пад  $-I_2 R_2$ , успореден и обратно насочен спрямо тока  $I_2$  и напрежителния пад  $I_2 X_{S2}$ , завъртян на ъгъл  $\pi/2$  напред.

При товар се получават съществени разлики между напреженията и съответните е.д.н. и приблизителното равенство (4.14) не може да се използва, освен за най-груби изчисления.

Режимът на работа при товар има един характерен частен случай – режима на късо съединение, при който вторичните изводи на трансформатора са свързани на късо, т.е. товарният импеданс  $Z_2 = 0$  и  $U_2 = 0$ . За да се ограничат токовете в трансформатора до номиналните им стойности трябва трансформаторът да бъде захранен с достатъчно ниско напрежение  $U_1$ . С намаляването на напрежението намалява съответно и токът на празен ход  $I_{10}$  до пренебрежима стойност, така, че приблизителното равенство (4.12) е с висока степен на точност. За сметка на това приблизителното равенство (4.15) става безсмислено, тъй като  $U_2 = 0$ .

#### 4.5. ЗАГУБИ И К.П.Д.

Мощността, която трансформаторът получава от захранващия източник е:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1,$$

а мощността, която отдава на консуматорите:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2.$$

Коефициентът на полезно действие е:  $\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{\text{заг}}}$  Мощността на загубите,

както беше споменато по-горе, се дължи на загубите в магнитопровода, които често се наричат загуби в стоманата и загубите в проводниците, които по традиция се наричат загуби в медта, въпреки, че все по-често трансформаторите се изработват с алуминиеви проводници.

$$P_{\text{заг}} = P_{\text{ст}} + P_{\text{м}}. \quad /4.18/$$

Можем да определим двата вида загуби от заместващата схема на фиг.4.9:

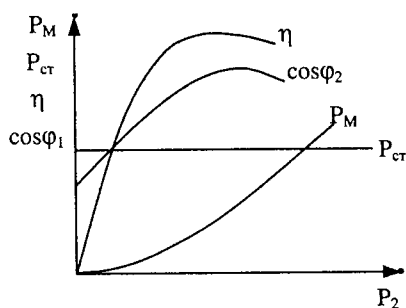
$$P_{\text{ст}} = \frac{E_1^2}{R_{\text{заг}}} \text{ и } P_{\text{м}} = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2. \quad /4.19/$$

Тъй като  $E_1$  се изменя слабо при промяна на натоварването, можем да приемем загубите в магнитопровода  $P_{\text{ст}}$  за постоянни, докато загубите в проводниците зависят само от натоварването и при празен ход практически отсъствуват. Това позволява загубите  $P_{\text{ст}}$  да бъдат измерени чрез опит на празен ход.

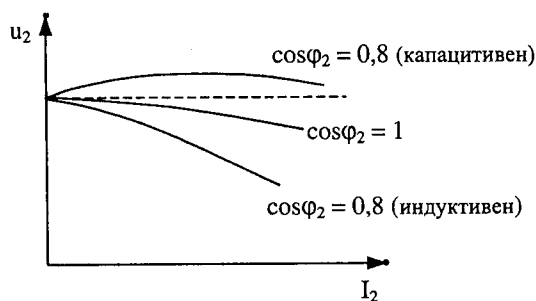
При режим на късо съединение, както казахме по-горе, напрежението върху първичната намотка трябва да е достатъчно ниско, за да не надхвърлят токовете своите номинални стойности. На практика това напрежение е няколко процента от номиналното. Още по-малко ще бъде  $E_1$ , поради което и загубите  $P_{ст}$  ще бъдат пренебрежимо малки. Ето защо, чрез опит на късо съединение можем да определим загубите в проводниците  $P_M$ . На практика опитът се провежда при такова напрежение, при което токовете достигат номиналните си стойности, като се измерва мощността  $P_{M,ном.}$  с ватметър. Загубите в проводниците за всеки друг режим, различен от номиналния, ще се определят от формулата:

$$P_M = P_{M,ном.} \frac{I_1^2}{I_{1н}^2} = P_{M,ном.} \frac{I_2^2}{I_{2н}^2} \quad /4.20/$$

Основанието за тази формула са изразите (4.19) и (4.12).



Фиг.4.12

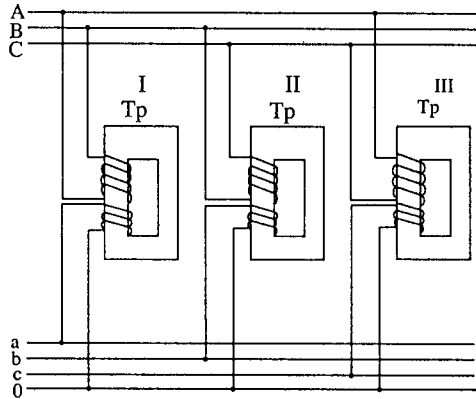


Фиг.4.13

На фиг.4.12 са показани примерни зависимости на загубите, к.п.д. и  $\cos\phi$  от натоварването  $P_2$ . На фиг.4.13 са показани т.нар. външни характеристики, представляващи зависимостта на вторичното напрежение от натоварването. Различията във вида на характеристиките при индуктивен и капацитивен товар се дължат на различните посоки на векторите на напрежителните падове (фиг.4.11).

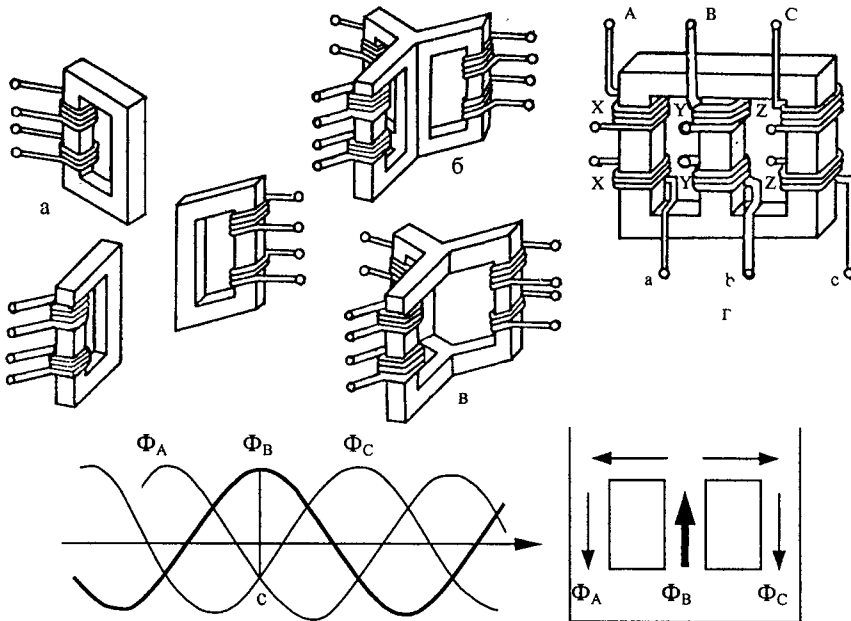
#### 4.6. ТРИФАЗНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Трифазната електрическа мощност в енергийните системи се преобразува с помощта на трифазни трансформатори. По принцип, могат да се използват три еднофазни трансформатора, работещи като един агрегат, наречен "групов трансформатор", както е показано на фиг.4.14. В конкретния случай първичните намотки на трансформаторите са свързани в триъгълник, а вторичните – в звезда с изведен общ проводник (звезден център). Такова свързване се означава като  $\Delta/Y$ . По принцип са възможни всички останали комбинации –  $\Delta/Y$ ,  $Y/Y$  и  $Y/\Delta$ . Всяка от тях може да има предимства в конкретен случай.



Фиг. 4.14

Габаритите и цената на трифазния трансформатор могат значително да се намалят, ако частите на магнитопроводите, върху които не са разположени намотки се обединят, както е показано на фиг.4.15б.



Фиг. 4.15

В симетрична трифазна система трите магнитни потока  $\Phi_{01}$ ,  $\Phi_{02}$  и  $\Phi_{03}$  в трите трансформатора са еднакви по амплитуда и разместени по фаза на  $120^\circ$ . Това е следствие от дефиницията за симетрична трифазна система и равенство (4.2). Сумата на три такива вектора е нула, нулева ще бъде и моментната ѝ стойност. Това означава, че общата част може да липсва (фиг.4.15в), без това да нарушава нормалната работа на трансформатора.

Въпреки, че е осъществена икономия, тази конструкция е обемиста и нетехнологична за изработка. Затова магнитопроводите на трифазните трансформатори се изработват най-често така, че трите ядра да лежат в една равнина, както е показано на фиг.4.15г. Върху всяко ядро се разполагат по една първична и една вторична намотки. При тази конструкция съществува известна несиметрия: пътищата на трите магнитни потока не са еднакви, но това не оказва съществено влияние.

#### 4.7. АВТОТРАНСФОРМАТОРИ

Автотрансформаторите са такива трансформатори, при които, в качеството на намотка за по-ниското напрежение се използва част от намотката за по-високото напрежение. Автотрансформаторите могат да се използват както като понижаващи, така и като повишаващи. Между електромагнитните процеси в автотрансформатора и обикновения трансформатор няма принципна разлика, така, че основните зависимости, изведени за трансформаторите са в сила и тук.

Двете намотки на автотрансформатора са свързани освен с индуктивна връзка чрез магнитния поток и с непосредствена галванична връзка. Това означава, че енергията се предава не само по електромагнитен, но и пряко по електрически път, което позволява, при едни и същи габарити, предаването на по-голяма мощност в сравнение с обикновения трансформатор.

На фиг.4.16а и б са показани съответно понижаващ и повишаващ автотрансформатор. Броят на навивките към по-високото напрежение е целият брой навивки.

Ще се спрем на понижаващия автотрансформатор. Токът в общата част на намотката  $N_2$  е приблизително равен на разликата между вторичния и първичния ток, съгласно първия закон на Кирхоф, тъй като фазовата им разлика е близка до  $180^\circ$

$$I^* = I_2 - I_1 \approx kI_1 - I_1 = (k - 1)I_1, \quad /4.21/$$

където  $k = N_1/N_2 \approx I_2/I_1$  – коефициент на трансформация.

Горното равенство показва, че през частта от намотката, която се явява вторична, тече по-малък ток и тя може да бъде изработена от проводник с по-малко сечение. При това тази икономия ще бъде толкова по-голяма, колкото по-близък е коефициентът на трансформация до единица.

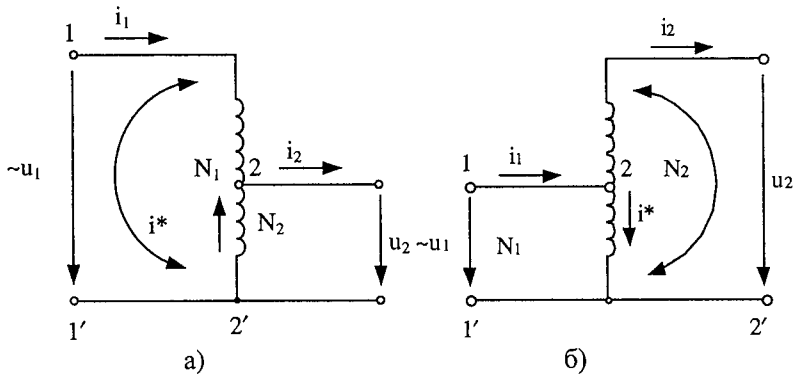
Ако умножим двете страни на първото равенство от (4.21) с  $U_2$ , получаваме:

$$U_2 I_2 = U_2 I_1 + U_2 I^*. \quad /4.20/$$

Тук  $U_2 I_2 = S_2$  е пълната мощност във вторичната верига,  $U_2 I_1$  е проходна мощност, която се предава непосредствено от галваничната връзка, а  $U_2 I^*$  е мощността, която се предава по електромагнитен път и определя габаритите на автотрансформатора.

Поради по-малките си габарити и цена автотрансформаторът често се нарича “икономичен трансформатор”. Наред с това предимство той има и един съществен недостатък – галваничната връзка и опасността от попадане на високо напрежение в намотката за ниско напрежение. Това е особено нежелателно, ако вторичната намотка е за много по-ниско напрежение от първичната, което се смята за “безопасно”. В такива случаи използването на автотрансформатор е недопустимо, още повече че икономията, поради голямата стойност на  $k$ , ще бъде незначителна.

Автотрансформаторите могат да бъдат и в трифазно изпълнение, като намотките им се свързват в звезда (Y/Y).



Фиг. 4.16

Едно от честите приложения на автотрансформаторите е като регулируеми трансформатори. За целта единият извод, обикновено средният, се изпълнява като плъзгащ контакт, а проводниците се зачистват от изолацията си в зоната на контактуване. Чрез преместване на плъзгащия контакт, което може да става ръчно или механично от управляващо устройство, се постига плавно изменение на вторичното напрежение.

#### 4.8. ИЗМЕРВАТЕЛНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

В практиката се налага измерване на различни по големина напрежения, включително във вериги с високо напрежение, до които е опасно дори доближаването, а директното включване на измервателен уред е абсурдно.

В тези случаи измерването става индиректно, като се използва измервателен трансформатор за напрежение, наричан още напрежителен трансформатор. Освен редуцирането на напрежението до ниска стойност (стандартната стойност е 100 V), и увеличаването по този начин на обхвата на уреда, трансформаторът осъществява и галванично разделяне на измервателната верига от първичната верига с опасно напрежение.

В практиката се налага и измерване на токове във вериги с високо напрежение, при които е недопустимо директното включване на амперметър. Често се налага и измерване на големи токове, които са извън обхвата на произвежданите уреди. Някои електропещи, например, работят с ниско напрежение, но с токове от порядъка на десетки хиляди ампера. И в двата случая се налага използването на измервателни трансформатори за ток, наричани още токови трансформатори. И тук, както при напрежителните трансформатори, се използва стандартизиран обхват 5 A за амперметъра, включен към вторичната страна.

На фиг.4.17 е показана схемата на напрежителен трансформатор. Свързването е еднакво с това на обикновения трансформатор. Към вторичната намотка, която винаги е с по-малък брой навивки от първичната, освен волтметър, могат да се включват напрежителна бобина на ватметър или електромер, честотомер и др. Важна особеност е заземлението на вторичната верига и металния корпус на трансформатора за безопасност на обслужващия персонал. В много случаи между двете намотки се поставя заземен метален екран, който изключва късо съединение между тях.

За предпазване и ненарушаване на нормалната работа на линията за високо напрежение при евентуална повреда в трансформатора са поставени предпазители Пр<sub>1</sub>, а за предпазване на самия трансформатор от къси съединения в измервателната верига – Пр<sub>2</sub>.

Както при измервателните уреди и при измервателните трансформатори е от съществено значение точността. В зависимост от приведената грешка и те са класифицирани по същия начин. Тук, обаче, е специфична и т.нар. ъглова грешка, която, при напрежителния трансформатор, представлява отклонението от противофазното положение на векторите  $U_1$  и  $U_2$  (фиг.4.11). Тя играе роля при включване на ватметър или електромер.

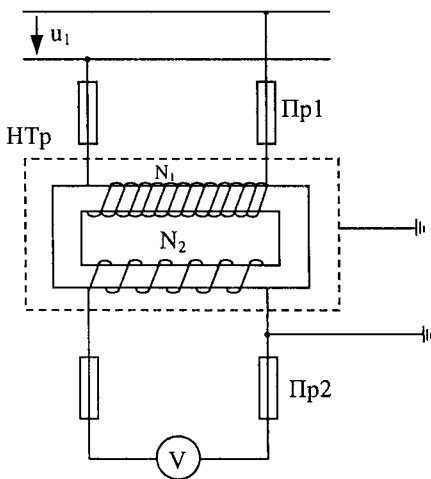
Консуматорите, свързвани към напрежителния трансформатор (волтметър, напрежителна бобина) са с много голямо съпротивление. Трансформаторът работи практически на празен ход, при което и двете грешки стават пренебрежимо малки и, съгласно (4.15) неизвестното напрежение може да се определи точно от показанието на волтметъра във вторичната верига:

$$U_X = U_2.k.$$

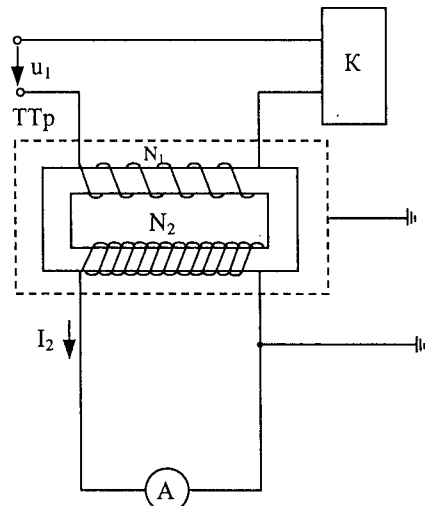
Обикновено волтметърът е разграфен направо в първично напрежение за удобство.

На фиг.4.18 е показана схема на свързване на токов трансформатор. В случай, че трансформаторът е свързан във верига с високо напрежение, и тук са изпълнени съответните заземления. Не се поставят предпазители, тъй като прекъсването им ще наруши работата на първичната верига.

Свързването на токовия трансформатор е необичайно: първичната му намотка е свързана последователно във веригата; ако към вторичната намотка се свързват повече от един консуматори (амперметър, токова бобина), те се свързват последователно.



Фиг. 4.17



Фиг. 4.18

Амперметърът и токовите бобини имат много малко съпротивление, така, че режимът на работа на токовия трансформатор е близък до късо съединение. Съгласно изложеното за този режим в т. 4.4, поради незначителния ток  $I_{10}$ , приблизителното равенство (4.12) става точно и неизвестният първичен ток се определя от израза:

$$I_X = \frac{1}{k} \cdot I_2.$$

Незначителна става и ъгловата грешка между токовете  $I_1$  и  $I_2$  (фиг.4.11, при отсъствие на  $I'_{10}$ ).

Трябва да се знае, че прекъсването на вторичната верига на токовия трансформатор е недопустимо! При прекъсването първичният ток остава неизменен, тъй като той се обуславя от напрежението и общия импеданс във веригата, в който дела на токовия трансформатор е нищожен. Магнитният поток  $\Phi_1$  няма да може да бъде компенсиран от поток  $\Phi_2$  и, поради голямата си стойност, ще индуктира опасно високо напрежение във вторичната намотка. При всяко свързване във вторичната верига трябва първо да се свържат накъсо изводите на намотката!

Като правило, първичната намотка на токовия трансформатор има значително по-малък брой навивки от вторичната. В много случаи е достатъчна една единствена навивка. В такива случаи токовият трансформатор се изпълнява конструктивно като “проходен”: върху магнитопровода се поставя само вторичната намотка, а през прозореца на магнитопровода преминава проводник от първичната верига, който играе ролята на една навивка. На базата на тази конструкция се изработват и така наречените “амперклещи” или “клещи на Дитце”, при които магнитопроводът може ръчно да се отваря и да “захапва” проводник, без да е необходимо прекъсване на веригата. Снабдени са с амперметър, с който се отчита тока през проводника.

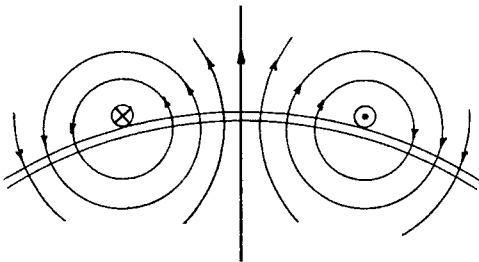
## П Е Т А   Г Л А В А

### А С И Н Х Р О Н Н И   М А Ш И Н И

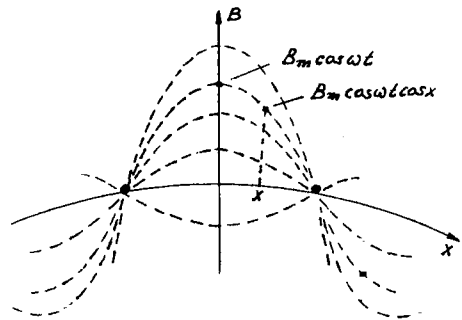
Асинхронните машини са променливотокови електрически машини, които превръщат електрическата енергия в механична и обратно. Основното им приложение е като двигатели. Това са най-масово използваните двигатели поради простата и надеждна конструкция, ниска цена и висок к.п.д. Наред с това управлението на скоростта, което е едно все по-актуално изискване към съвременните технологии с оглед оптимизацията им, се осъществява по-трудно при асинхронните двигатели в сравнение, например, с постояннотоковите двигатели. Бурното развитие на електронните технологии в последно време, обаче, създаде достъпни устройства за управление на скоростта на асинхронни двигатели, така, че по този показател те се изравняват с постояннотоковите, като остават с всички други предимства.

#### 5.1. ВЪРТЯЩО СЕ МАГНИТНО ПОЛЕ

Действието на асинхронните и синхронните машини се основава на създаването на т.нар. въртящо се магнитно поле. Физически то представлява вектор, или система от вектори на магнитна индукция, които се въртят с равномерна ъглова скорост. Въртящо се магнитно поле може да се създаде от постоянен въртящ се магнит. При асинхронните машини то се създава без подвижни части от наслагане на магнитните потоци на бобини.

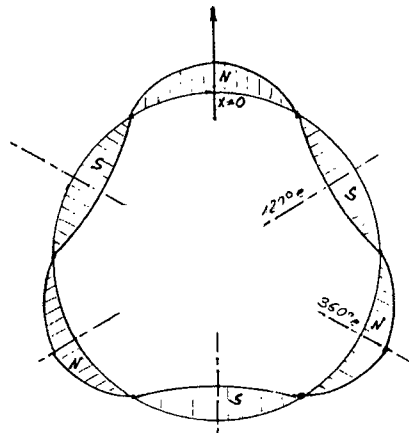


Фиг. 5.1



Фиг. 5.2

Асинхронните електрически машини съдържат неподвижна част, наречена статор, и подвижна (ротиреща), наречена ротор. Те са разделени с процеп, който е равномерен и има цилиндрична форма. През този процеп (междина) преминава магнитният поток, който се създава от бобини, разположени в статора в близост до цилиндричната повърхност. На фиг. 5.1 е показана част от цилиндричния процеп и две страни на бобина. При протичане на ток през бобината се създава магнитен поток, който преминава през плоскостта  $\dot{\imath}$  и се затваря извън нея, като посоката на магнитните силови линии извън бобината е обратна. Ще приемем, че магнитната индукция е максимална в средата на бобината и нула при проводниците  $\dot{\imath}$ , като формата  $\dot{\imath}$  е синусоидална (фиг.5.2)



Фиг. 5.6

Тъй като координатната ос  $x$  е фактически кръгова линия от цилиндричната разделителна повърхност между статора и ротора (фиг. 5.6), преместващото се магнитно поле ще бъде, фактически, въртящо се поле, като между координатата  $x$  и централния ъгъл  $\alpha$  ще съществува пропорционална зависимост:

$$x = p \cdot \alpha$$

При  $\alpha = 2\pi$ ,  $x = 2\pi \cdot p$ , при което  $p$  трябва да бъде цяло число, за да бъдат синусоидалните вълни непрекъснати.

От равенството  $v = \omega$ , за ъгловата скорост на магнитното поле се получава:

$$\Omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{v}{p} = \frac{\omega}{p}$$

Ако използваме честотата на въртене  $n_0 = \Omega / 2\pi$  и честотата на тока  $f$ :

$$n_0 = \frac{\omega}{2\pi \cdot p} = \frac{f}{p} \text{ [1/s].}$$

По традиция честотата на въртене се измерва в обороти за минута:

$$n_0 = 60 \frac{f}{p} \text{ [1/min].} \quad /5.7/$$

Числото  $p$  е равно на броя вълни, които се събират в обиколката на разделителната повърхност. Всяка вълна има положителна и отрицателна полувайна, които съответстват условно на северен и южен полюс. Ето защо числото  $p$  се нарича брой чифтове полюси. Броят на чифтовете полюси се определя от количеството, ширината и начина на свързване на бобините.

Видяхме, че координатите на бобините по оста  $x$  се определят в ъглови единици (радиани или градуси), независимо от числото  $p$ . За унифициране на анализа на машини с различен брой чифтове полюси е въведено понятието електрически градус. В разглеждания пример електрическите градуси са ъгловите единици по оста  $x$ :

$$x^0 = p \cdot \alpha^0$$

В първия разгледан пример с двете бобини дефазирането на токовете се постига обикновено с помощта на реактивни елементи, включени във веригите на бобините. Във втория пример, при използване на трифазна система, това дефазирание се получава естествено, без необходимостта от каквито и да е допълнителни елементи. Лесното създаване на въртящо се магнитно поле е най-голямото предимство на трифазните системи!

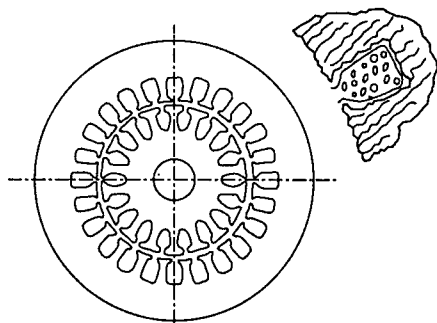
Всички заключения дотук направихме при предположението, че пулсиращото поле, създавано от една единствена бобина има синусоидална пространствена фор-

ма. В реалните машини това условие се изпълнява приблизително, като резултат от целенасочени конструктивни мерки (например секциониране на бобините). Приближението е по-добро при големите машини, докато при по-маломощните формата на полето може да бъде по-различна (например трапецовидна). Като следствие, въртящото се поле няма идеална синусоидална форма и тя не е стационарна.

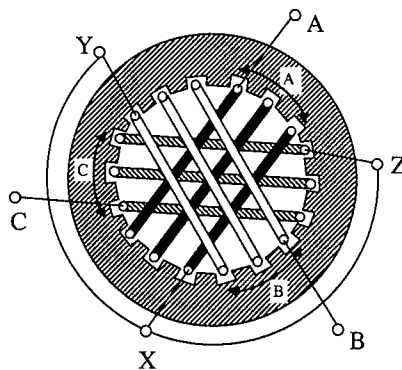
## 5.2. УСТРОЙСТВО НА АСИНХРОННИТЕ МАШИНИ

При всички електрически машини стремежът е магнитният поток по възможност да се затваря изцяло във феромагнитна среда, тъй като това ще доведе до съществено повишаване на магнитната индукция и, оттам на техническите показатели. Това е довело до традиционната конструкция на асинхронния двигател, представляваща две концентрични цилиндрични тела от феромагнитен материал, най-често от специална листовка електротехническа ламарина. Външното тяло представлява кух цилиндър, обикновено е неподвижно и се нарича статор, докато вътрешното цилиндрично тяло най-често е свързано с вал, лагеруван върху неподвижни опори и се нарича ротор. (фиг.5.7). Съществува и обратна конструкция при която вътрешният цилиндър е статор, а външният – ротор. Между статора и ротора има процеп (въздушна междина) от порядъка на десети от милиметъра. Тази междина е нежелателна от електромагнитна гледна точка, тъй като отслабва магнитната индукция, но е необходима от механични съображения, понеже на всяко лагерувано въртящо се тяло са присъщи хлабини в лагерите, провисване, вибрации, които, без съответния процеп могат да доведат до задиране на повърхностите.

Бобините, които създават въртящото се магнитно поле, са разположени в статора в специално изработени надлъжни канали. Фактически, тъй като статорът е изработен от отделни листовки с щанцовани върху тях изрези, каналите се получават чрез подреждане на изрезите един зад друг при сглобяване на статорния пакет. Каналът, в уголемен вид, е показан на фиг.5.7. Преди поставяне на проводниците, в канала е положено изолационно фолио. Каналът се стеснява във външния си край, за да се увеличи вътрешната цилиндрична повърхност и намали загубата на магнитна индукция при преминаването на магнитния поток през междината.



Фиг. 5.7



Фиг. 5.8

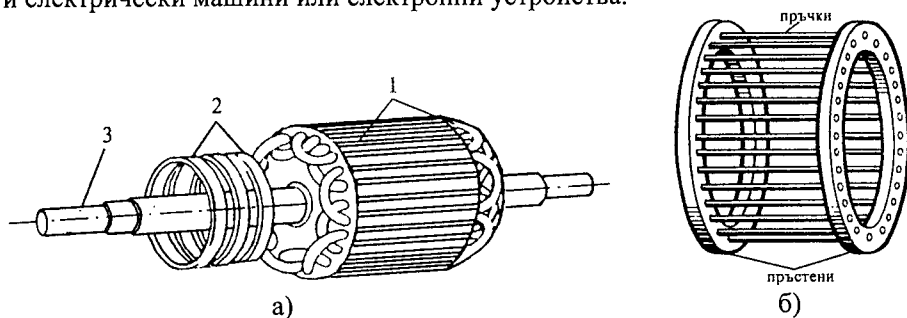
Роторът също е изработен от отделни листове, събрани в роторния пакет, при което се образуват канали, подобни на статорните.

Статорът е закрепен към неподвижен корпус, в който са разположени лагерите на вала и скрепително устройство (лапи, фланец).

При трифазна машина, както установихме, бобините трябва да бъдат най-малко  $3r$  на брой, като двете активни страни (тези, които лежат в каналите) са разположени приблизително на  $180$  електрически градуса. Бобините на отделните фази са разместени на  $120$  електрически градуса. Често пъти, за да се получи форма на полето в пространството, по-близко до синусоидалната, всяка от бобините може да се раздели на още секции (фиг.5.8).

В зависимост от вида на роторните намотки, асинхронните машини се делят на: машини с навит (фазов) ротор и машини с късосъединен (кафезен) ротор.

При навития ротор в каналите е положена трифазна намотка 1 (фиг.5.9а), по подобие на статорната. Намотката обикновено се свързва в звезда, а трите ѝ извода се свързват с три контактни пръстена 2, изолирани помежду си и от вала 3. При въртенето си, пръстените се плъзгат по неподвижни контакти, наречени "четки" (в зората на електрическите машини са използвани метални четки). Съвременните четки представляват меднографитни пресовани призматични тела. Те се свързват обикновено към три реостата, свързани в звезда, а в някои специални случаи към други електрически машини или електронни устройства.



Фиг.5.9

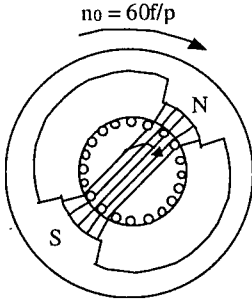
Роторната намотка на машина с късосъединен ротор се състои от неизолирани (голи) медни или алуминиеви проводници с пръчковидна форма, поставени в каналите и свързани от двете страни съответно с медни или алуминиеви пръстени (фиг.5.9б). Намотката прилича на кафез, от където е дошло наименованието ѝ. При съвременните производствени технологии намотката се изготвя чрез заливане на роторните канали с алуминий под налягане, като върху свързващите пръстени се оформят и вентилационни лопатки.

### 5.3. ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА АСИНХРОННИТЕ МАШИНИ. ХЛЪЗГАНЕ

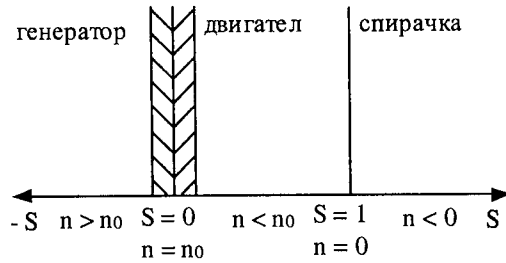
Принципът на действие на асинхронната машина се основава на взаимодействието между въртящото се магнитно поле и токовете в роторните намотки. При това е без принципно значение, дали полето се създава от постоянен въртящ се магнит, или от бобини по известния вече начин.

На фиг.5.10 е показан схематичен разрез на една фиктивна асинхронна машина, чието магнитно поле се създава от постоянен въртящ се магнит. Показани са проводниците на ротора, без значение, дали той е късосъединен или навит. Показани са и магнитните силови линии.

Магнитното поле се върти със скорост.  $n_0 = 60f/p$ , която се нарича синхронна скорост. Ако роторът е неподвижен, от пресичането на проводниците му от полето във всеки от тях възниква е.д.н., което се определя от формулата:  $e = V.v.l$ , където  $v$  е периферната скорост,  $l$  – дължината на проводника в канала, а  $V$  – магнитната индукция.



Фиг. 5.10



Фиг. 5.11

Тъй като роторните проводници са включени в затворена верига (накъсо или през реостат), под действие на е.д.н. в тях протича ток  $i$ . От взаимодействието с магнитното поле, във всеки проводник възниква сила:

$$F = i.B.l.$$

Посоката на тези сили можем да определим по правилото на Ленц, съгласно което всички токове се индуцират с такава посока, че да се съпротивляват на причината, която ги е създала. В случая причината е относителната скорост между полето и ротора. Силите ще бъдат в посока на въртящото се поле, защото ще се стремят, завъртайки ротора в същата посока, да намалят и елиминират относителната скорост.

Възможно ли е роторът да се завърти със скоростта на полето? Възможно е, но тогава ще изчезне взаимното пресичане на проводници и магнитно поле. Няма да се индуцира е.д.н., няма да протича ток, няма да възникват сили. Такава скорост е възможна теоретично, ако няма никакви загуби на енергия или, ако загубите се компенсират чрез внасяне на механична енергия от вън. Нарича се скорост на идеален празен ход. Във всички други случаи скоростта на ротора ще е различна от тази на полето, затова машините носят наименованието “асинхронни”. Мярка за тази разлика е една, специфична за асинхронните машини величина, която се нарича “хлъзгане” и се бележи с буквата “s”:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} \tag{5.8/}$$

където  $n$  и  $\Omega$  са съответно честота на въртене и ъглова честота на ротора.

На фиг.5.11 е показана диаграма, илюстрираща режимите на работа на асинхронния двигател във функция от хлъзгането. При  $0 < s < 1$ , скоростта на ротора е пониска от синхронната и със същата посока. Видяхме, че и силите, респ. въртящият момент са в същата посока, т.е. те ще извършват механична работа. Машината е в двигателен режим.

При  $s = 1$  скоростта  $n = 0$ , роторът е в покой. Този случай е налице всеки път в момента на пускане на двигателя.

При  $s > 1$ ,  $n$  трябва да има отрицателна стойност, т.е. роторът ще смени посоката си. Силите, по правилото на Ленц, продължават да действуват в същата посока, т.е. срещу движението. Такъв режим се нарича спиращен.

И накрая ще разгледаме случая, когато  $s < 0$ . Този случай е налице при  $n > n_0$ . Токовете, съгласно правилото на Ленц, ще се стремят да забавят движението на ротора до  $n_0$ , т.е. силите ще бъдат обратни на посоката на движение. Действието им е спиращо и, за да се поддържа скоростта, трябва да се вкарва механична мощност от вън. Тази мощност ще бъде преобразувана от машината в електрическа, т.е. машината ще се превърне в генератор. Това лесно преминаване от двигателен в генераторен режим е присъщо на повечето електрически машини.

В установен режим асинхронните двигатели, особено по-мощните, работят с много малко хлъзгане ( $s = 0,02$  до  $0,07$ ).

Повечето асинхронни двигатели, които работят в променлив режим, преминават често в генераторен режим. Асансьорите, лифтовете, крановете, в една от двете посоки могат да освобождават потенциалната си енергия и я превръщат в кинетична, при което, за сметка на много малко увеличение на скоростта, преминават в генераторен режим, при което се появява съпротивителен момент, ограничаващ нарастването на скоростта.

#### 5.4. Е.Д.Н. И ТОК В НАМОТКИТЕ НА СТАТОРА И РОТОРА

Въртящият се магнитен поток, макар и неизменен по големина, се явява променлив за всяка неподвижна бобина. Ако роторът е неподвижен, същото ще се отнася и за него. Освен това, магнитният поток е един и същ за статорните и за роторните bobini. Налице са всички условия от дефиницията на трансформатора. Следователно, асинхронната машина със застопорен ротор представлява трифазен трансформатор, наистина, с необичайна конструкция.

Ако застопоряваме ротора в различни положения, благодарение на въртящото се магнитно поле, ще получим система вторични (роторни) напрежения, изместени по фаза спрямо първичните (статорните). Такива устройства се произвеждат и се наричат фазорегулатори. С навлизането на електронни фазорегулиращи устройства, тяхното използване е много ограничено.

За асинхронната машина със застопорен ротор са валидни трансформаторните уравнения:

$$E_1 = 4.44fN_1 \cdot \Phi_m k_{H1} \text{ и } E_2 = 4.44fN_2 \Phi_m k_{H2}. \quad /5.9/$$

Единствената разлика с равенства (4.3) са т.нар. коефициенти на намотките  $k_{H1}$  и  $k_{H2}$ , които са близки, но по-малки от единица. Те са резултат от обстоятелството, че целият магнитен поток не минава едновременно през всичките навивки на бобината. Това се дължи на разделянето на бобината на секции, при което отделните секции са разместени пространствено, като в резултат на това индуктираните е.д.н. не са във фаза и сумата им е по-малка от алгебричната сума. Това може да се дължи и на ширина на бобината, различна от  $180$  електрически градуса.

За да разгледаме явленията при въртящ се ротор, трябва първо да определим честотата на индуктираните в роторните намотки напрежения. Относителната скорост на полето спрямо въртящия се в същата посока ротор ще бъде:

$$\Delta n = n_0 - n. \quad /5.10/$$

Връзката между скорост на полето и честота е същата, както при статора:

$$\Delta n = 60f_2/p,$$

където  $f_2$  е честотата в ротора.

Като заместим (5.10) в горното равенство, разделим двете страни с  $n_0$  и заместим (5.7) и (5.8), получаваме:

$$f_2 = s.f. \quad /5.11/$$

Токовете в ротора, които са със същата честота  $f_2$  ще създадат въртящо се магнитно поле, чиято абсолютна скорост, като вземем предвид (5.7) и (5.8), ще бъде:

$$n_2 = \frac{60f_2}{p} + n = \frac{60sf}{p} + n = n_0s + n = n_0.$$

Скоростта на магнитното поле на ротора се оказва еднаква с тази на въртящото се магнитно поле, създадено от статора, и не зависи от хлъзгането. Тъй като единствената връзка между ротора и статора е магнитна, явленията в последния по никакъв начин няма да се повлияят от това, дали роторът е неподвижен, или не. В такъв случай можем да разглеждаме асинхронната машина като трансформатор и при въртящ се ротор. И все пак, има и една съществена разлика, която ще стане ясна от заместващата схема, показана на фиг.5.12.

В схемата с  $R_2$  е означено сумарното съпротивление в роторната верига (на намотките и евентуално външно, при навит ротор), а с  $L_2$  – индуктивността от разсейване на роторната намотка. Елементите в първичната верига са същите, като в заместващата схема на реалния трансформатор.

При въртящ се ротор, е.д.н.  $E_2$  ще бъде:

$$E_2 = 4,44sfN_2 \Phi_{om}k_{H2}, \quad /5.12/$$

а вторичният (роторният) ток:

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + (2\pi sfL_2)^2}}. \quad /5.13/$$

Първичният ток ще се определи, както при трансформатора, от формула (4.11). Не е трудно да се убедим, че електрическата мощност във вторичната верига на идеализирания трансформатор е различна от тази в първичната. Тази неадекватност се дължи на смяната на честотата и е свързана с обстоятелството, че част от мощността се превръща в механична.

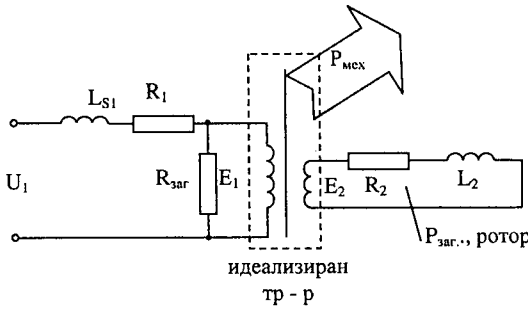
## 5.5. ВЪРТЯЩ МОМЕНТ. ХАРАКТЕРИСТИКИ

Ще разгледаме енергийния баланс на една асинхронна машина (фиг.5.13). Електрическата мощност  $P_1$  постъпва към статорните навивки. В статора има загуби в стоманата и в проводниците. След отделянето им остава чиста мощност  $P_{em}$ , която се предава по електромагнитен път към ротора (на фиг.5.12 това е мощността, предавана от първичната намотка на идеализирания трансформатор).

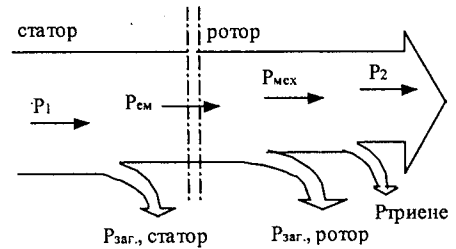
В ротора също има загуби на мощност – в съпротивлението на проводниците и в евентуален външен реостат, означени общо като  $R_2$ . Загубите в стоманата са ни-

щожни, поради ниската честота. На фиг.5.12 това е мощността във веригата на вторичната намотка.

От механичната мощност  $P_{\text{мех}}$ , която остава, една част се губи от триенето в лагерите. Ползватата мощност е остатъкът  $P_2$ .



Фиг. 5.12



Фиг. 5.13

Част от изброените мощности имат своя механичен еквивалент. Така изходната мощност може да се изрази чрез въртящия момент и ъгловата скорост  $\Omega$ :  $P_2 = (M - \Delta M) \cdot \Omega$ , където  $\Delta M$  е намалението на момента от триенето в лагерите..

По същия начин:

$$P_{\text{мех}} = M \cdot \Omega \text{ и}$$

$$P_{\text{ем}} = M \cdot \Omega_0,$$

/5.14/

тъй като полето се върти с ъгловата скорост  $\Omega_0$ , и въздейства на ротора със същия момент (за да бъде роторът в равновесие, сумата от моментите е нула).

Още една мощност има своя механичен еквивалент:

$$P_{\text{зар, ротор}} = P_{\text{ем}} - P_{\text{мех}} = M(\Omega_0 - \Omega) = M\Omega_0 s.$$

/5.15/

Всяка една от тези мощности може да бъде пресметната електрически и използвана за изчисление на въртящия момент.

Нашата задача е да определим въртящия момент във функция от хлъзгането  $s$ . При промяна на  $s$  се променят параметрите, напрежението и тока във вторичната верига от фиг.5.12, които определят мощността  $P_{\text{зар, ротор}}$ . Така, че използването на (5.15) е най-логично.

Същия резултат бихме получили и ако използваме (5.14), като за целта определим  $I_1$  по формула (4.11), след което изчислим  $P_{\text{ем}}$ .

От (5.15), като имаме предвид, че мощността е трифазна намираме:

$$M = \frac{P_{\text{зар, ротор}}}{\Omega_0 s} = \frac{3E_2 I_2 \cos \varphi_2}{\Omega_0 s}. \quad /5.16/$$

След заместване на  $E_2$  и  $I_2$  от (5.12) и (5.13) получаваме:

$$M = \frac{3(4,44sfN_2 \Phi_{0m} k_{H2})^2}{\Omega_0 s \sqrt{R_2^2 + (2\pi s f L_2)^2}} \cos \varphi_2.$$

След като заместим  $\Omega_0 = 2\pi n_0 = 2\pi f/60$  и обединим всички константи, ще получим:

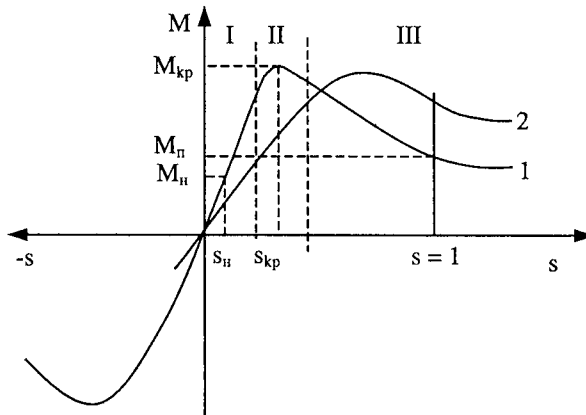
$$M = C_M \frac{sf \Phi_{0m}^2}{\sqrt{R_2^2 + (2\pi s f L_2)^2}} \cos \varphi_2, \quad /5.18/$$

$$\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (2\pi s f L_2)^2}} \quad /5.19/$$

При свързване на асинхронната машина към захранващата трифазна мрежа, и честотата  $f$  и магнитният поток  $\Phi_{om}$  са константни (5.9). Ще ги разглеждаме като променливи, когато анализираме специално тяхното влияние.

Зависимостта на въртящия момент от хлъзгането, определена от (5.18) е показана на фиг.5.14. В зависимостта различаваме три участъка. В първия участък хлъзгането  $s$  е много малко, вторият член от знаменателите на (5.18) и (5.19) е приблизително нула,  $\cos \varphi_2 \approx 1$  и моментът нараства практически линейно с нарастване на хлъзгането.

Във втория участък хлъзгането  $s$  вече е значително и вторите членове от знаменателите на (5.18) и (5.19) оказват съществено влияние върху характера на зависимостта. Тя става нелинейна и достига своя максимум.



Фиг. 5.14

В третия участък хлъзгането е голямо и вторите членове на споменатите знаменатели стават значително по-големи от първите. При това нарастването на числителя на (5.18) се компенсира от нарастването на знаменателя и зависимостта се обуславя единствено от намаляването на  $\cos \varphi_2$ .

При отрицателни стойности на хлъзгането се променя само знака на (5.18) и зависимостта е огледална в трети квадрант (в действителност ще има малка разлика, дължаща се на триенето в лагерите  $\Delta M$ , което не сме взели предвид).

В зависимостта различаваме три характерни точки: това е максималният момент, наричан още “критичен”  $M_{кр}$ , съответстващ на хлъзгане  $s_{кр}$ , моментът  $M_{п}$  при  $s = 1$ , наричан “пусков”, и номиналният момент  $M_{н}$ , при който машината може да работи продължително време, съответстващ на хлъзгане  $s_{н}$ .

При машините с навит ротор съществува възможност за увеличаване на  $R_2$  чрез включване на външен реостат. Тъй като трите участъка на зависимостта се определят от съотношението между първите и вторите членове в знаменателите на (5.18) и (5.19), увеличението на  $R_2$  ще доведе до изместване на участъците по посока на по-голямо хлъзгане (линия 2 на фиг. 5.18).

Подобно е и влиянието на честотата  $f$ . Тъй като навсякъде в (5.18) и (5.19) тя фигурира като произведение  $f \cdot s$ , промяната на честотата ще променя само мащаба на зависимостта по абсцисната ос и влиянието ѝ ще бъде сходно с влиянието на  $R_2$ .

Обратно, изменението на магнитния поток ще променя само мащаба на зависимостта по ординатната ос. Като знаем, че между магнитния поток и статорното напрежение има пропорционална зависимост:

$$M \sim \Phi_{\text{ом}}^2 \sim U_1^2$$

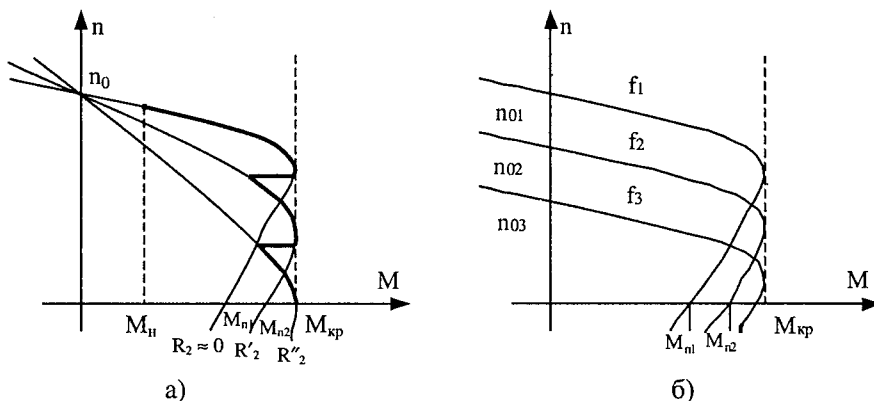
Хлъзгането е специфична величина само за асинхронните машини. За да бъде съпоставима характеристиката на въртящия момент с тази на други електрически машини или работни машини, които ще бъдат задвижвани, се налага тя да бъде трансформирана в една универсална координатна система  $n - M$  (честота на въртене – момент). Характеристиките в тази координатна система се наричат “механични”. Прехвърлянето се основава на зависимостта

$$n = n_0 (1 - s),$$

която произтича непосредствено от (5.8) и е рутинна операция.

На фиг.5.15а са показани механичните характеристики при различни стойности на съпротивлението  $R_2$ , а на фиг.5.15б – при различни честоти  $f$ , по-ниски от номиналната  $f_n$ . Въпреки, че на фиг.5.14 влиянието на  $R_2$  и  $f$  изглежда подобно, механичните характеристики изглеждат твърде различно поради зависимостта на  $n_0$  от  $f$ .

И механичните характеристики имат своите три характерни точки:  $M_{\text{кр}} - n_{\text{кр}}$ ,  $M_n - n_n$  и  $M_p - (n = 0)$ . Всички характеристики имат продължение във втори квадрант, където машината е в генераторен режим.



Фиг. 5.15

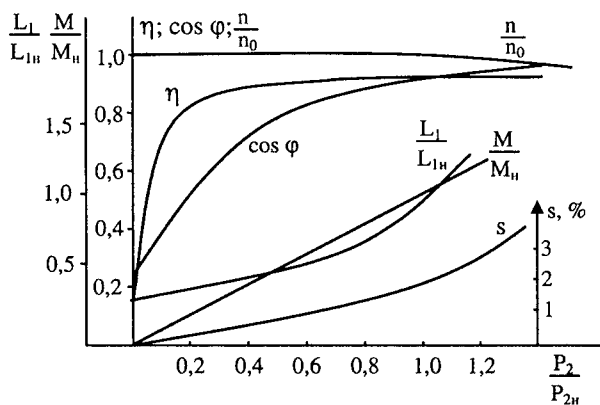
Освен механичните характеристики, като техническа характеристика на двигателите се използват и т. нар. работни характеристики. Те представляват зависимостите на коефициента на полезно действие  $\eta$ ,  $\cos \varphi$ , въртящия момент  $M$ , тока  $I_1$ , хлъзгането  $s$  и честотата на въртене  $n$  от изходящата мощност  $P_2$ . Често тези характеристики се чертаят в безразмерни величини, като стойностите се отнасят към съответните номинални такива. Примерни работни характеристики са показани на фиг.5.16. С увеличение на изходящата мощност нарастват първичният ток, въртящият момент и хлъзгането, като същевременно намалява честотата на въртене. При малък товар к.п.д.  $\eta$  клони към нула, а факторът на мощността  $\cos \varphi$  има много нис-

ка стойност. От това следва, че не е целесъобразно да се оставя асинхронния двигател да работи ненатоварен на празен ход, тъй като влошава общия фактор на мощността. Ако технологичният процес е свързан с периодично използване на двигателя, в останалото време той трябва да се изключва електрически. Най-високи к.п.д. и  $\cos \varphi$  има двигателят около номиналната си мощност. Презапаяването при избор на двигател освен, че е по-голяма инвестиция, води и до по-големи производствени разходи.

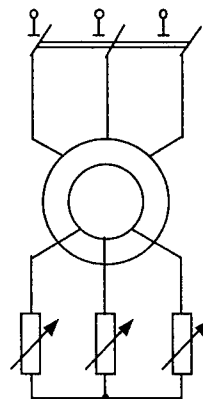
### 5.6. ПУСКАНЕ НА ТРИФАЗНИТЕ АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ

Пусковият режим е един от най-тежките за всеки двигател. Той трябва да преодолява освен съпротивителния момент на задвижваното съоръжение и инерционния момент на всички ускоряващи се маси, включително и собствената. Тъй като пусковият процес става при повишено хлъзгане, енергийните загуби са големи и могат да доведат до недопустимо прегряване. Големият пусков ток при хлъзгане  $s = 1$  (5.12), (5.13) може да се окаже опасен и за електрическата мрежа, захранваща двигателя.

За съжаление, видът на механичната характеристика на асинхронния двигател не благоприятствува пусковия процес. Както се вижда от фиг.5.15, максималната стойност  $M_{кр}$  е при сравнително висока скорост, докато пусковият момент  $M_п$  е значително по-малък. Важна пускова характеристика е т.нар. кратност на пусковия момент  $k_{пм} = M_п/M_n$ . Друга характеристика е кратността на пусковия ток  $k_{пт} = I_п/I_n$ .



Фиг. 5.16



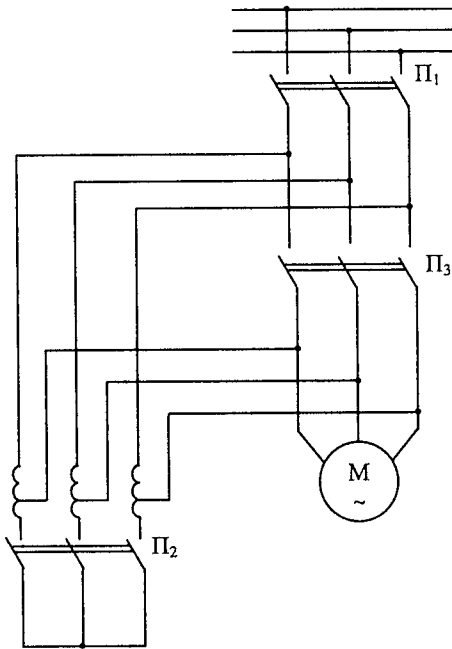
Фиг. 5.17

Описаните недостатъци налагат специални мерки за ограничаване на пусковия ток и повишаване на пусковия момент, особено при двигатели с по-голяма мощност. Двете задачи се решават най-лесно и едновременно при двигателите с навит ротор, като се използва “изместването” на максималния момент в посока на ниските скорости при увеличаване на  $R_2$ . Схемата за пускането им е показана на фиг.5.17. Към изводите на роторната намотка са включени реостатите  $R_2$ , чието съпротивление се променя едновременно по време на пусковия процес. На практика съпротивлението се променя на няколко степени до нула. При това пусковият процес се осъществява чрез прескачане върху различни характеристики, при което мо-

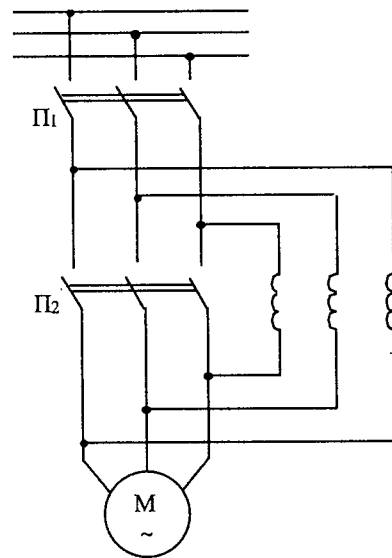
ментът остава близък до максималния (фиг.5.15а). Едновременно с това реостатите ограничават роторния, респ. статорния ток.

Това отлично решение, за съжаление, е свързано с много по-скъпия двигател с навит ротор и се използва само в специални случаи при много тежък пусков режим. Двигателите с късосъединен ротор не позволяват включване на съпротивления в ротора. Възможностите при тях са две:

1. Директно включване. Допуска се при достатъчно мощна захранваща мрежа, която да понесе пусковия ток удар и при условие, краткотрайното понижение на напрежението, свързано с това, да не смущава работата на други консуматори.



Фиг. 5.18



Фиг. 5.19

2. Включване при понижено напрежение. С това се решава само проблема с токовия удар, но успоредно с това се задълбочава проблема с пусковия момент, тъй като, съгласно (5.20) моментът намалява с квадрата на напрежението. Техническите реализации на това решение са:

а) включване с помощта на автотрансформатор (фиг.5.18). Автотрансформаторът се оразмерява така, че да издържи само краткотрайния пусков процес, поради което габаритите и цената му не са големи.

б) Включване на съпротивления – активни или индуктивни – в статорната верига по време на пусковия процес (фиг.5.19). След приключване на преходния процес (например, след изтичане на опитно определено време) се затварят контактите на прекъсвача П<sub>2</sub>.

в) Чрезвключвана “звезда – триъгълник” Това е най-често използваният начин, тъй като е свързан с най-малки инвестиции. Използува наличието на два вида

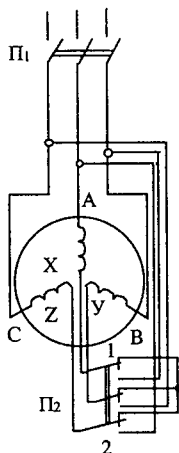
напрежения в трифазните системи. При свързване в триъгълник на три еднакви консуматора с импеданс  $Z$ , фазовият ток е:

$$I_{\phi} = \frac{U_{\text{л}}}{Z},$$

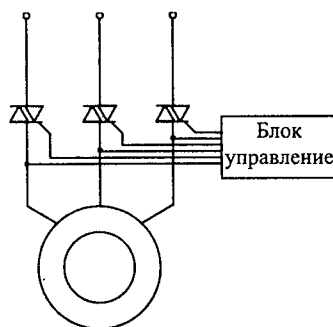
а линейният:

$$I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\phi} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}}}{Z}$$

При свързване в звезда линейният ток ще бъде:  $I_{\text{л}} = \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}Z}$ .



Фиг. 5.20



Фиг. 5.21

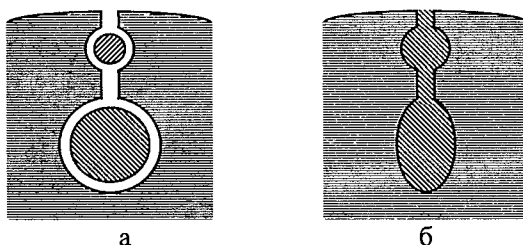
Токът при свързване в звезда е три пъти по-малък. Тъй като моментът е пропорционален на квадрата на напрежението, и той ще бъде три пъти по-малък. За реализация на такова превключване, трите намотки на повечето двигатели не са свързани вътрешно, а всяка е изведена с двата си края. Това позволява използването на схемата от фиг.5.20, в която, при пускане, превключвателят  $\Pi_2$  е съединил краищата на намотките в една точка, а след изтичане на преходния процес, свързва края на всяка намотка с началото на следващата, при което се осъществява схема “триъгълник” Управлението на превключвателя най-често е по време.

г) Чрез полупроводникови ключови елементи (тиристоры, триаци). Схемата е показана на фиг.5.21. Ключовете прекъсват веригата с честотата на напрежението за различни временни интервали и по този начин изменят ефективната му стойност. След изтичане на преходния процес остават непрекъснато включени.

Всички описани схеми не решават, а утежняват проблема с недостиг на пусков момент при двигателя с късоседем ротор. Мерките за повишаване на пусковия момент са конструктивни и са свързани със специална конструкция на кафезната намотка.

Фиг.5.22а показва в разрез т.нар. двойнокафезна намотка, която представлява две отделни кафезни намотки – външна и вътрешна – върху един и същ ротор. В някои случаи материалът на двете намотки е различен – вътрешната е с малко специфично съпротивление, а външната – с по-голямо. Вътрешната намотка има голяма разсеяна индуктивност, понеже се обхваща от голям брой магнитни силови линии, а външната – много малка. В момента на пускане и при малки честоти на въртене ро-

торната честота  $f_2$  е най-висока и индуктивното съпротивление на вътрешния кафез е голямо, а токът – относително малък. По-голям ток протича през външния кафез, който има голямо активно съпротивление, но незначително индуктивно. В момента на пускане поведението на двигателя се определя предимно от външния кафез, затова пусковият момент е сравнително голям (зависимостта на пусковия момент от  $R_2$  се вижда от фиг.5.15а). При повишение на скоростта, респ. намаление на хлъзгането, честотата  $f_2$  намалява, намалява и индуктивното съпротивление на вътрешния кафез и токът в него нараства. При номинална скорост индуктивните съпротивления са незначителни и основният ток тече през вътрешния кафез, тъй като неговото активно съпротивление е много по-малко. В известен смисъл, външният кафез играе ролята на пусков реостат.



Фиг. 5.22

Фиг.5.22б показва друга специална конструкция. Кафезната намотка е с тесни и дълбоки канали които, обикновено са запълнени с алуминий. Вътрешните слоеве от канала се обхващат от по-голям брой магнитни силови линии и имат много по-голямо индуктивно съпротивление от външните. При голямата честота  $f_2$  при пускане, индуктивните съпротивления преобладават над активните и токът ще се преразпредели към външните слоеве с по-малка индуктивност (ефект на токово изместване), което е равносилно на намаляване на сечението и увеличение на активното съпротивление. При скорости, близки до номиналната, индуктивното съпротивление е незначително и токът се разпределя равномерно по сечението.

С помощта на тези конструктивни мерки се постига увеличение на  $k_{\text{пм}}$  до 1,5 – 1,7 за намотка с дълбоки канали и 1,8 – 2,2 за двойнокафезна намотка. Успоредно с това  $k_{\text{пт}}$  може да бъде намален до 4,5 – 5 при дълбоки канали и до 3 – 4 при двойнокафезна намотка.

## 5.7. РЕГУЛИРАНЕ НА ЧЕСТОТАТА НА ВЪРТЕНЕ НА АСИНХРОННИТЕ ДВИГАТЕЛИ

Под регулиране на честотата на въртене (скоростта) разбираме промяна на механичната характеристика чрез изменение на определени параметри, която води до промяна на честотата на въртене, отговаряща на съвместната работна точка със задвижвания механизъм. На фиг.5.23 са показани характеристики на съпротивителен момент на механизми и механична характеристика на двигател. При равновесие двата противоположни момента – двигателният и съпротивителният – са равни и това става в пресечната (работна) точка. Една работна точка е устойчива, ако при вся-

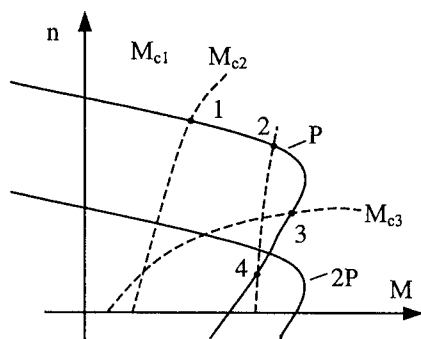
ко отклонение от нея възниква момент  $M - M_c$ , който я връща в изходното положение. На фиг.5.23 точки 1,2 и 3 са устойчиви, а точка 4 – неустойчива.

Принципните възможности за изменение на честотата на въртене произтичат от формула (5.21) след заместване на (5.7):

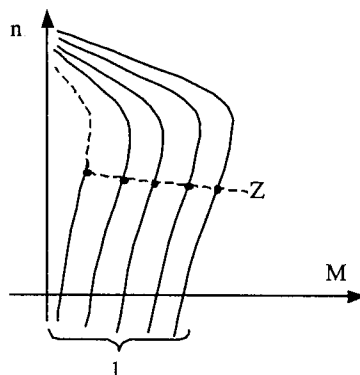
$$n = 60f/p.(1 - s). \quad /5.22/$$

Те са: регулиране чрез броя на чифтовете полюси  $p$ , чрез хлъзгането  $s$  и чрез честотата  $f$ .

1. Регулиране чрез броя чифтове полюси. За целта в статора се полагат или няколко независими един от друг комплекта статорни намотки с различен брой полюси, или, чрез превключване на отделни секции, се изменя броят на полюсите. Най-често степените са две, но има и двигатели, при които се реализират до четири различни синхронни скорости. Регулирането е илюстрирано от фиг.5.23. То не е свързано със загуби на енергия, но основен недостатък е, че става скокообразно и броят на степените е малък. Статорната намотка е усложнена, което увеличава габаритите и цената на двигателя. Независимо от това методът е прост за реализация и е приемливо техническо решение в много конкретни случаи.



Фиг. 5.23



Фиг. 5.24

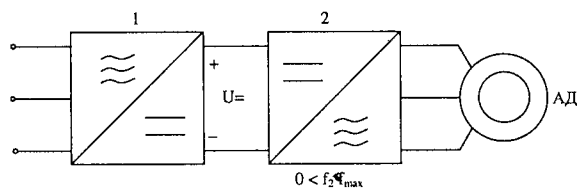
2. Регулиране чрез хлъзгането. Това става най-лесно при двигателите с навит ротор чрез включване на допълнителни резистори в роторната верига. Схемата е същата от фиг.5.17, но реостатите са постоянно включени. Диапазонът на регулиране зависи и от съпротивителния момент (фиг.5.15а) При малък съпротивителен момент диапазонът се стеснява.

Хлъзгането при двигатели с късосединен ротор се управлява чрез промяна на напрежението. За целта обикновено се използва ротор със специална намотка с повишено съпротивление, или ротор от плътно желязо, при което максималният момент в механичната характеристика се измества към по-ниска скорост. Семейство такива характеристики 1, получени при различни напрежения, е показано на фиг.5.24. Хлъзгането и диапазона на регулиране зависят силно и от съпротивителния момент  $M_c$ . За да се елиминира тази зависимост и се стабилизира скоростта, често се прибегва до създаването на изкуствени характеристики 2. Те се получават чрез автоматично изменение на напрежението при малко изменение на скоростта, при което изкуствената характеристика “прескача” по съседни характеристики от

семейството 1. Използва се схемата от фиг.5.21, но управлението на полупроводниковите ключове е различно.

Във всички случаи загубите в роторната верига са пропорционални на хлъзгането (5.15). Ако машината не е с навит ротор, загубите се отделят в нея и създават проблем с охлаждането. Заради лошите енергетически показатели, този метод се използва при сравнително маломощни двигатели или за кратко време.

3. Регулиране чрез честотата на захранващото напрежение. Изменението на честотата се комбинира с изменение и на напрежението така, че магнитният поток  $\Phi_{0m}$  остава неизменен. Характеристиките са показани на фиг.5.156. Характеристиките осигуряват високо стабилност на скоростта (незначително изменение на скоростта при изменение на съпротивителния момент) и пускане на двигателя при максимален момент. Загуба на енергия от повишено хлъзгане няма.



Фиг. 5.25

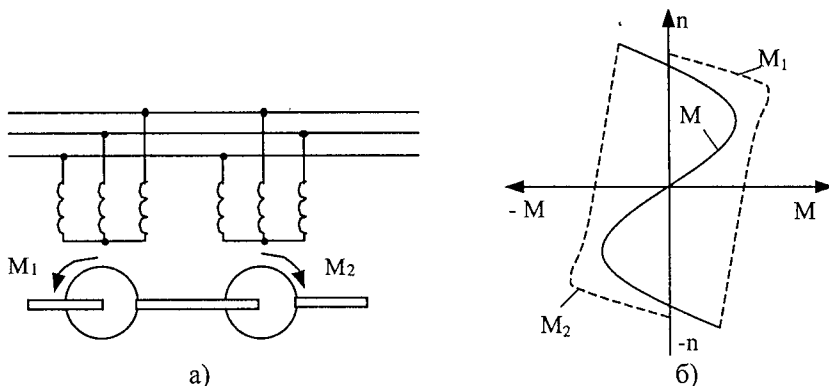
Безспорно този метод има отлични технически показатели. Въпреки това, допреди няколко десетилетия той беше практически неизползваем, поради сложните и скъпи устройства за реализацията му. Днес, благодарение на бързото развитие на електронните технологии, съществуват достъпни устройства за управление на честотата и на мощни двигатели. Блок-схемата на такова устройство е показана на фиг.5.25. Захранващото напрежение с промишлена честота (50 или 60 Hz), най-често трифазно, се подава към блок 1 – “токоизправител”, който го превръща в постоянно напрежение. Това постоянно напрежение се подава към блок 2 – “инвертор”, който го превръща отново в трифазно променливо напрежение, но с честота, която може да бъде променяна практически от нула до определена максимална стойност. В съвременните устройства това става чрез накъсване с висока честота на постоянното напрежение на импулси с различна ширина, изменяща се по синусоидален закон. По този начин трите фазови напрежения се синтезират изкуствено с произволна честота.

## 5.8. ЕДНОФАЗЕН АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ

Еднофазните асинхронни двигатели намират широко приложение в бита, системите на автоматиката, промишлени устройства с малка мощност, електрическият транспорт, и другаде, където захранващата електрическа мрежа е еднофазна. Конструктивно те се отличават от трифазните само по статорната си намотка, която може да бъде еднофазна, двуфазна, или понякога също трифазна, но свързана като двуфазна. Роторът винаги е късосъединен.

При включване към еднофазно напрежение, статорът създава пулсиращо магнитно поле. Съгласно изложеното в т. 5.1, пулсиращото поле се разлага на две, противоположно въртящи се полета с еднаква големина. Всяко от тези полета ще създа-

ва въртящ момент, както при трифазния двигател. Еднофазният асинхронен двигател може да се разглежда фиктивно, като съставен от два трифазни двигателя с общ вал, чийто моменти  $M_1$  и  $M_2$  имат противоположни посоки (фиг.5.25а). Противоположни са и синхронните скорости в двете характеристики. Резултантният момент  $M$  ще бъде равен на разликата от двата момента (фиг.5.26б).



Фиг. 5.26

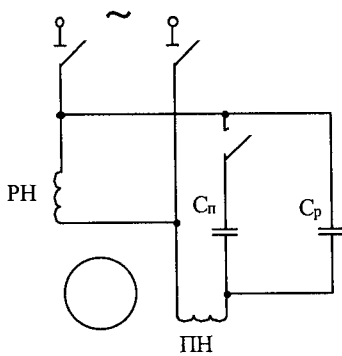
От фигурата се вижда, че при неподвижен ротор ( $n = 0$ ) липсва пусков момент ( $M = 0$ ). При движение в която и да е посока се появява резултантен двигателен момент. Еднофазният асинхронен двигател би могъл да работи във всяка посока, стига да бъде завъртян първоначално с външна помощ.

За преодоляване на този недостатък – липсата на пусков момент, в статора се поставя и втора, пускова намотка ПН (фиг.5.27). За разлика от нея основната намотка се нарича “работна” – РН. Двете намотки са разместени на 90 електрически градуса. За създаване на въртящо се магнитно поле е необходимо токът в пусковата намотка да бъде изместен фазово спрямо тока в работната. Това става с последователно включване на реактивно съпротивление, най-често кондензатор  $C_n$  който се нарича “пусков кондензатор”

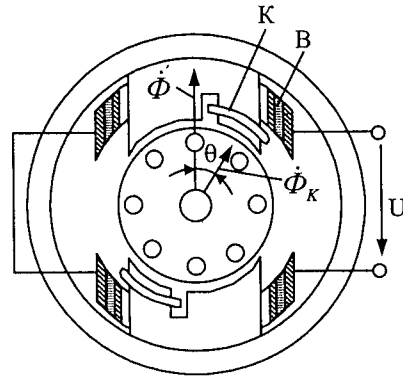
След ускоряването на двигателя и достигане на определена скорост, пусковата намотка се изключва автоматично от центробежен прекъсвач (реле за скорост) или, след изтичане на определено време от момента на включване (реле за време).

При други технически решения кондензаторът се остава непрекъснато включен и се нарича “работен” ( $C_p$ ). Той е с по-малък капацитет от пусковия и създава по-малък пусков момент, но за сметка на това подобрява механичната характеристика при работа. Това техническо решение е най-икономично, тъй като отсъства релето-прекъсвач.

При тежък пусков и работен режим на двигателя се използват едновременно пусков и работен кондензатор. От практическа гледна точка е важно да се знае, че кондензаторите, предназначени за пускови, могат да издържат само кратковременна работа през пусковия процес и, оставени непрекъснато включени, експлодират от прегряване.



Фиг. 5.27



Фиг. 5.28

За малки мощности – задвижване на вентилатори, битови устройства, устройства в автоматиката, се използва еднофазният асинхронен двигател с екранирани полюси. Разрезът му е показан на фиг.5.28. Той има явно изразени полюси, като пространството между тях се използва като статорен канал, в който е поместена, разделена на две секции, бобината В. Полюсите са разделени на по две неравни части с дълбок надлъжен канал. Върху част от полюса се поставя накъсосъединена навивка К. Пулсиращият магнитен поток  $\Phi$ , създаден от бобината, индукира в навивката К е.д.н. и в нея протича ток, чийто магнитен поток се сумира с  $\Phi$  и в резултат се създава поток  $\Phi_k$ , изоставащ по фаза спрямо  $\Phi$ . Бидейки разместени и пространствено, двата потока създават въртящо се магнитно поле, което създава пусковия момент.

## Ш Е С Т А   Г Л А В А

### С И Н Х Р О Н Н И   М А Ш И Н И

Синхронните машини, подобно на асинхронните, работят с помощта на въртящо се магнитно поле. Както подсказва наименованието им, скоростта им е фиксирана и еднаква с тази на магнитното поле. Синхронните машини са без конкуренция като генератори на всички нива, от моторните превозни средства до най-големите електроцентрали. Като двигатели се използват предимно при големи мощности, където имат съществени предимства, и при много малки мощности, като прецизни серводвигатели, стъпкови мотори и др. Поради по-сложната конструкция, в сравнение с асинхронните машини, приложението им като средно – и маломощни двигатели е ограничено. По отношение управлението на скоростта, доскоро те се смятаха за най-неподходящи. Съвременното ниво на електронната преобразователна техника, обаче, преобърна това схващане и сега възможностите им по този показател са практически изравнени с асинхронните двигатели.

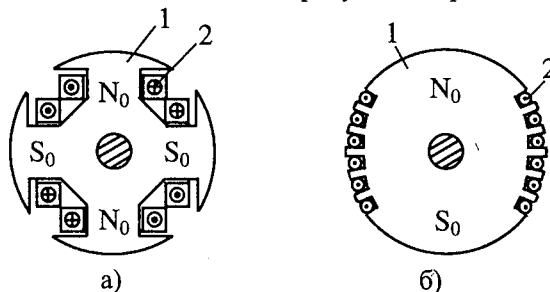
#### 6.1. УСТРОЙСТВО НА СИНХРОННИТЕ МАШИНИ

Предназначението на статора на синхронната машина е еднакво с това на асинхронната – създаване на въртящо се магнитно поле. Затова между статорите на двете машини няма разлика. И тук статорната намотка може да бъде изработена за различен брой полюси, което определя честотата на въртене на магнитното поле:

$$n_0 = 60f/p.$$

Роторът на синхронната машина е различен и представлява постоянен магнит. При генераторите, средномощните и мощни двигатели той винаги е постоянноков електромагнит, докато при синхронните микромашини, стъпкови и маломощни двигатели често се използват постоянни магнити.

Два типа биват роторите на синхронните машини – явнополюсен и неявнополюсен (фиг.6.1а и б). При явнополюсните, върху всеки конструктивно оформен (явен) полюс е поставена правоъгълна бобина 2, затворена с полюсен крайник 1. Полусният крайник служи за правилно разпределение на магнитната индукция, близко до синусоидално, но същевременно укрепва механически бобината срещу въздействието на центробежните сили. Отделните бобини са свързани последователно помежду си по такъв начин, че да се редуват северни N и южни S полюси.



Фиг. 6.1

Неявнополюсният ротор (фиг.6.1б) няма конструктивно оформени полюси, а представлява цилиндрично тяло с надлъжни канали, в които са положени секции на една и съща намотка. Броят на полюсите и положението им се оформят от начина на свързване на отделните секции. Същевременно, благодарение на секционирането, се постига разпределение на магнитната индукция, близко до синусоидално. Неявнополюсни ротори се строят за малък брой полюси ( $p = 1$  или  $2$ ).

Броят на полюсите на ротора е еднакъв с този на статорната намотка.

Всички електромагнитни ротори имат по два електрически извода, които са свързани с контактни пръстени. През неподвижни четки, към тях се подава постоянно напрежение от външен източник за захранване на роторната намотка, която се нарича "възбудителна", тъй като възбужда магнитното поле. Мощността, която консумира тази намотка е  $0,3 - 3\%$  от мощността на машината.

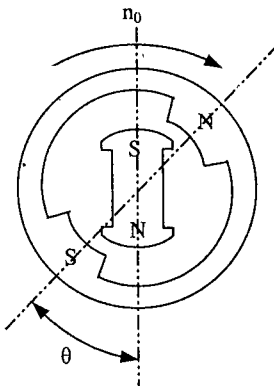
## 6.2. ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ И ВЪРТЯЩ МОМЕНТ

И тук, както при асинхронната машина, можем да си представим въртящото се магнитно поле като въртящ се постоянен магнит със синхронната скорост (фиг.6.2). Роторът е показан явнополюсен и, за прегледност, и той, и полето са двуполюсни. При взаимодействието си, двата магнита са обърнати с разноименни полюси един към друг. Съществен за работата на синхронната машина е ъгълът  $\theta$ , който сключват осите на двете полета. При  $p > 1$  това ще бъде електрическият ъгъл:

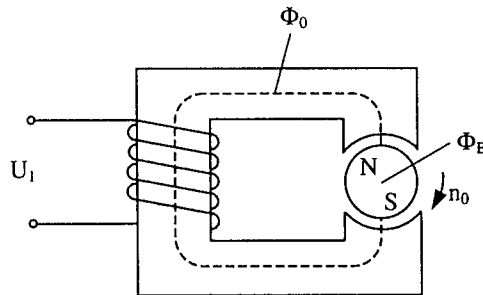
$$\theta = \theta' \cdot p, \quad /6.2/$$

където  $\theta'$  е действителният ъгъл.

Двете магнитни полета ще предизвикат магнитни потоци през всяка неподвижна намотка от статора, които ще се изменят във времето, и ще бъдат разместени фазово на същия ъгъл  $\theta$ . За статорната намотка ефектът от магнитното поле на ротора ще бъде същият, както от магнитния поток, предизвикан от ток през вторична намотка на трансформатор. Това значи, че и синхронната машина, както и асинхронната, може да бъде анализирана с познатите изводи за трансформаторите.



Фиг. 6.2



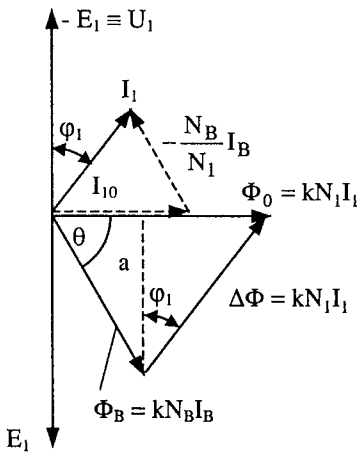
Фиг. 6.3

На фиг. 6.3 е показан трансформатора, на който оприличаваме една фаза от синхронната машина. Вместо вторична намотка, в процеп на магнитопровода се върти кръгъл магнит с честота, равна на захранващата електрическа честота и създава про-

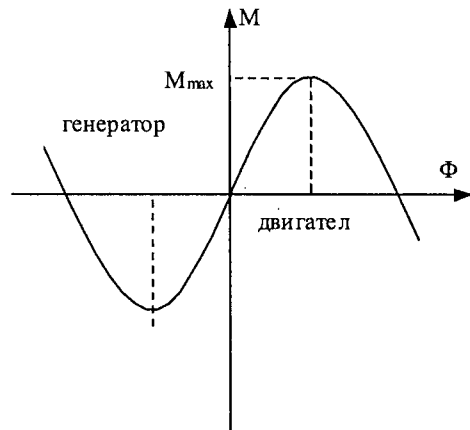
менлив магнитен поток през магнитопровода. Този поток, който отговаря на магнитният поток, създаван от ротора на реалната машина, се нарича “възбудителен” и е означен като  $\Phi_B$ . Резултантният поток, който преминава през първичната намотка, е  $\Phi_0$ . Връзката на този поток с е.д.н. е познатата формула от асинхронните машини:

$$E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_{0m} k_{n1}. \quad /6.3/$$

Сега можем да съставим векторната диаграма, приемайки, за опростяване, че трансформаторът на фиг.6.3. е идеализиран. Приемаме нулева начална фаза на потока  $\Phi_0$ , при което векторите  $E_1$  и  $U_1 = -E_1$  са съответно на ъгли  $-\pi/2$  и  $+\pi/2$  (фиг.6.4). Векторът  $\Phi_B$  сключва ъгъл  $\theta$  с  $\Phi_0$ . Ъгълът може да бъде произволен и зависи от ъгловото положение на роторация магнит от фиг.6.3. спрямо фазата на напрежението.



Фиг.6.4



Фиг.6.5

Положението и големината на вектора  $\Phi_0$  са определени еднозначно от захранващото напрежение  $U_1$ . От друга страна, потокът  $\Phi_B$  е даденост. Единственият начин, той да се трансформира във  $\Phi_0$ , е да се сумира с допълнителен поток  $\Delta\Phi$ , предизвикан от съответен допълнителен ток  $I_1$  през първичната (статорната) намотка, чийто вектор е успореден и пропорционален на  $\Delta\Phi$ . Този поток, ако допуснем, че зависимостта е линейна, е:

$$\Delta\Phi = k.N_1.I_1 \quad /6.4/$$

В действителност, поради явлението насищане, зависимостта на магнитния поток от магнитодвижещото напрежение е нелинейна и сумирането трябва да се извърши между м.д.н.  $N_1 I_1$  и м.д.н.  $N_B I_B$ , създаващо потока  $\Phi_B$ . Това означава на векторната диаграма да се нанесат и съответните вектори на м.д.н., както правим това при трансформатора. От друга страна, реално съществува само резултантният поток  $\Phi_0$ , докато потоците  $\Phi_B$  и  $\Delta\Phi$  са фиктивни и можем да ги приемем за линейно зависими. Тогава сумирането може да се извърши между тях, за опростяване на векторната диаграма.

Векторът на тока  $I_1$  се построява успореден и пропорционален на вектора  $\Delta\Phi$ . С пунктирани линии е показано, че той може да бъде построен и по същия начин, както при трансформатора, като в качеството на вторичен ток се използва възбуди-

телния ток  $I_B$ . От подобие на триъгълниците се вижда, че двата метода са равностойни.

Големината на перпендикуляра а ще бъде:

$$a = k \cdot N_1 \cdot I_1 \cos \varphi_1 = \Phi_B \sin \theta = k \cdot N_B I_B \sin \theta. \quad /6.5/$$

Електромагнитната мощност, преминаваща от статора към ротора е:

$$P_{cm} = 3E_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 = 3.4,44f \frac{k_{H1}}{k} \Phi_{0m} \Phi_B \sin \theta, \quad /6.6/$$

тъй като токът  $I_{10}$  е чисто реактивен и не създава активна мощност.

По подобие на асинхронната машина и, като заместим  $\Omega_0 = 2\pi f/p$ , въртящият момент ще бъде:

$$M = \frac{P_{EM}}{\Omega_0} = \frac{3.4,44k_{H1} P}{2\pi k} \Phi_{0m} \Phi_B \sin \theta = C_M \Phi_{0m} \Phi_B \sin \theta = M_m \sin \theta, \quad /6.7/$$

където  $M_m$  е максималният въртящ момент.

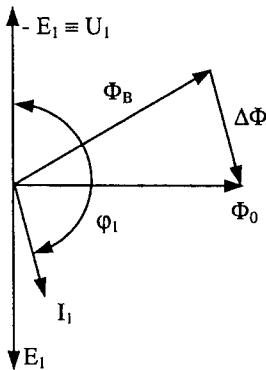
Използувайки (6.5) и (6.6) и като имаме предвид, че  $U_1 \equiv -E_1$ , можем да изразим (6.7) и по друг начин:

$$M = \frac{3E_1}{\Omega_0} \frac{N_B}{N_1} I_B \sin \theta = \frac{C'_M}{f} U_1 I_B \sin \theta \quad /6.7.a/$$

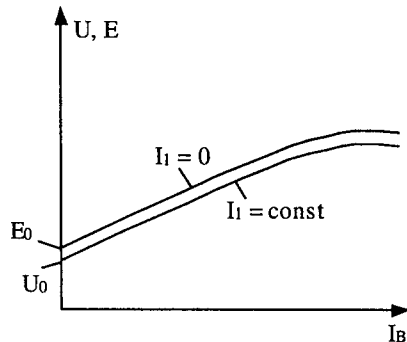
$$\text{и} \quad E = \frac{3E_1}{k\Omega_0} \Phi_B \sin \theta = \frac{C''_M}{f} U_1 \Phi_B \sin \theta. \quad /6.7.b/$$

Формули (6.7), (6.7a) и (6.7b) изразяват една и съща зависимост, която се нарича ъглова характеристика на синхронния двигател и е показана на фиг.6.5.

При  $\theta = \theta$  осите на двете полета съвпадат и моментът има нулева стойност. Магнитните силови линии са насочени радиално и нямат тангенциална компонента. При  $\theta \neq 0$  полюсите на двете полета са разместени помежду си и магнитните силови линии имат тангенциална компонента. Това означава тангенциални сили и въртящ момент. При  $\theta > 0$  този момент е положителен, т.е. по посока на движението, което значи, че машината работи в двигателен режим. Полюсите на ротора изостават по посока на движението от полюсите на статора и, силовите линии, като че ли “влачат” ротора.



Фиг. 6.6



Фиг. 6.7

При  $\theta < 0$  моментът сменя знака и посоката си и се съпротивлява на движението. За да бъде поддържано то, трябва да се внесе отвън механична мощност, която машината ще превърне в електрическа, т.е. ще работи в генераторен режим. В този случай роторните полюси изпреварват по посока на движението статорните и, като че ли ги “влачат”

Преобразуването на механичната енергия в електрическа може да се потвърди и от векторната диаграма за генераторен режим на фиг.6.6. Векторът  $\Phi_B$  изпреварва вектора  $\Phi_0$ , при което  $\Delta\Phi$  сменя посоката си. Посоката си сменя и токът  $I_1$ , при което мощността става отрицателна, т.е. сменя посоката си спрямо двигателния режим.

Преминването на синхронната машина от двигателен в генераторен режим става без промяна на скоростта, за сметка на изменението на ъгловото положение на ротора спрямо въртящото се магнитно поле, като че ли са те са свързани с еластична връзка. В т.нар. помпено акумулиращи водноелектрически централи (ПАВЕЦ) една и съща машина работи през часовете с върхова консумация на електроенергия като генератор, а в останалото време като двигател, който изпомпва вода от нисък резервоар в по-висок и така акумулира потенциална енергия.

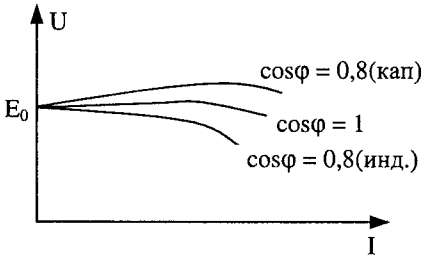
### 6.3. РАБОТА НА СИНХРОННАТА МАШИНА КАТО ГЕНЕРАТОР

Синхронната машина може да работи в два различни режима като генератор. В първия режим тя е свързана към електрическа мрежа, към която са свързани и други генератори с голяма мощност. Благодарение на това режимът на работа на машината влияе несъществено на напрежението и честотата. Във векторната диаграма от фиг.6.6 векторите  $E_1$  и  $\Phi_0$  са почти неизменни. Промяната на генерираната мощност става чрез промяна на въртящия момент, прилаган върху ротора, при което се изменя ъгъла  $\theta$ , респ. тока  $I_1$  и се “напомпва” различна мощност в мрежата.

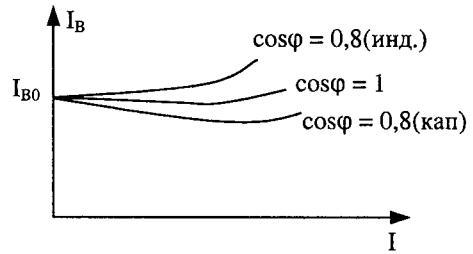
Във втория режим машината работи самостоятелно като независим генератор. Скоростта не е обвързана с честота на мрежа и може да бъде произволна. Напрежението също не е фиксирано и може да се изменя под влияние на различни фактори: честота на въртене, възбудителен магнитен поток, характер и стойност на товарния импеданс.

Прието е характеристиките на генераторите да се заснемат при неизменна честота на въртене ( $n_0 = \text{const.}$ ) На фиг.6.7 са показани две зависимости на напрежението от възбудителния ток. Едната е заснета без товар и се нарича характеристика на празен ход. Втората е при неизменен ток  $I_1 = \text{const.}$  и се нарича “товарна” Разликата между двете характеристики се дължи на индуктивния и активния падове на напрежение в първичната намотка. Наличието на напрежение  $E_0$ , респ.  $U_0$  при отсъствие на възбудителен ток се дължи на остатъчния магнетизъм. Нелинейният характер в областта на големите възбудителни токове се дължи на явлението “насищане”, присъщо на всички феромагнитни материали, при което, над определена стойност, нарастването на магнитодвижещото напрежение не води до нарастване на магнитната индукция.

Друга важна характеристика е т.нар. “външна характеристика” която показва зависимостта на напрежението на генератора от консумирания работен ток. На фиг.6.8 са показани външни характеристики при различен характер на товара (индуктивен, активен, капацитивен). Напрежението намалява най-чувствително с натоварването при индуктивен товар.



Фиг. 6.8



Фиг. 6.9

От съчетаването на външните характеристики с товарните се получават регулиращите характеристики (фиг.6.9), които показват необходимото изменение на възбудителния ток за запазване на постоянно напрежение.

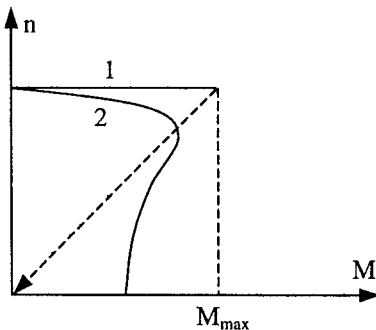
#### 6.4. СИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ

Тъй като честотата на въртене на синхронната машина е неизменна, механичната характеристика на синхронния двигател представлява права линия, успоредна на абсцисната ос (фиг.6.10). Тази линия продължава до максималния момент  $M_m$ , след което двигателят излиза от синхронизъм и спира.

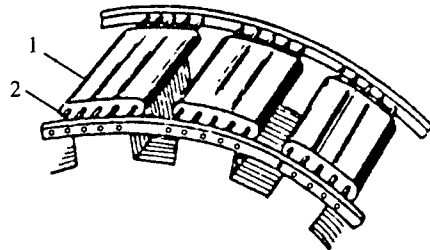
Синхронният двигател няма пусков момент. Наистина, ако роторът е неподвижен, а статорното магнитно поле се върти, ъгълът  $\theta$  ще се нараства непрекъснато, а средната стойност на пулсиращия момент ще бъде:

$$M_{\text{ср,пуск}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_m \sin \theta d\theta = 0.$$

Поради този недостатък сега се използват изключително синхронни двигатели с допълнителна пускова намотка, които могат да се пускат асинхронно. В полюсните крайници 1 на ротора (фиг.6.11) се поставя късосъединена пускова намотка 2, подобна на тази на асинхронните двигатели (на фигурата не са показани възбудителните бобини).



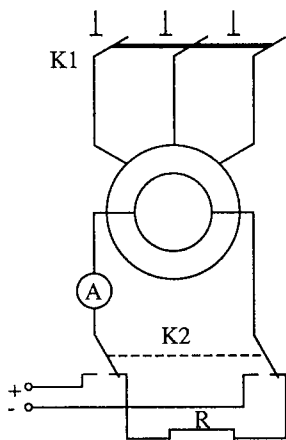
Фиг. 6.10



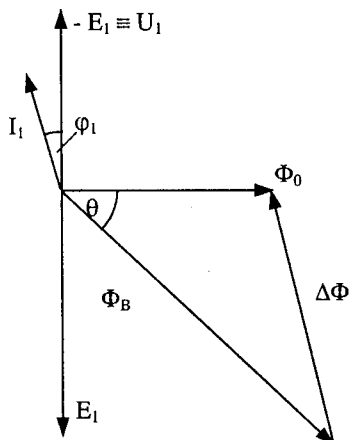
Фиг. 6.11

По време на пусковия процес, който се осъществява по асинхронната характеристика 2 от фиг.6.10, възбудителната намотка не е включена към източник на напрежение. Въртящото се магнитно поле индуцира в нея опасно високо е.д.н. кое-

то може да я повреди, ако се остави отворена. Ето защо, тя се затворя през съпротивление  $R$ , при което протичащият ток създава вътрешни напрежителни падове в самата намотка, които намаляват напрежението (фиг.6.12). Когато двигателят достигне скорост, близка до синхронната, възбудителната намотка се превключва към източник на постоянно напрежение, при което роторът влиза в синхронизъм. За плавно влизане в синхронизъм, във възбудителната верига се включва амперметър с двупосочна скала. При скорост, близка до синхронната, индуктираната честота е много ниска ( $f_2 = f.s$ ) и стрелката на амперметъра се колебае бавно. Включването в синхронизъм трябва да става при преминаването ѝ през нулата.



Фиг. 6.12



Фиг. 6.13

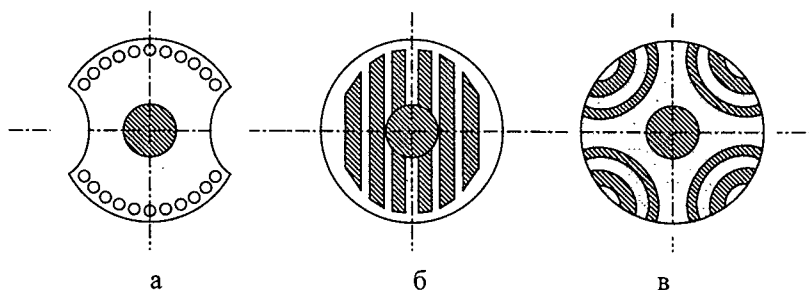
Синхронният двигател има едно специфично предимство, което прави използването му много желателно, особено при големи мощности. Това е възможността му да работи при фактор на мощността  $\cos \varphi = 1$  и дори при капацитивен характер на мощността ( $\varphi < 0$ ). Начинът, по който се осъществява това, се вижда от векторната диаграма на фиг.6.13. Тя е начертана за една и съща активна мощност, както диаграмата от фиг.6.4. Тук, обаче, е увеличен магнитният поток  $\Phi_B$  за сметка на увеличен ток  $I_B$ . В резултат се изменя направлението на  $\Delta\Phi$ , и съответно на тока  $I_1$ , който изпреварва напрежението. Един мощен синхронен двигател, консумиращ капацитивна енергия, компенсира индуктивната енергия на останалите консуматори (трансформатори, асинхронни двигатели), като намалява общата реактивна енергия и подобрява фактора на мощността.

## 6.5. СИНХРОННИ МИКРОМАШИНИ

В различни системи за автоматично управление, пишещи устройства и др. Намират приложение различни модификации синхронни микродвигатели. Общото при всички тях е, че нямат възбудителна намотка.

а) Реактивен двигател. Това е явноплюсен двигател без възбудителна намотка. Роторите са твърде разнообразни. Най-разпространен е накъсосоединеният ротор с изрези (фиг.6.14а). Използват се също ротори, съставени от стоманени пакети 1, залети с алуминий 2 (фиг.6.14б – двуполусен и в – четириполусен).

Въртящият момент се създава по следния начин: Пътят на най малкото магнитно съпротивление за магнитните силови линии е по оста на явните полюси или на стоманените пакети. При разместване на явните полюси спрямо полюсите на въртящото се магнитно поле, силовите линии ще имат тангенциална компонента, т.е. ще възникнат тангенциални сили.



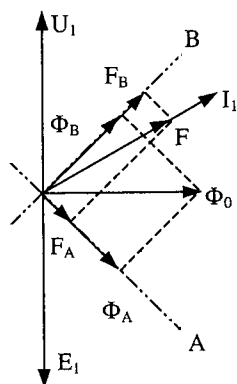
Фиг. 6.14

Векторната диаграма на фиг.6.15 илюстрира работата на реактивния двигател. Единственият магнитен поток  $\Phi_0$  се разлага по две направления – по оста на явните полюси (A) и перпендикулярно на тях (B), които отговарят на съответните фазови линии във векторната диаграма. Магнитодвижещото напрежение  $F_A$  по оста A е малко, а  $F_B$  по оста B – много по голямо, заради голямото магнитно съпротивление. Сумата на двете м.д.н. е във фаза и пропорционална на тока  $I_1$ , чието направление показва, че двигателят консумира активна мощност.

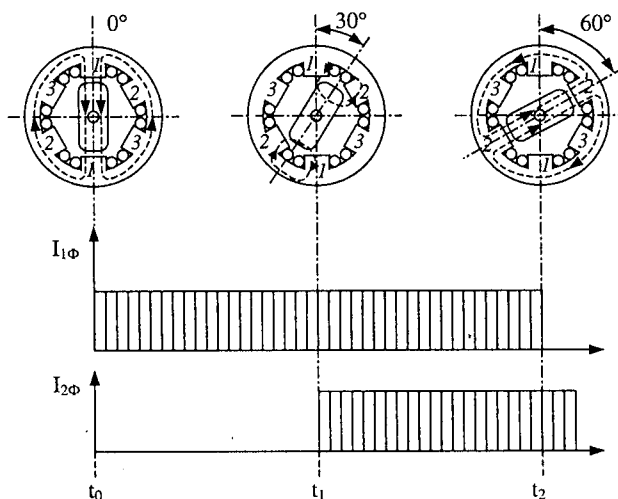
б) Синхронен двигател с постоянни магнити. Роторът на този двигател има запресовани, или свързани по друг начин постоянни магнити и накъсосъединена пускова намотка. Пускането е асинхронно, след което роторът влиза в синхронизъм.

в) Хистерезисен двигател. Роторът на тези двигатели е неявнополюсен и се изработва от магнитнотвърд материал с широк хистерезисен цикъл. В много случаи от такъв материал се изработва само тънкостенна втулка, която се закрепва върху цилиндър от друг материал. Пусковият момент се създава от вихровите токове, които се индуцират от въртящото се магнитно поле и от пренамагнитването на магнитнотвърдия материал, при което в ротора се образуват също така магнитни полюси, които се движат по ротора поради хлъзгането и изостават от статорните полюси поради хистерезиса. При скорост, близка до синхронната, въртящият момент от пренамагнитването остава неизменен и, ако съпротивителният момент е по-малък, двигателят ще продължи да се ускорява, докато влезе в синхронизъм и заработи като синхронен със създадените чрез намагнитване полюси.

г) Стъпкови двигатели. Това са синхронни двигатели, които преобразуват импулсни сигнали в ъглово преместване. Импулсите предизвикват стъпково ъглово завъртане на статорното магнитно поле, което довежда до съответно синхронно ъглово завъртане и на ротора. Статорната намотка се изпълнява с една до четири фази. Към фазите се подават управляващи импулси с правоъгълна форма, които биват еднополярни или двуполярни. Импулсите се създават в определена последователност от електронен комутатор. От последователността на импулсите зависи посоката, а в някои случаи и стъпката на завъртане.



Фиг. 6.15



Фиг. 6.16

Роторът на стъпковите двигатели може да бъде активен (с постоянни магнити) и пасивен (реактивен), който е немагнитен. Броят на полюсите на ротора и статора може да бъде различен.

Според мощността стъпковите двигатели биват силови и управляващи (маломощни).

На фиг. 6.16 е показан трифазен стъпков двигател с по две срещуположни бобини на фаза и двуполусен ротор.

В момента  $t_0$  е подаден импулс на първата фаза, а роторът е ориентиран вертикално по оста на полето. В момента  $t_1$  се подава импулс и на втората фаза и роторът се завърта на  $30^\circ$  под действие на резултантното поле. В момента  $t_2$  се изключва импулса на първата фаза и роторът се завърта на още  $30^\circ$  и се ориентира по оста на полето на втората фаза. Завъртането продължава с включване на третата фаза.

Стъпковите двигатели се използват в автоматиката и телемеханиката, в записващите устройства на изчислителната техника, в системите за цифрово-програмно управление на металорежещи машини.

## Г Л А В А С Е Д М А

## МАШИНИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

Както е видно от самото им наименование, тези машини са предназначени за производство на електроенергия с постоянно напрежение или преобразуване на електроенергията на източник на постоянно напрежение, респ. постоянен ток, в механична. Мястото на тяхното приложение преди всичко е там, където на разположение е единствено източник на постоянно напрежение, например акумулаторна батерия, какъвто е случаят с всички моторни превозни средства.

Постояннотоковите двигатели се използват масово и в промишлеността, и като тягови двигатели в електрическия транспорт, където е необходимо безстепенно регулиране на скоростта. Средствата, с които се постига това регулиране при тях са много по-прости от съответните средства при други двигатели. Същевременно, обаче, самите постояннотокови машини са значително по-скъпи, при равна мощност, от асинхронните, и дори от синхронните машини. Това определя стесняването на тяхното приложение в последните години.

При съвременното развитие на електронните елементи, получаването на постоянно напрежение чрез изправяне на напрежението на променливотоков синхронен генератор е по-целесъобразно от технико-икономическа гледна точка. Ето защо постояннотоковите генератори имат много ограничено приложение за специални цели, като например в агрегати за висококачествено електродъгово заваряване, възбудителни генератори за синхронни машини, тахогенератори.

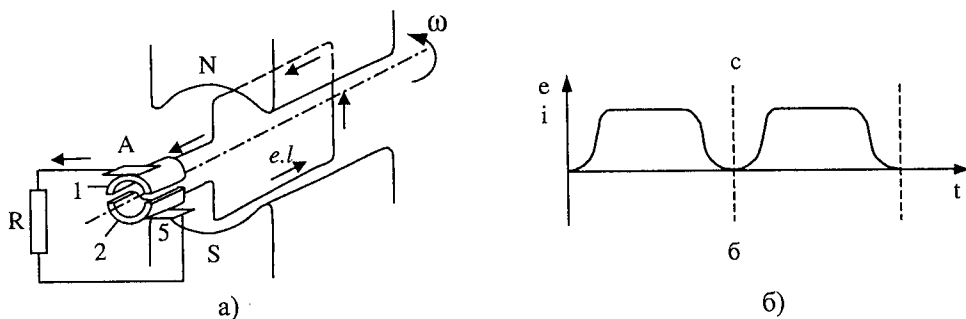
### 7.1. ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ И УСТРОЙСТВО НА МАШИНИТЕ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

В основата на принципа на действие на постояннотоковите машини, както и на променливотоковите машини лежи явлението електромагнитна индукция, при което във всяка bobина или контур се индукира е.д.н.:

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad /7.1/$$

Това е.д.н. трябва да бъде променливо, в противен случай магнитният поток  $\Phi$  би трябвало да нараства до безкрайност. Ето защо постояннотоковата машина конструктивно е сходна с разгледания в първа глава генератор на променливо напрежение (фиг.7.1а). В магнитното поле между полюсите N и S на постоянен магнит се върти с постоянна ъглова скорост същата навивка или bobина с правоъгълна форма. Както беше показано в т.1.3, при това в нея се индукира променливо е.д.н., което тук, поради различната форма на полюсия накрайник и, съответно различно разпределение на магнитната индукция, може да не бъде със синусоидална форма.

Въртящата се bobина е свързана неподвижно с две полукръгли и изолирани помежду си метални пластини 1 и 2, разположени концентрично спрямо оста на въртене. Тези, въртящи се заедно с bobината пластини, контактуват с две неподвижни пластини А и В, които, от своя страна, са свързани в електрическа верига.



Фиг.7.1

При въртенето си, полукръглите пластини 1 и 2 си разменят неподвижните пластини, с които контактуват, при което се сменя поляритетът на напрежението между последните. Ако моментът на размяната съвпадне с момента, в който и индуктираното е.д.н. сменя знака си, очевидно поляритетът на напрежението между А и В ще се запази, т.е напрежението между ще бъде постоянно. Тъй като полукръглите пластини са неподвижно свързани с бобината, този синхрон се осъществява от самосебе си. По този начин двете пластини играят ролята на механичен токоизправител. Всъщност, постояннотоковата машина представлява променливотокова с механичен токоизправител.

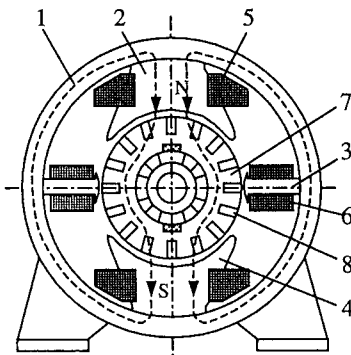
Реалната постояннотокова машина не се различава принципно от описаната, но се различава конструктивно по това, че въпросната бобина е поставена в канали на цилиндрично тяло от феромагнитен материал, наречено ротор. По този начин, както при останалите машини, се намалява пътят на магнитния поток през въздуха и се увеличава многократно магнитната индукция. От друга страна, през стените на канала бобината предава електродинамичните сили, респ. въртящия момент върху ротора, без да се деформира самата тя от тях.

При една единствена бобина повърхността на ротора би се използвала нерационално, а освен това, пулсациите на напрежението са големи (фиг.7.1б). Увеличаването на броя на каналите и съответно на бобините води до съответно увеличение на въртящия момент и мощността, като същевременно рязко намаляват пулсациите на индуктираното е.д.н.

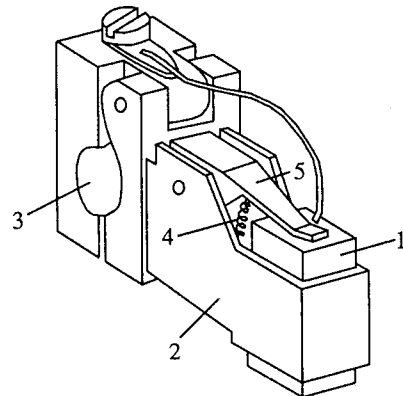
Увеличеният брой бобини изисква увеличен брой подвижни пластини, които вече няма да бъдат полукръгли, а ще представляват дъгови сегменти от цилиндрична повърхност. Така полученият пакет от изолирани пластини, разположени по цилиндрична повърхност, носи наименованието "колектор". Колекторът, заедно със свързаните с него намотки, разположени в каналите на ротора се нарича "котва". Обикновено котвата е свързана с ротора, но съществуват и конструкции, при които котвата е неподвижна, а върху въртящия се ротор са разположени магнитните полюси.

Схематичен разрез на постояннотокова машина е показан на фиг.7.2. Корпусът на машината 1 е от феромагнитен материал (стомана, чугун). Към него са закрепени полюсите 2, върху които са разположени възбудителни бобини 5, които създават магнитния поток. Съществуват и машини без възбудителни бобини, при които магнитният поток се създава от постоянни магнити.

Концентрично, в корпуса на машината е лагериран роторът 7, в чийто канали 8 е разположена котвената намотка. Към ротора е закрепен и колекторът.



Фиг. 7.2



Фиг. 7.3

Роторът се изработва като роторен пакет от листове ламарина по подобие на асинхронните двигатели. Това се налага, тъй като той се върти в магнитното поле, т.е. полето в него е променливо. От листовата ламарина се изработват и полюсните накрайници 4, тъй като каналите и токът през проводниците на ротора деформират локално магнитното поле, а при движението на ротора тези деформации създават зони с променливо магнитно поле в неподвижните полюсни накрайници.

Магнитният поток, който се затваря през корпуса и телата на полюсите е постоянен, затова те обикновено са от плътно желязо.

Към корпуса могат да бъдат закрепени и допълнителни полюси 3, чиято функция ще бъде пояснена по-нататък.

Вместо неподвижни пластини, в реалните машини се използват най-често графитни или меднографитни “четки” с правоъгълно сечение, които, притискани от пружини, контактуват с повърхността на въртящия се колектор. Обикновено ширината на четката е по-голяма от тази на колекторната пластина и тя контактува с няколко пластини едновременно. Четките са поместени и фиксирани в специални четкодържатели (фиг.7.3), в които имат възможност за преместване в радиално направление при износване.

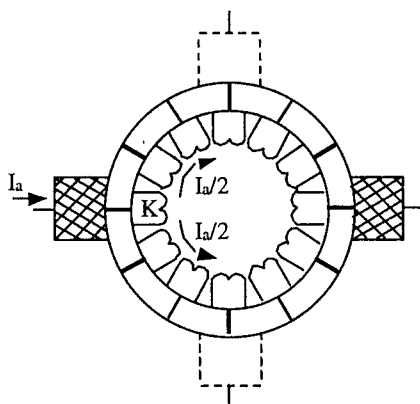
И при постояннотоковите машини броят на полюсите може да бъде различен и, разбира се, винаги четен. Тук, обаче, за разлика от асинхронните и синхронните машини, броят чифтове полюси  $p$  няма принципно отношение към честотата на въртене, а представлява конструктивен вариант с определени предимства и недостатъци. Ширината или “стъпката” на всяка от бобините в котвата, наричани “секции”, е близка до разстоянието между два съседни полюса, което се нарича полюсно деление или полюсна стъпка и се бележи с буквата  $\tau$ . Измерена в ъгъл:

$$\tau = \frac{\pi}{p} \quad (7.2)$$

Броят на четките (или групите четки – защото те могат да бъдат по няколко в четкодържател) в повечето случаи е равен на броя на полюсите.

Отделните секции не са независими една от друга, а са свързани помежду си. Местата на свързка са колекторните пластини – към всяка от тях са присъединени най-малко два проводника от различни секции. Един начин е показан на фиг.7.4, къ-

дето всяка секция (бобина) е свързана към две съседни колекторни пластини. Пространственото разположение на самите секции и връзката им с колекторните пластини се вижда много прегледно от разгънатата схема на роторната и колекторната повърхности на фиг.7.5а. Показани са и проекциите на магнитните полюси, които се местят при движението на ротора.



Намотка, свързана по описания начин се нарича “листова” При брой на полюсите по-голям от два е възможно свързването на двата края на секцията към колекторни пластини, намиращи се на разстояние приблизително две полюсни стъпки (фиг.7.5б). Такава намотка се нарича “вълнова”.

Освен описаните намотки, които се използват най-често, съществуват още “сложна листова”, “сложна вълнова”, “жабешка” и други видове, които се разглеждат само в специалните курсове.

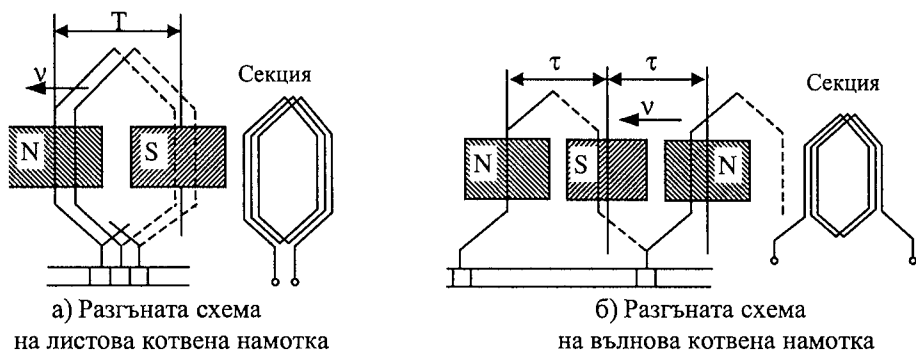
От фиг.7.4 се вижда, че токът, постъпващ през едната четка се разделя през два еднакви паралелни клона, които се събират отново в другата четка. Ако машината е четириполюсна, четките ще бъдат четири през  $90^\circ$  (показани с пунктир на фигурата), като срещуположните ще се свържат помежду си. По този начин ще се получат четири еднакви паралелни клона. При произволен брой полюси броят на четките е равен на техния брой и те ще се свързват през една помежду си, при което ще се получат същият брой паралелни клонове. Общото правило за обикновената листовата намотка е:

$$a = p, \quad /7.1/$$

където  $a$  е броят на чифтовете паралелни клонове.

При обикновената вълнова намотка четките също се свързват през една, но между тях остава включена по една секция нахъсо (фиг.7.5б), докато паралелните клонове остават два, независимо от броя на полюсите. По принцип машината с вълнова намотка може да работи само с две четки, разположени на цяло число полюсни стъпки една от друга. По-големият брой четки играе същата роля, както по-широка четка при листовата намотка.

Вълновата намотка се използва при машини за по-високо напрежение, а листовата – при машини за по-ниско напрежение и голям ток.



Фиг.7.5

Четките се разполагат така, че да контактуват с колекторните пластини на секции, в които не се индуцира е.д.н. Това са секции, които в момента се намират около така наречената физическа неутрална линия – мислена линия, която свързва точките с нулева магнитна индукция от периферията на ротора. Физическата неутрална линия е близка до геометричната неутрална линия – симетричната линия, която разделя два разноименни полюса (фиг.7.2).

## 7.2. ЕЛЕКТРОДВИЖЕЩО НАПРЕЖЕНИЕ НА МАШИНИТЕ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

При въртеливото движение на ротора проводниците, разположени в неговите канали, пресичат магнитното поле и в тях се индуцира е.д.н. Резултантното е.д.н. в една секция може да се определи чрез сумиране на е.д.н. в отделните ѝ проводници, или чрез изменението на магнитния поток, преминаващ през нея. Двата начина са равностойни, но първият се усложнява от това, че в някои случаи в последователно свързаните проводници могат да се индуцират е.д.н. с противоположна посока (например при съкратена стъпка на секцията).

Нека приемем, че едно завъртане на ротора на  $360^\circ$  става за време  $T$ . Времето за завъртане на едно полюсно деление ще бъде  $T/2p$  (при двуполусната машина от фиг.7.2 делението е  $180^\circ$ ). Ще приемем, че навлизащите в клона секции лежат на физическата неутрална линия.

Когато секцията лежи върху физическата неутрална линия, през нея преминава практически целият магнитен поток  $\Phi$ . При завъртането на секцията, магнитният поток през нея намалява, сменя посоката си и отново достига максимум с обратен знак при завъртането ѝ на едно полюсно деление, когато секцията ляга отново върху физически неутрална линия. Изменението на магнитния поток ще бъде  $2\Phi$ , а средната стойност на индуцираното е.д.н.:

$$e_c = -N \frac{2p}{T} \int_0^{T/2p} \frac{d\Phi}{dt} dt = \frac{4pN\Phi}{T} \quad /7.3/$$

където  $N$  е броят на навивките на секцията<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> В много курсове с  $N$  се означава броят на активните проводници, който е два пъти по-голям от броя на навивките.

Нека общият брой на секциите е  $N_c$ . Във всеки паралелен клон техният брой ще бъде  $N_c/2a$ , като при въртенето на ротора последователно секции ще напускат клона, а други ще постъпват на тяхно място. При завъртане на едно полюсно деление само една секция ще остане в него от неутрална до неутрална линия и само за нея е в сила равенство (7.3). Всяка секция, която напуска клона, ще бъде заместена от друга, която постъпва. Сумарното ъглово завъртане на напускащата секция и нейния заместник ще бъде също едно полюсно деление, така, че сумарното е.д.н. на двете секции, за времето на пребиваване в клона, ще се определи също по формула (7.3). Тогава средното е.д.н. за целия клон ще бъде:

$$E = \frac{4pNN_c\Phi}{2aT} \quad /7.4/$$

Като заместим периода  $T = 60/n$ , където  $n$  е броят на оборотите за минута, получаваме:

$$E = \frac{0,033}{a} pNN_c\Phi.n = C_E\Phi.n, \quad /7.5/$$

където  $C_E = 0.033pNN_c/a$  е константа, зависеща от конструкцията на машината.

Формула 7.5 е в сила и, ако навлизащите в клона секции не лежат на неутралната линия или стъпката им е различна от полюсната стъпка. В тези случаи общото изменение на магнитния поток ще бъде по-малко, което ще се отчете с намалена стойност на  $C_E$ .

### 7.3. КОМУТАЦИЯ

Когато една секция напуска даден паралелен клон и постъпва в друг, посоката на тока през нея се променя (комутира). Това се вижда от фиг.7.4, на която са означени посоките на токовете в паралелните клонове. Преди да смени посоката на тока, всяка секция, за известно време, наричано период на комутация  $t_k$ , е дадена накъсо през съответната четка (секция К). Периодът на комутация се определя от ширината на четката, а при вълнова намотка – и от паралелно свързаните четки.

При промяната на тока, в комутиращата секция ще се индутира е.д.н. на самоиндукция:

$$e_L = -L_c \frac{di}{dt},$$

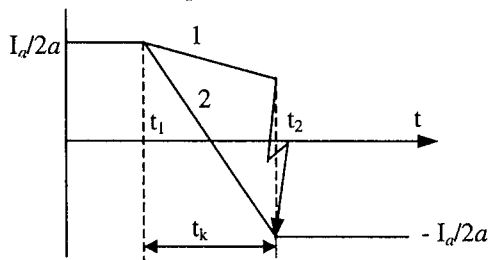
където  $L_c$  е самоиндукцията на секцията.

Съпротивлението  $R_k$  в затворената верига се състои от съпротивлението на проводниците и на контактуващата четка. Съгласно втория закон на Кирхоф:

$$e_L = -L_c \frac{di}{dt} = R_k i. \quad /7.6/$$

Съпротивлението обикновено има много малка стойност и производната  $di/dt$ , определена от горното равенство, ще доведе до относително малко изменение на тока в края на периода  $t_k$ . След прекъсване на късото съединение секцията попада в новия паралелен клон и токът ѝ принудително скокообразно ще приеме новата си стойност и посока и това е съпроводено с искрене (фиг.7.6). Такъв начин на комутация е нежелателен, тъй като искрението разрушава ускорено повърхността на колектора и четките.

Един от начините за намаляване на този негативен ефект е изкуствено увеличаване на съпротивлението на четките чрез използване на материал с високо специфично съпротивление. Този начин не е достатъчно радикален, затова при машини с мощност над 1 kW се използва друг начин – индуктиране на допълнително е.д.н.  $e_d$  в комутиращата секция с посока, противоположна на  $e_c$ . Тогава:



Фиг. 7.6

$$e_d - L_c \frac{di}{dt} = R_k i \quad \text{или} \quad e_d = L_c \frac{di}{dt} + R_k i. \quad (7.7)$$

Най-плавното изменение на тока е при т. нар. праволинейна комутация (линия 2 на фиг. 7.6.), при която  $di/dt = I_a/a \cdot t_k$ . Като пренебрегнем малкия напрежителен пад  $R_k i$ , за осъществяването ѝ ще е необходимо допълнително е.д.н.:

$$e_d = L_c \frac{I_a}{a \cdot t_k}. \quad (7.8)$$

Един от начините за индуктиране на това допълнително е.д.н. е изместване на четките от физическата неутрална линия, при което проводниците на комутиращата секция ще попадат в зона с магнитна индукция. Този начин е несъвършен, тъй като положението на четките би трябвало да се променя при промяна на големината и посоката на тока.

Най-ефикасният начин за подобряване на комутацията са т. нар. допълнителни полюси (3 на фиг. 7.2), които са разположени в геометричната неутрална линия. Бобините им б са свързани последователно с котвената намотка, поради което магнитната им индукция е пропорционална на котвения ток. Тази пропорционалност се постига и благодарение на голямата въздушна междина между допълнителния полюс и ротора, при което се елиминира ефекта от насищането.

При въртенето си, проводниците на комутиращата секция пресичат полето на допълнителния полюс и в тях се индуктира е.д.н., пропорционално на индукцията и на скоростта. От своя страна, периодът на комутация  $t_k$  е обратно пропорционален на скоростта, така че, при подходящо подбрани параметри на допълнителния полюс, равенството (7.8) ще се изпълни за всякаква стойност и посока на котвения ток и за всяка скорост.

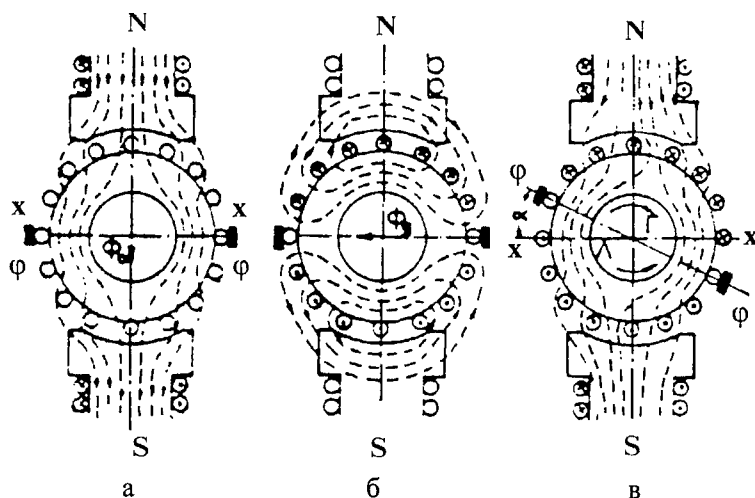
#### 7.4. РЕАКЦИЯ НА КОТВАТА

При отсъствие на ток в котвените намотки магнитното поле се обуславя само от главните магнитни полюси. Това поле е симетрично спрямо оста, свързваща полюсите. Физическата неутрална линия съвпада с геометричната и дели на равни части междуполюсното разстояние (фиг. 7.7а).

Токът в котвените намотки създава свое собствено магнитно поле, което се затваря през ротора и полюсните накрайници (фиг.7.7б). Това поле си взаимодействува с основното поле на главните полюси, и създава резултантно поле (фиг.7.7в). Въздействието на котвения ток върху полето на главните полюси се нарича реакция на котвата.

Както се вижда от фигурата, реакцията на котвата нарушава симетрията на магнитния поток, което води до изместване на физическата неутрална линия (свързваща точките с нулева индукция от периферията на котвата) от геометричната на определен ъгъл  $\alpha$ . В генераторен режим изместването е по посоката на въртене, а в генераторен – срещу нея. При машините без допълнителни полюси това изместване влошава комутацията, затова и четките се изместват в същата посока.

В резултат на насищането, намалената индукция в едната част на полюсния накрайник няма да се компенсира от увеличената индукция в другата част, при което общият магнитен поток ще намалее (размагнитващо действие).



Фиг.7.7

Несиметричната индукция ще създаде в едни секции по-голямо е.д.н., а в други по-малко. В резултат напрежението между колекторните пластини ще се разпредели неравномерно и между някои от тях може да стигне недопустима стойност, при която да се запали електрическа дъга (кръгов огън по колектора).

Всички тези негативни резултати от реакцията на котвата са особено осезателни при машини с по-голяма мощност. Затова при тях се поставя компенсационна намотка в канали, изработени в полюсните накрайници. Компенсационната намотка се свързва последователно на котвената и през нея протича същият ток.

Броят на проводниците ѝ се избира такъв, че във всеки участък от полюсния накрайник м.д.н. на компенсационната намотка е равно и противоположно на м.д.н. на срещулежащата котвена намотка. Поради близостта на котвените проводници и тези на компенсационната намотка, техните м.д.н. и магнитните им полета практически се неутрализират.

## 7.5. ВЪРТЯЩ МОМЕНТ НА ПОСТОЯННОТОКОВАТА МАШИНА

При протичане на ток  $i$  през котвените проводници, от взаимодействието им с магнитното поле, върху всеки от тях ще действа сила  $f = i \cdot B \cdot l$ , където  $B$  е магнитната индукция, а  $l$  – дължината на частта от проводника, намираща се в зоната на магнитното поле. Ако индукцията не е равномерна по дължината  $l$ ,  $B$  ще бъде средната ѝ стойност. Наистина:

$$f = \int_0^l b \cdot idy = i \cdot l \cdot \frac{1}{l} \int_0^l b dy = i \cdot l \cdot B$$

От това равенство, валидно за един проводник, можем да определим общата периферна сила и въртящия момент. Прецизното пресмятане, обаче се усложнява от обстоятелството, че в проводника може за кратко време да възниква сила с обратна посока (например при съкратена стъпка или при изместване на физическата неутрална линия от реакцията на котвата). Затова и тук, както при другите машини, е рационално моментът да се определи от електромагнитната мощност:

$$M = \frac{P_{EM}}{\Omega}, \quad /7.9/$$

където  $\Omega = 2\pi n/60$  е ъгловата честота, а

$$P_{em} = E \cdot I_a.$$

Като заместим  $E$  от (7.5), получаваме:

$$M = \frac{60}{2\pi} C_E \Phi I_a = C_M \Phi I_a. \quad /7.10/$$

Действителният момент се различава от така определения с момента от триенето в лагерите  $\Delta M_{тр}$  и с момента, предизвикан от загубите в желязото на ротора  $\Delta M_k$ . Първият е пренебрежимо малък, а вторият е резултат от загубите от хистерезис при пренамагнитването и токовете на Фуко, които са една нелинейна функция както на потока  $\Phi$ , така и на скоростта  $n$ . Техният относителен дял е малък и грешката ще бъде незначителна, ако приемем линеаризирана зависимост:

$$\Delta P_{заг} \approx k \cdot \Phi \cdot n,$$

откъдето:

$$\Delta M_k = \Delta P_{заг} / \Omega = \frac{\Delta P_{заг} \cdot 60}{2\pi n} \approx c_m \Phi$$

След заместване в (7.10) получаваме:

$$M = C_m \Phi \cdot I_a - c_m \Phi \quad /7.11/$$

Тази формула е съобразена с уговорка, че положителни стойности на момента и тока съответствуват на двигателен режим. В генераторен режим първият член е отрицателен и двата, фактически, ще се сумират.

Вторият член от (7.12) често пъти се пренебрегва заради малкия му относителен дял, като се използва опростената формула (7.10).

Ако котвата на постояннотоквата машина се свърже към източник на напрежение  $U$ , в затворената верига ще протече ток  $I_a$ , който, създавайки въртящ момент ще приведе ротора в движение. Възниква е.д.н. по формула (7.5) и токът  $I_a$  се определя от втория закон на Кирхоф:

$$I_a = \frac{U - E}{R_a + R_d}. \quad /7.12/$$

където  $R_a$  е съпротивлението на котвената намотка, а  $R_d$  – допълнително съпротивление във веригата.

От горното равенство се вижда, че въртящият момент е с такава посока, при която създаденото от него движение води до е.д.н.  $E$  с обратна посока на напрежението  $U$ . Това може да се разглежда като следствие от принципа на Ленц.

При  $U > E$  токът е положителен, т.е. в посоката на  $U$ . Това означава, че източникът на напрежение отдава електрическа мощност, а машината я консумира и превръща в механична мощност, т.е. тя работи в двигателен режим. Въртящият момент ще бъде насочен по посока на движението.

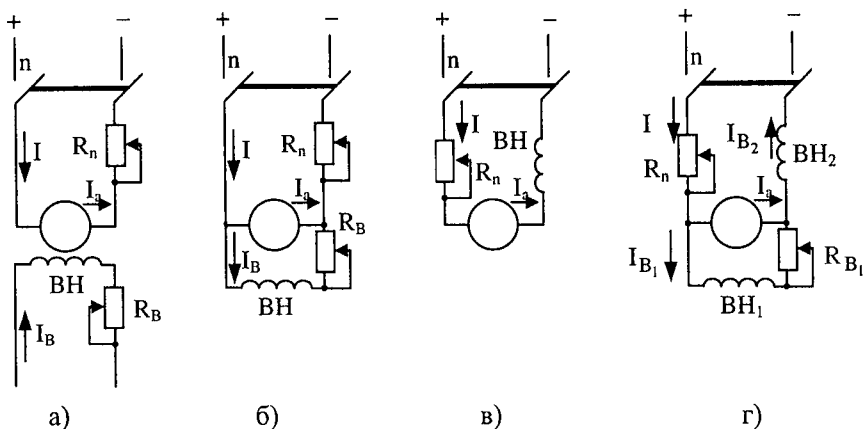
Ако  $E$  се увеличи, например чрез увеличение на честотата на въртене  $n$ , или магнитния поток  $\Phi$ , така, че  $E > U$ , токът ще бъде отрицателен, т.е. в посоката на  $E$ . Машината ще отдава електрическа мощност на източника на напрежение, като ще консумира механична мощност, т.е. ще работи в генераторен режим. Заедно с тока и моментът ще смени посоката си, ще бъде насочен срещу посоката на въртене и ще оказва спирачно действие, което трябва да бъде преодоляно от приложен отвън момент.

При равенство  $E = U$ , токът е нула, въртящият момент също. Машината не консумира и не отдава мощност и затова този режим се нарича "идеален празен ход", тъй като реално машината винаги консумира известна минимална мощност за покриване на триенето в лагерите и загубите в желязото на котвата.

## 7.6. НАЧИН НА ВЪЗБУЖДАНЕ НА МАШИНИТЕ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

В много случаи магнитният поток в съвременни маломощни и средномощни постояннотокови машини се създава от постоянни магнити. В повечето случаи за целта се използват възбудителни бобини върху главните полюси, като бобините от всички полюси се свързват заедно и образуват възбудителната намотка на машината. В зависимост от начина на захранване на тази намотка се различават:

1. Машини с независимо възбуждане. При тях възбудителната намотка се захранва от отделен източник на напрежение (фиг.7.8). Възбудителният ток  $I_B$  може да се изменя чрез реостата  $R_B$ .



Фиг. 7.8

2. Машини с паралелно възбуждане (шунтови машини). При тях възбудителната намотка се включва паралелно на котвената (фиг.7.8б). При използване на машината в двигателен режим, този начин е идентичен на предходния, тъй като захранващият източник е независим от двигателя.

3. Машини с последователно (серийно) възбуждане. При тях възбудителната намотка е включена последователно на котвената (фиг.7.8в.)

4. Машини със смесено възбуждане (компаундни машини). Възбудителните намотки са две, едната от които се включва паралелно, а другата – последователно.

В зависимост от посоката на магнитните потоци на двете възбудителни намотки, те могат да бъдат включени съпосочно или противоположно (фиг.7.8г).

Възбудителните намотки на машините с независимо и паралелно възбуждане и паралелната възбудителна намотка на машините със смесено възбуждане имат голям брой навивки от тънък проводник. По този начин необходимото магнитодвижещо напрежение се постига с малък ток. Той, обикновено, не надхвърля 1 – 5% от номиналния котвен ток.

Възбудителните намотки на машините с последователно възбуждане и последователната намотка на машините със смесено възбуждане са с малък брой навивки от проводник с голямо сечение, тъй като през него протича котвеният ток.

Независимо от големия ток, загубата на мощност и тук е малка поради малкия напрежителен пад върху намотката. И в двата случая мощността, която се губи във възбудителната намотка е приблизително 1 – 5% от номиналната мощност на машината.

Реостатите  $R_B$  на фиг.7.8 служат за изменение на възбудителния ток и съответно на магнитния поток. Те са необходими в повечето генератори и по-рядко при двигателите. Реостатите  $R_{II}$  се използват в определени случаи изключително при двигателите.

Във всички случаи, ако машината е снабдена с допълнителни полюси или компенсационна намотка, те се включват последователно на котвата без алтернатива и затова, обикновено, не се показват на схемите.

## 7.7. ГЕНЕРАТОРИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

Изследването на генераторите за постоянен ток се извършва винаги при постоянна честота на въртене, която се определя и поддържа от задвижващата машина (двигател с вътрешно горене, турбина, електродвигател). Основните характеристики са:

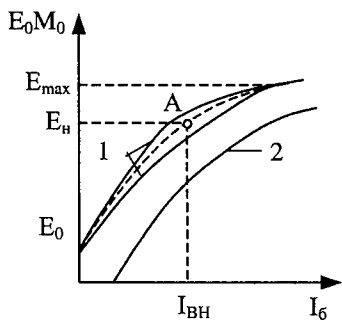
1. Характеристика на празен ход и товарна характеристика  $U = f(I_B)$  – зависимостта на напрежението на генератора от възбудителния ток  $I_B$  съответно при товарен (котвен) ток  $I_a = 0$  и  $I_a = \text{const}$ .

2. Външна характеристика  $U = f(I_a)$  при  $R_B = \text{const}$ . – зависимост на напрежението на генератора от товарния ток при неизменно съпротивление във възбудителната верига.

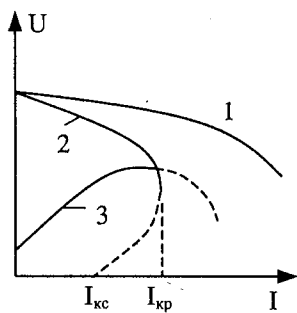
3. Регулираща характеристика  $I_B = f(I_a)$  при  $U = \text{const}$ . – зависимост на възбудителния ток от товарния, необходима за поддържане на постоянно напрежение.

На фиг.7.9 са показани характеристика на празен ход (1) и товарна характеристика (2) на генератор с независимо възбуждане. Наличието на напрежение  $E_0$  при отсъствие на възбудителен ток е резултат от остатъчния магнетизъм, а нелинейният характер се обуславя от насищането на магнитната верига. Разликата между двете линии е постоянна и се дължи на напрежителния пад  $I_a \cdot R_a$  в котвената намотка и на

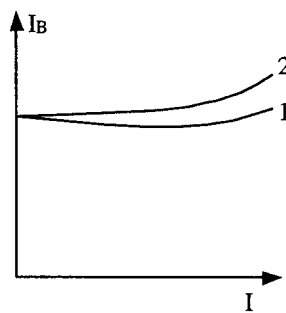
реакцията на котвата. Зависимостите се заснемат при еднопосочно изменение на възбудителния ток (например при нарастване), в противен случай, вследствие на хистерезиса в магнитната верига, ще се получат две близкостоящи линии (1).



Фиг. 7.9



Фиг. 7.10



Фиг. 7.11

На фиг.7.10 с линия 1 е показана външната характеристика на генератора с независимо възбудяване. Наклонът се дължи на напрежителния пад в котвената намотка и реакцията на котвата.

Регулиращата характеристика е резултат от съчетаването на товарни и външни характеристики и е показана на фиг.7.11, линия 1. За поддържане на постоянно напрежение е необходимо известно увеличаване на възбудителния ток при увеличаване на товарния ток.

Характеристиката на празен ход на генератора с паралелно възбудяване е сходна с тази, на генератора с независимо възбудяване. Тук остатъчното напрежение  $E_0$  играе съществена роля за процеса на първоначално самовъзбудяване. Това е пояснено на фиг.7.12.

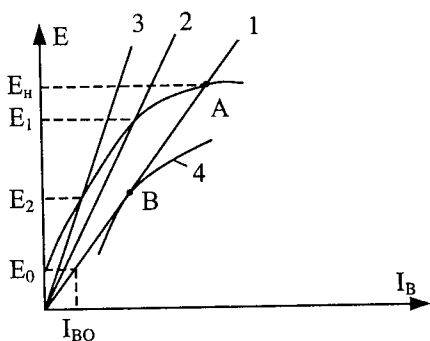
На фигурата, освен характеристиката  $E = f(I_B)$  са показани и зависимости  $I_B = E/R_B$  за различни стойности на съпротивлението  $R_B$ . Процесът на самовъзбудяване започва от остатъчното напрежение  $E_0$ , което по линия 1 създава възбудителен ток  $I_{B0}$ . Този ток предизвиква увеличение на напрежението  $E$ , което от своя страна, води до ново увеличение на  $I_B$ . Процесът е лавинообразен, като напрежението се увеличава до  $E_n$ , съответстващо на устойчивата пресечна точка А. При по-голямо съпротивление във възбудителната верига ще се установи по-ниско напрежение на генератора (линия 2). При определена, критична стойност на  $R_B$  зависимостта (3) е приблизително успоредна на началния наклон на характеристиката на празен ход и напрежението остава ниско, т.е. самовъзбудяването няма да се осъществи. За осъществяване на самовъзбудяването е необходимо, също така, възбудителната намотка да бъде свързана по начин, при който създавания от нея магнитен поток да се сумира с остатъчния.

На фиг.7.10 е показана външната характеристика на генератора с паралелно възбудяване (линия 2). Тя спада по-изразително, поради намаляването на възбудителния ток с намаляване на напрежението. С намаляване на товарното съпротивление, при определена критична стойност и съответна критична стойност на товарния ток  $I_{кр}$ , напрежението и токът започват да намаляват за да достигнат съответно  $E_0$  и един малък ток  $I_{кв}$  при късо съединение. Причината за това явление е пояснена на фиг.7.12, на която е показана товарната характеристика 4, съответстваща на критич-

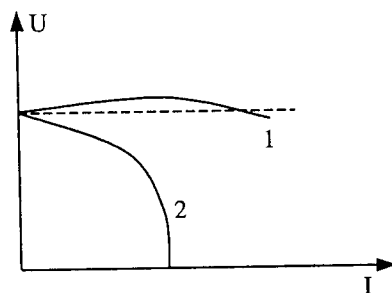
ния ток. При евентуално увеличение на тока тя би продължила да слиза надолу, при което изчезва пресечната точка В.

Регулиращата характеристика на генератора с паралелно възбуждане е показана на фиг.7.11, линия 2. Генераторите с последователно възбуждане нямат товарна и регулираща характеристики, а само външна, която е показана на фиг.7.10, линия 3. Нейният характер произтича от равенството  $I_B = I_a$ .

Видът на характеристиките при генераторите със смесено възбуждане зависи от начина на включване на двете намотки (съпосочно или противопосочно) и от дела на всяка от намотките в общия магнитен поток. При съпосочно включване магнитният поток нараства с увеличение на товарния ток и, при подходящо оразмеряване, може да компенсира спада на външната характеристика от фиг.7.10. По този начин напрежението на генератора остава почти постоянно, което е важно за чувствителни към напрежението консуматори (линия 1 на фиг.7.13).



Фиг. 7.12



Фиг. 7.13

При противопосочно включване се получава точно обратният ефект. Външната характеристика пада стръмно, вследствие на размагнитващото действие на последователната намотка, и токът се изменя слабо дори при късо съединение (линия 2 на фиг.7.13). Такава характеристика е много удобна в случаите, когато трябва да се поддържа неизменен ток, например при електродъгови заварки.

Постояннотоковите тахогенератори представляват микрогенератори, предназначени за целите на измерването и автоматичното управление. Напрежението на изводите им, съгласно (7.5), е пропорционално на ъгловата скорост, т.е. те представляват типичен преобразувател на неелектрична величина в електрически сигнал. Генерираната от тях мощност е нищожна, поради което към тях трябва да бъде свързан консуматор с много високо съпротивление. В противен случай се нарушава пропорционалната зависимост между напрежението и скоростта и намалява точността на преобразуването.

Съвременните тахогенератори нямат възбудителна намотка, а полето се създава от постоянни магнити. Конструктивна особеност е големият брой котвени секции и съответно колекторни пластини, с цел пулсациите на котвеното напрежение да бъдат минимални. В противен случай в устройствата за автоматично управление биха били необходими филтриращи устройства за изглаждане на пулсациите, които винаги внасят времезакъснение в реакцията на системата и поставят под въпрос нейното правилно функциониране.

Измерването на честотата на въртене чрез тахогенератор е много лесно – към изводите му се включва обикновен волтметър за постоянен ток. При известна характеристика на тахогенератора, волтметърът може да бъде разграфен в ъглова честота (обороти за минута).

### 7.8. ДВИГАТЕЛИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК С ПАРАЛЕЛНО ВЪЗБУЖДАНЕ (ШУНТОВИ ДВИГАТЕЛИ)

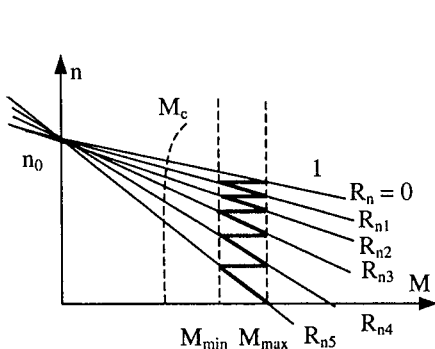
Електрическата схема е показана на фиг.7.8б. Възбуждането е същевременно и независимо, тъй като не зависи от режима на работа на машината. Към двигателите с паралелно възбуждане могат да се причислят и двигателите с постоянни магнети, тъй като и при тях магнитният поток е неизменен.

Механичната характеристика може да се построи лесно въз основа на формули (7.5), (7.10) и (7.11). Като заместим (7.5) в (7.11), получаваме:

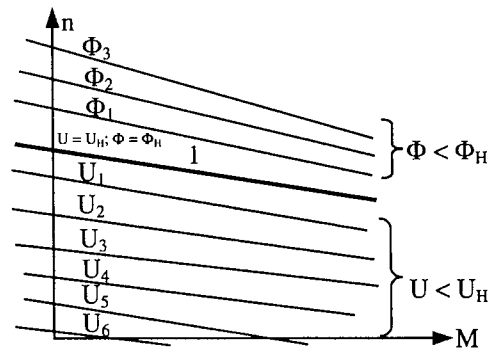
$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - I_a \frac{R_a + R_n}{C_E \Phi}$$

и, като заместим  $I_a$  от (7.10): 
$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - M \frac{R_a + R_n}{C_E C_M \Phi^2} \quad /7.12/$$

В горното равенство първият член е постоянен, докато вторият е пропорционален на момента. В резултат зависимостта на честотата на въртене  $n$  ще бъде линейна намаляваща функция на въртящия момент (фиг.7.14). На фигурата е показано семейство характеристики за различна стойност на  $R_n$ , включително и за  $R_n = 0$ .



Фиг.7.14



Фиг.7.15

Всички линии се пресичат в точка от ординатната ос с ордината  $n_0 = \frac{U}{C_E \Phi}$ .

която е скоростта на идеален празен ход. Всички характеристики имат продължение във втори квадрант, който съответствува на генераторен режим, тъй като моментът сменя знака си.

В момента на включване на машината към захранващото напрежение, честотата на въртене е нула. Моментът при пускане ще бъде пресечната точка на характеристиката с абсцисната ос. При  $R_n = 0$ , тази точка ще лежи далече от началото на координатната система и ще отговаря на един много голям момент, който, в повече-

то случаи е недопустим, защото може да доведе до механични повреди. На този момент, съгласно (7.10), съответствува и един недопустимо голям ток (токов удар), който, от своя страна, може да предизвика електрически повреди в машината и в захранващата инсталация. Ето защо постояннотоковите двигатели се включват чрез пусков реостат  $R_n$ , при което пусковият момент и пусковият ток могат да се ограничат до необходимата стойност. С увеличаване на скоростта, моментът намалява и съпротивлението на пусковия реостат може да бъде намалено без моментът и токът да надхвърлят допустимите стойности. Съпротивлението може да бъде намалявано и плавно по време на пусковия процес, но това, обикновено, не се практикува, тъй като е технически по-сложно. Най-често, след достигане на скорост, близка до номиналната, пусковият реостат се установява на нулева стойност. Пусковият процес се осъществява по начупената линия от фиг.7.14, като за времетраенето му моментът се поддържа в тесни граници близки до максимално допустимата стойност и създава най-голямото допустимо ускорение, респективно най-кратък пусков процес.

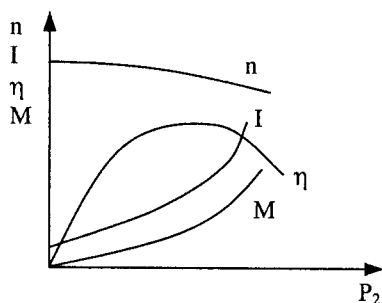
Семейство механични характеристики могат да се получат и при изменение на други параметри. При изменение на захранващото напрежение се изменя само първият член на (7.12), докато вторият, който определя наклона на характеристиките, остава неизменен. В резултат се получава семейство характеристики, успоредни помежду си. Тъй като номиналното напрежение на двигателя е най-високото напрежение, при което той работи безпроблемно, всяко друго напрежение трябва да бъде по-малко от номиналното, което означава, че съответните характеристики ще лежат по-ниско от характеристиката, съответстваща на номинално напрежение. На фиг.7.15 е показано такова семейство характеристики при  $R_n = 0$ . Вижда се, че нисколежащите характеристики пресичат абсцисната ос в точки, близки до допустимия пусков момент от фиг.7.14. Това означава, че пускане на постояннотоковия двигател може да се осъществи и без пусков реостат, но при ниско, постепенно увеличаващо се напрежение.

При изменение на магнитния поток ще се изменят едновременно първият и вторият член на (7.12). Тъй като номиналният магнитен поток съответствува на най-големия допустим възбудителен ток, той може само да бъде намаляван. При това първият член от (7.12) нараства, нараства и наклонът, определен от втория член. Семейство такива характеристики при  $R_n = 0$  и  $U = U_n$  е показано също на фиг.7.15.

Двете семейства характеристики се разделят от една, съответстваща на  $R_n = 0$ ,  $U = U_n$  и  $\Phi = \Phi_n$ . Тя се нарича "естествена характеристика". Естествената характеристика е показана и на фиг.7.14, линия 1. Пространството под естествената характеристика може да бъде заето от изкуствени характеристики, получени при изменение на допълнителното съпротивление в котвената верига  $R_n$  или на захранващото напрежение  $U$ . Пространството над естествената характеристика може да бъде заето от изкуствени характеристики, получени при намаляване на магнитния поток  $\Phi$ .

Работните характеристики на двигателя с паралелно възбуждане са показани на фиг.7.16. При увеличаване на полезната мощност  $P_2$  намалява честотата на въртене  $n$ , докато токът  $I$  и моментът  $M$  нарастват, като остават почти пропорционални един на друг (пропорционалната зависимост се нарушава в известна степен от реакцията на котвата, която намалява магнитния поток  $\Phi$ ). Коефициентът на полезно действие  $\eta$  нараства бързо при увеличаване на натоварването на двигателя и достига максимум около номиналната полезна мощност  $P_2$ .

Двигателите за постоянен ток с паралелно възбуждане са най-масово използваните постояннотокови двигатели.



Фиг.7.16

## 7.9. ДВИГАТЕЛИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК С ПОСЛЕДОВАТЕЛНО И СМЕСЕНО ВЪЗБУЖДАНЕ

Електрическата схема на двигател с последователно (сериен) възбуждане е показана на фиг.7.8.в. Магнитният поток е функция на котвения ток. При ненаситена машина зависимостта на потока от тока е приблизително постоянна:

$$\Phi = c \cdot I. \quad /7.13/$$

Като заместим  $I$  от (7.15) и решим спрямо  $\Phi$ :

$$\Phi = \sqrt{M \frac{c}{C_M}} \quad /7.14/$$

Механичната характеристика на двигателя с последователно възбуждане ще получим, като заместим (7.14) в (7.12):

$$n = \frac{\sqrt{C_M}}{C_E \sqrt{c}} \frac{U}{\sqrt{M}} - \frac{R_a + R_{\Pi}}{c \cdot C_E} \quad /7.15/$$

Първият член представлява неравнораменна хипербола, а вторият член е постоянен. Благодарение на него хиперболата е “изместена” надолу и пресича абсцисната ос.

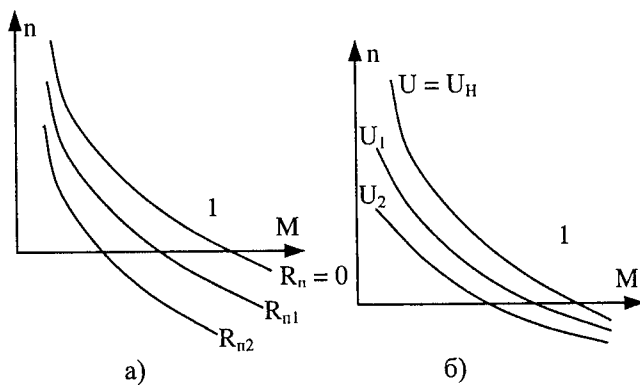
Семейство характеристики при различни стойности на  $R_{\Pi}$  се получава при различно успоредно изместване на зависимостта във вертикална посока (фиг.7.17а). Линия 1 е естествената характеристика при  $R_{\Pi} = 0$ .

При промяна на напрежението характеристиките също се изместват във вертикална посока, но изместването не е успоредно (фиг.7.17б). И двете семейства характеристики могат да се използват за пускане на двигателя и поддържане на въртящия момент в тесни граници по време на пусковия процес.

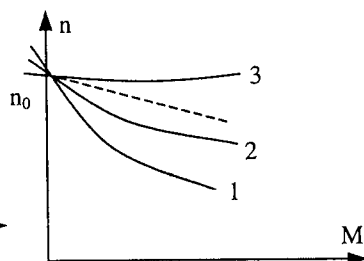
При двигателите с последователно възбуждане е възможно получаването на изкуствени характеристики и чрез намаляване на магнитния поток. За тази цел възбудителната намотка се шунтира с различни по стойност съпротивления, които отклоняват част от тока  $\dot{i}$ . Този метод, обаче, се използва много рядко.

Както се вижда от фиг.7.17, честотата на въртене при всички характеристики силно се влияе от момента. Такива характеристики се наричат “меки”. Те са много удобни за електрическия транспорт, тъй като преходът към съседна характеристика е с много малък скок на момента, което създава комфорт на возенето (липса на тласъци при ускоряване). Освен това, ако няколко двигателя работят съвместно, неизбежните малки разлики в скоростта им ще предизвикат много малки разлики в моментите и оттам – незначително преразпределение на натоварването между тях. То-

ва е от голяма важност за електрическия транспорт, където возилата имат по няколко двигателя, и при прокатните станове в металургията, при които прокатът се придвижва също от няколко двигателя.



Фиг. 7.17



Фиг. 7.18

Особеност на двигателя с последователно възбуждане е, че той няма генераторен режим. Характеристиките не навлизат във II-ри квадрант. Когато моментът клони към нула, честотата на въртене клони теоретично към безкрайност. На практика, въпреки загубите и триенето, тя може да достигне недопустими стойности при натоварване, по-малко от 15-20%. Затова при тези двигатели е недопустима работата на празен ход. Не се допуска, също така, използването на ремъчна предавка, защото при евентуално скъсване, или изпадане на ремъка, двигателят ще остане без товар.

Двигателят със смесено възбуждане е свързан по схемата на фиг.7.8г. Наличието на две възбудителни намотки, свързани съпосочно, води до съчетаване на меката характеристика, присъща на серийния двигател с възможност за работа при малък товар, на празен ход и в генераторен режим, присъща на шунтовия двигател (фиг.7.18 – линии 1 и 2). Преобладаването на единия, или другия характер, зависи от относителния дял на всяка от възбудителните намотки в общото магнитодвижещо напрежение.

Двигателите със съпосочно включване се използват в електрическия транспорт и за задвижване на съоръжения, които имат специални изисквания за меката характеристика. Често се използват двигатели, при които въздействието на последователната намотка е много слабо, но влияе благоприятно при включването им в системи за автоматично управление на скоростта.

Противопосочното включване на възбудителните намотки може да се използва за “втвърдяване” на механичната характеристика, т.е. незначителна промяна на честотата на въртене при промяна на натоварването (линия 3 на фиг.7.18). На практика това включване не се използва, а стабилността на честотата на въртене се постига чрез автоматични системи за регулиране.

## 7.10. РЕГУЛИРАНЕ НА ЧЕСТОТАТА НА ВЪРТЕНЕ НА ПОСТОЯННОТОКОВИТЕ ДВИГАТЕЛИ

Изброените дотук начини за получаване на семейства изкуствени характеристики са и начините за регулиране на честотата на въртене (скоростта). Те са:

1. Изменение на съпротивлението в котвената верига  $R_{\Pi}$ ;
2. Изменение на захранващото напрежение  $U$ ;
3. Изменение на магнитния поток  $\Phi$ .

Семейството характеристики при изменение на съпротивлението  $R_{\Pi}$  за двигателя с паралелно и за двигателя с последователно (сериенно) възбуждане са показани съответно на фиг.7.14 и 7.16а. С пунктирана линия е показана и примерна характеристика на съпротивителния момент  $M_c$  на задвижваното съоръжение. Работните точки са пресечните точки с механичните характеристики.

При двигателя с паралелно (шунтово) възбуждане, поради ветрилообразния характер на характеристиките, при едно и също изменение на съпротивлението, диапазонът на регулиране при малки натоварвания е стеснен. Друг недостатък е намалената твърдост на характеристиките, което намалява стабилността на скоростта. Тези недостатъци отсъстват при серийните двигатели.

Основен недостатък на този начин на регулиране е загубата на мощност в съпротивлението. Технически проблем е и отвеждането на отделената от загубата топлина. Затова, въпреки неговата простота, този метод се използва само, когато регулирането е кратковременно, например при пускане или при ускоряване на возило.

В съвременните разработки този метод не се използва.

Семейства характеристики при изменение на захранващото напрежение за шунтовия и за серийния двигател са показани съответно на фиг.7.15 и на фиг.7.16б.

Твърдостта на характеристиките не се изменя и диапазонът на регулиране не зависи от натоварването. Диапазонът на регулиране практически е от нулева скорост до номиналната, определена от естествената характеристика. Регулирането не е свързано със загуба на мощност.

Поради очевидните си предимства това е методът, който се използва във всички съвременни разработки, тъй като изменението на захранващото постоянно напрежение е проблем, който е решен от съвременните електронни технологии. Обикновено напрежението се изменя плавно от нула до номиналната стойност, като по този начин се осъществява е плавно пускане и ускоряване.

Семейство характеристики, получено при изменение на магнитния поток е показано на фиг.7.15. Характеристиките лежат над естествената и могат да се използват за допълнително увеличение на скоростта над номиналната (най-много до три пъти), но не и за пускане и ускоряване от нулева скорост. Ето защо този метод не се използва самостоятелно, а само в съчетание с един от другите два метода.

Изменението на магнитния поток може да се осъществи или чрез изменение на подаденото към възбудителната намотка напрежение, или чрез реостат във възбудителната верига, както е показано на фиг.7.8б. Двата метода са практически равностойни, тъй като възбудителният ток е много малък и загубата на мощност не е съществена.

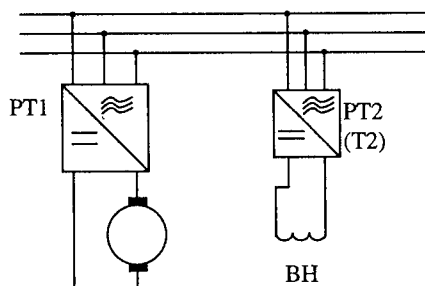
Най-често използваната съвременна функционална схема за управление на скоростта на постоянноотоков двигател е показана на фиг.7.19. Блокът РТ 1 се нарича регулируем токоизправител и преобразува трифазно, или еднофазно променливо напрежение в постоянно, с регулируема стойност. Блокът се реализира най-често с полупроводникови електронни елементи – тиристори, транзистори. Към постоянноотоковия изход на този блок е свързана котвата на двигателя.

Подобен, но много по-маломощен блок РТ2 се използва за захранване на възбудителната намотка с регулируемо постоянно напрежение. При максимален ди-

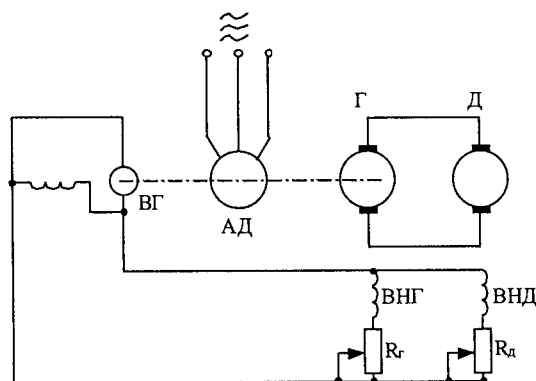
апазон на регулиране 1:3 чрез изменение на магнитния поток, изходното напрежение на РТ2 ще трябва да се изменя приблизително от  $U_n/3$  до  $U_n$ .

В много случаи е достатъчно регулирането само чрез изменение на котвеното напрежение. Тогава, вместо регулируемия токоизправител РТ2, се използва много по-евтиния нерегулируем токоизправител Т2.

При пускане на двигателя, изходното напрежение на РТ2 е максимално, т.е.  $U_n$ , а изходното на РТ1 има приблизително нулева стойност. В процеса на ускоряване, напрежението на РТ1 се повишава плавно до определена стойност, отговаряща на желаната скорост. Ако тази скорост е по-голяма от номиналната на двигателя, първо се увеличава напрежението на РТ1 до  $U_n$  и едва след това започва намаляване на напрежението на РТ2 до необходимата стойност. В съвременните устройства тези процеси протичат автоматично.



Фиг. 7.19



Фиг.7.20

Преди бурното развитие на полупроводниковите технологии, най-често използваното техническо решение беше така наречената “система генератор-двигател” или “леонардова група”. Тя се вписва във функционалната схема от фиг.7.19, но реализацията на преобразуването променлив – прав ток е чрез асинхронен двигател и куплиран механически към него постояннотоков генератор с независимо възбуждане (АД – Г, на фиг.7.20). Към двете машини е куплиран и един малък генератор с паралелно възбуждане ВГ, изпълняващ функцията на РТ2.

Към изхода на генератора Г е свързана котвата на постояннотоков двигател Д. Възбудителните намотки на двигателя и на генератора са свързани към изводите на малкия генератор ВГ през регулируеми реостати, съответно  $R_d$  и  $R_r$ .

Изменението на напрежението на котвата на двигателя става чрез изменение на напрежението на генератора Г с помощта на реостата  $R_r$ . В това време реостатът  $R_d$  е с нулева стойност. Изменението на магнитния поток се осъществява чрез реостата  $R_d$  едва след като е достигнато номиналното напрежение на котвата.

Леонардови групи вече не се произвеждат, но много такива работят в промишлените предприятия. Модифицирана система “генератор-двигател” се използва като електрическа трансмисия в локомотиви, кораби, танкове. Вместо асинхронен двигател, към генератора е куплиран дизелов агрегат или турбина, които работят с неизменни обороти в най-добрия си режим. Изменението на скоростта става чрез управление на скоростта на двигателя по описания начин.

## 7.11. ЕДНОФАЗНИ КОЛЕКТОРНИ МАШИНИ ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК

Посоката на въртящия момент, определен от формула (7.10) ще се промени при промяна на знака на тока  $I$ , или на знака на магнитния поток  $\Phi$ , но не и при едновременната им промяна. От това следва принципната възможност една постоянноотокова машина да работи и при променлив ток.

Нека приемем, че котвеният ток и магнитният поток се изменят по синусоидален закон и, в общия случай са разместени фазово на ъгъл  $\psi$ :

$$i = I_m \sin \omega t \quad \text{и} \quad \Phi = \Phi_m \sin(\omega t - \psi) \quad /7.16/$$

Съгласно (7.10), моментната стойност на въртящия момент ще бъде:

$$m = C_M \Phi \cdot i,$$

а средната стойност:

$$M_{cp} = C_M \frac{1}{T} \int_0^T I_m \sin \omega t \cdot \Phi_m \sin(\omega t - \psi) dt. \quad /7.17/$$

Този израз е сходен с израза за средна стойност на мощността, но с други буквени означения. Решението на интеграла е аналогично:

$$M_{cp} = C_M I \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} \cos \psi \quad /7.18/$$

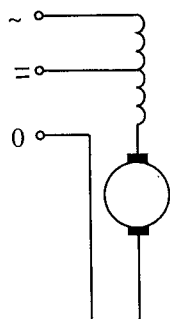
Тук  $I$  е ефективната стойност на тока, а тъй като за магнитния поток не се използва понятието ефективна стойност, той е представен чрез амплитудната си стойност.

От (7.18) следва, че освен от тока и магнитния поток, средната стойност на въртящия момент зависи и от фазовия ъгъл между тях. При машина с паралелно възбуждане токът през възбудителната бобина, поради индуктивния ѝ характер, ще изостава приблизително на  $90^\circ$  от напрежението, докато котвената верига има характер на активно съпротивление и токът през нея е във фаза с напрежението. Ъгъл  $\psi$  ще бъде близък до  $90^\circ$ , а средната стойност на момента – близка до нула. Затова колекторните двигатели за променлив ток са винаги с последователно възбуждане, при което магнитният поток се създава от самия котвен ток и е почти във фаза с него. Съществува известна малка фазова разлика, дължаща се на загубите във феромагнитния материал (по подобие на фазовата разлика между намагнитващия ток и магнитния поток в реалния трансформатор).

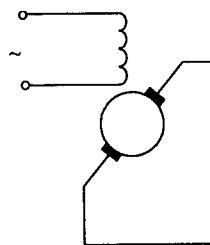
Конструктивна особеност на колекторните машини за променлив ток е, че статорът винаги е изработен от листовка електротехническа ламарина, за намаляване на загубите от вихрови токове, предизвикани от променливия магнитен поток. Такива двигатели могат да работят и с постоянно напрежение, и затова се наричат още “универсални колекторни двигатели”. При една и съща ефективна стойност на напрежението, токът, при променливо напрежение ще бъде по-малък, поради наличието на индуктивно съпротивление. Затова универсалните двигатели имат отделни изводи на възбудителната намотка за включване към постоянно и променливо напрежение (фиг.7.21).

Разновидност на колекторния двигател за променлив ток е т. нар. “репулсионен двигател” (фиг.7.22). Захранващото променливо напрежение е подадено само към възбудителната намотка, докато котвата не е свързана с него, а четките са дадени накъсо. Те са изместени от неутралната линия, поради което в котвата се индутира напрежение и протича ток, както при трансформатор при късо съединение.

Предимство на репулсионния двигател е, че той може да работи с ниско котвено напрежение при високо захранващо, без необходимост от отделен трансформатор.



Фиг.7.21



Фиг.7.22

Регулирането на скоростта на колекторните двигатели за променлив ток става по същите методи, използвани при постояннотоковите двигатели. При репулсионния двигател скоростта се изменя и чрез завъртане на четките.

В сравнение с постояннотоковите машини, колекторните двигатели за променлив ток имат влошени технически показатели – по-лоша комутация, по-мека характеристика, влошен фактор на мощността. Основно предимство е отпадането на необходимостта от токоизправител. Това предимство е било решаващо преди създаването на мощни електронни токоизправители и затова, до средата на XX век са строени такива двигатели с голяма мощност за електрифицираните железници. Днес колекторни двигатели за променлив ток се произвеждат за малки мощности и се използват в автоматиката, телемеханиката, за ръчни електроинструменти и в бита.

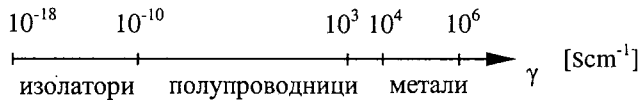
Основното им предимство пред останалите видове променливотокови двигатели е неограничената максимална скорост (при асинхронните и синхронните двигатели тя е 3000 1/min). Това позволява получаването на по-голяма мощност от двигател с по-малки габарити и маса (габаритите и масата се определят от номиналния момент). Затова ръчните инструменти, които трябва да бъдат леки и удобни, са снабдени основно с такива двигатели.

## О С М А Г Л А В А

## ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ

8.1. ПОЛУПРОВОДНИЦИ И СВОЙСТВА  
НА P-N ПРЕХОДА

В зависимост от свойството електропроводимост телата се разделят на три групи: проводници /метали/, полупроводници и изолатори.



Фиг. 8.1

На фиг. 8.1 е дадена скала на специфичната проводимост на телата, която определя ориентировъчните граници между трите групи.

В електрониката намират приложение твърдетелните полупроводникови материали силиций, германий, селен, редица метални окиси, галиев арсенид и др. Те притежават електронна проводимост.

За направа на полупроводникови елементи, които се използват в електрическите схеми на многообразните електронни устройства най-широко приложение са намерили германия и силиция. Това са елементи от четвърта група на периодичната система, т.е. всеки техен атом има по четири електрона на най-външната си обвивка. Те притежават кристална структура, като всеки атом от кристалната решетка е свързан с четирите съседни атома с по два електрона-по един на всеки атом. Двойната електронна връзка се нарича ковалентна връзка и на фиг. 8.2а е показана в равнинно разположение. В действителност кристалната решетка е разположена пространствено.

Когато валентните електрони притежават енергия, която е равна на необходимата за поддържане на ковалентната връзка, всички положителни и отрицателни заряди са свързани. Тъй като за протичането на ел.ток, независимо през какъв материал, е необходимо наличието на свободни заряди, следва че при условията на съществуване на идеална кристална решетка /всички валентни електрони на атомите влизат в ковалентни връзки/ полупроводниците се проявяват като диелектрици. Описаното състояние на полупроводников кристал, съответствува на температура 0° К, при липса на примесни елементи в кристалната решетка.

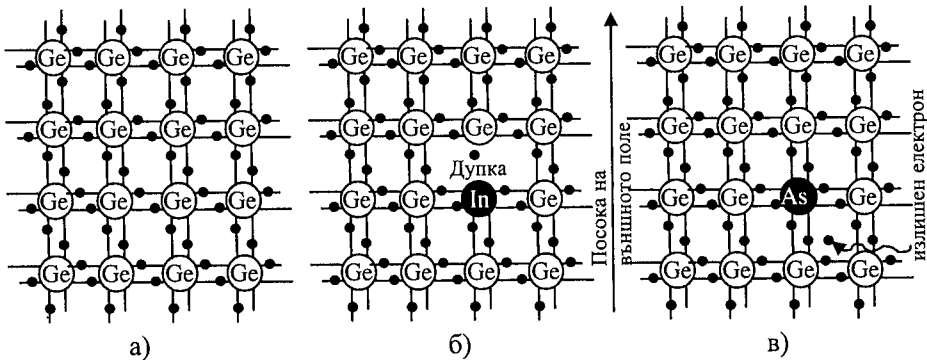
При повишаване на температурата топлинните трептения на кристалната решетка се усилват и се създават условия някои от валентните електрони, добили достатъчно енергия, да разкъсат ковалентната връзка и да се превърнат в свободни електрони. Освободеното място в ковалентната връзка се нарича "дупка" и е носител на положителен заряд, тъй като атомното ядро остава с един положителен заряд в повече, който остава некомпенсиран от останалите в орбитите електрони. Явлението се нарича топлинна генерация на двойки "електрон-дупка", като количеството на новосъздадените двойки зависи от температурата и е точно определено за дадена температура.

При създаване в разглеждания силициев кристал на електрическо поле от външен източник електроните се насочват към положителния полюс на източника, а

дупките – към отрицателния и във веригата протича ток. Тази проводимост, която е определена от движение на токоносителите възникнали в резултат на топлинна генерация, се нарича собствена проводимост на полупроводника.

Когато в кристалната решетка на силиция /или германия/ се вкарат примесни атоми с пет валентни електрона /например арсен/, то всеки примесен атом дава по един свободен електрон /фиг.8.2б/. Проводимостта в този несъвършен, реален полупроводник се определя от движение на незаангажираните електрони под действие на приложено електрическо поле и се нарича електронна или n-тип проводимост /от negative- отрицателен/. Примесите, които отдават своите излишни електрони се наричат донорни примеси /от латински donare- дарявам/.

Ако примесният елемент, който е вграден в кристалната решетка е от трета група на периодичната система /например индий/, четвъртата ковалентна връзка остава незавършена, тъй като не достига един електрон за нейното изграждане /фиг.8.2в/. При прилагане на електрическо поле електрон от съседна нормална двойка прескача на незавършената електронна двойка, като се получава неподвижен отрицателен йон, а освободената дупка има възможност да се движи към отрицателния полюс на източника. По такъв начин примесите с три валентни електрона обуславят появата на "дупчеста" или "p-тип" проводимост /от positive – положителен/, като самите примеси се наричат акцептори /от acceptor – приемник/.



Фиг. 8.2

Проводимостта на полупроводник с вградени примеси е хиляди пъти по-голяма от проводимостта на чистия кристал. Например, ако на всеки  $10^8$  атома германий се пада по един атом от друг елемент, специфичната проводимост се увеличава 15 пъти.

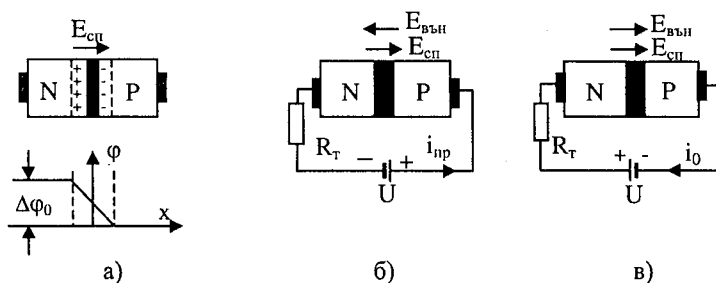
В полупроводник от тип "p" проводимостта се определя от излишъка на дупки, създадени в резултат на вкарването на съответни примеси, като дупките се наричат основни токоносителни за полупроводника. В резултат на топлинна генерация съществуват и много по-малки концентрации и електрони. Те представляват неосновни токоносителни.

За полупроводник от тип "n" основните токоносителни са електроните, а неосновните – дупките.

Ценните свойства на полупроводниковите елементи се дължат на съвместната работа на полупроводници от различен тип. При допирането на два полупроводника с проводимост от различен тип се получава тъй нареченият "p-n" преход в областта

на допирането, където се проявяват интересни електрически явления. При осъществяване на прехода контактът между двата полупроводника се прави с молекулярен, а не механичен характер и се получава най-често чрез сплавяне.

Да разгледаме явленията в полупроводников кристал, в който е реализиран р-п преход, т.е. съществува една гранична област, в която става рязко преминаване от "р"-тип проводимост в "п"-тип. Вследствие топлинното движение, след осъществяване на контакта, възниква дифузия на токоносителите от областта с по-голяма концентрация на съответните носители към областта с по-малка концентрация: дупки от "р"-областта преминават в "п"-областта, а електрони от "п"-областта преминават в "р"-областта /фиг.8.3а/.



Фиг. 8.3

При това разположената непосредствено до р-п прехода област в страната на полупроводника от р-тип се зарежда отрицателно, а граничният допирен слой от п-областта – положително. Създаденото по този начин вътрешно електрическо поле, дължащо се на дифузия на токоносителите, се противопоставя на по-нататъшно преминаване на дупки в п-областта и електрони в р-областта. Поради това граничният слой при мястото на контактуване на двата полупроводника се нарича спиращ слой, а действащото в него вътрешно електрическо поле, характеризиращо се с напрегнатост  $E_{сп}$  – спиращо поле. Потенциалната разлика  $\phi_0$  дължаща се на натрупаните на границата между двата полупроводника електрически заряди – положителни в областта п и отрицателни в областта р – се нарича потенциална бариера /фиг.8.3а/. "Височината" на потенциалната бариера, т.е. съществуващата потенциална разлика в р-п прехода, зависи от натуралния логаритъм на отношението на дупките /съответно електроните/ в двете области. Например, ако концентрацията на примесите е такава, че р-областта има специфична проводимост  $100 \text{ S.cm}^{-1}$ , а п-областта –  $1 \text{ S.cm}^{-1}$ , то за германия потенциалната бариера  $\phi_0$  е  $0.35 \text{ V}$ , а за силиция –  $0.6 \text{ V}$ .

Действието в областта на р-п прехода на спиращо поле обуславя наличието на еднопосочна проводимост за електрическия ток. Действително, ако към прехода свържем източник на постоянно напрежение  $U$ , както е показано на фиг.8.3.б, то източникът създава в прехода електрическо поле с напрегнатост  $E_{вън}$ , което е насочено срещу действащото в спиращия слой поле  $E_{сп}$ . Тъй като областта на р-п прехода се характеризира със силно обедняване на свободни токоносителите и следователно има много по-голямо съпротивление от останалите области на двата кристала, следва, че почти цялото напрежение  $U$  ще се разпредели върху периода. Поради обратния поляритет на това напрежение спрямо потенциалната разлика на прехода  $\phi_0$ , за резултантното поле  $\Delta E$  се получава:

$$\Delta E = E_{\text{сп}} - E_{\text{вън}}$$

При по-големи стойности на външното електрическо поле  $E_{\text{вън}}$ , от тази на спиращото поле  $E_{\text{сп}}$ , под действие на резултантното поле  $\Delta E$  се нарушава равновесието в р-п прехода. За времето на действие на полето  $\Delta E$  се извършва преминаване на електрони от областта п в областта р и на дупки от областта р в областта п. Този начин на свързване на външния източник  $U$  спрямо р-п прехода се нарича свързване в посока на пропускане, а протичащият електрически ток през полупроводника се обуславя от движението на основните носители за двете негови области и се нарича прав ток  $/i_{\text{пр}}/$

Ако се смени поляритетът на захранващия източник /фиг.8.3в/, полето, което той създава в спиращия слой, съвпада по посока с първоначалното поле  $E_{\text{сп}}$ . Резултантното поле  $\Delta E$ :

$$\Delta E = E_{\text{сп}} + E_{\text{вън}}$$

възпрепятства преминаването на електрони от областта п през запиращия слой в областта р и на дупки от областта р в обратна посока. Този начин на свързване се нарича свързване в посока на непропускане /в обратна посока/, като в този случай във веригата протича съвсем слаб ток  $i_0$ , който се нарича обратен ток. Той се определя от движението на малкото количество неосновни носители на двете области /електрони в областта р и дупки в областта п/. Тъй като техният брой се увеличава с повишаване на температурата, което води до увеличаване и на обратния ток, последният още се нарича топлинен ток.

Зависимостта на тока през р-п прехода от приложеното напрежение, свързано в права или обратна посока, представлява следната експоненциална зависимост /уравнението е валидно при стайна температура  $T = 300^\circ \text{K}$  /:

$$I = I_0(e^{40U} - 1)$$

където с  $I_0$  е означен обратния /топлинен/ ток на прехода, а  $U$  е приложеното към неговите изводни проводници напрежение. Последното се замества в израза като отрицателна величина, когато е свързано към прехода в посока на непропускане.

Графичната зависимост, построена въз основа на уравнението, се нарича волт-амперна характеристика на р-п прехода и на фиг.8.4 е начертана с прекъсвана линия. Реалната характеристика на един р-п преход е дадена с плътна линия. Несъвпадането на двете характеристики се дължи на следното.

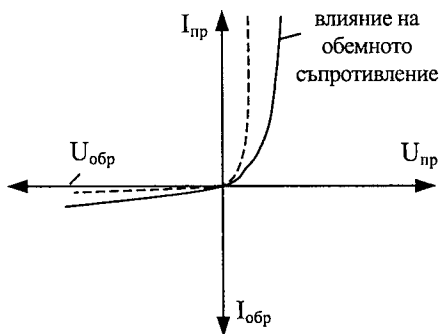
При свързване в посока на пропускане на увеличаващо се по стойност постоянно напрежение токът през р-п прехода се увеличава и създава напрежителен пад в полупроводника, поради което реалната характеристика е отместена надясно спрямо построената теоретично графика. Напрежителният пад се дължи на обемното съпротивление на полупроводниковия кристал, което зависи от електропроводимостта, дължината и напречното сечение на използвания материал. Освен това напрежителен пад се получава и в контактното съпротивление между изводните проводници и полупроводниковата пластинка.

При прилагане на напрежение в обратна посока, по-голямата стойност на обратния ток от теоретичната се обяснява с увеличаващата се топлинна генерация на неосновни токоносители при нагриването на полупроводника от протичащия през него ток. Освен това по повърхността на полупроводниковата пластинка, в която е реализиран р-п прехода, протича утечен повърхностен ток, чиято верига се затваря около спиращия слой.

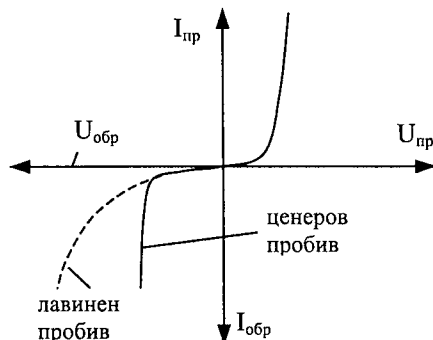
Над определена стойност на обратното напрежение, приложено към р-п прехода в него възникват пробиви, които в зависимост от това дали водят до окончателна повреда на спиращия слой, или не, биват:

а/ обратими пробиви

б/ необратими пробиви



Фиг. 8.4



Фиг. 8.5

Обратимите пробиви от своя страна се разделят на два вида: ценеров и лавинен /фиг.8.5/.

Ценеровият пробив се наблюдава при силициев преходи, образувани от области с голяма концентрация на примесите. Той настъпва при напрежение, което компенсира свързващите сили на ковалентните двойки и предизвиква разкъсването им. Токът през прехода нараства внезапно, което съответствува на много остра промяна в хода на волт-амперната характеристика. Напрежението на възникване на пробива се характеризира с голяма температурна стабилност, което дава възможност този ефект да се използва за направа на специални силициеви елементи, действащи като стабилизатор на напрежение – т. нар. “ценерови диоди”

Възникването на лавинния пробив е подобно на възникването на електрически разряд в газове. При достатъчно големи напрегнатости на електрическо поле свободните електрони и дупки се ускоряват, добиват голяма кинетична енергия, която при сблъскването им с атомите е достатъчна, за да избие допълнителни двойки токоносители – електрони и дупки, които отново се ускоряват и т. н. до лавинообразно развиване на процеса.

След изключване на обратните напрежения от преход, в който възниква ценеров или лавинен пробив, явлението се прекратява без да предизвиква никакви остатъчни изменения в кристала.

При необратимият /топлинен/ пробив се наблюдава повишаване на температурата на р-п прехода под действие на увеличаващата се отделена топлина, пропорционална на разсеяната мощност в него. Това води до увеличаване на топлинната генерация на токоносители, което от своя страна предизвиква нарастване на топлинния ток  $I_0$  и се развива бързо нарастващ процес, който води до окончателно разрушаване на р-п прехода. Максимално допустимата температура на работа за германиев р-п преход е около  $80-90^\circ \text{C}$ , а за силициев –  $150-160^\circ \text{C}$ .

Най-същественият недостатък на р-п прехода е силната температурна зависимост на неговия обратен ток  $I_0$  – на всеки  $10^\circ$  повишаване на температурата той се удвоява:

$$I_0(T) = I_0(T_0) e^{\alpha(T-T_0)}$$

В уравнението с  $T_0$  и  $T$  са означени крайните точки на даден температурен интервал, като  $T_0$  е по-ниската /обикновено равна на стайната –  $25^\circ \text{C}$ / температура на прехода, а  $\alpha$  е коефициент, който зависи от типа на полупроводника – германий или силиций. Важно предимство на силициевия преход, е че той има над 10 пъти по-малък обратен ток при стайна температура от този на германиевия /около  $1 \mu\text{A}$ /.

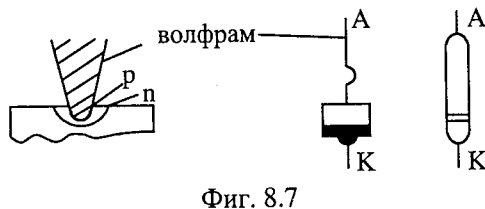
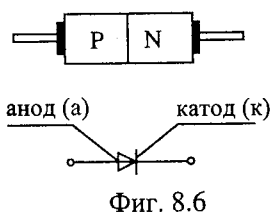
Разгледаните основни явления в р-п прехода, които се описват най-точно със законите на квантовата механика и т.нар. зонна теория, намират приложение в различните полупроводникови елементи: диоди, транзистори, тиристоры, динистори и т.н.

## 8.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ДИОДИ

Полупроводниковите диоди са елементи, които се състоят от един р-п преход поставен в херметизиран метален, пластмасов или стъклен корпус, от който са изведени два електрода. При тях се използва свойството на прехода еднопосочна проводимост на електрическия ток, като изводът от р-областта се нарича анод, а този от п-областта – катод. На фиг.8.6 е показано символичното обозначение на диодите.

В зависимост от начина, по който се създава р-п прехода, се получават две конструктивни разновидности на полупроводниковите диоди: точкови и плоскостни.

Точковите диоди се състоят от полупроводников кристал, който притежава п-проводимост и пружиниращ волфрамов проводник с остро заточен край, който опира в кристала. За да се получат свойствата на р-преход, контактуващият метален проводник се покрива с примесни елементи: индий, алуминий и др. Формовката на прехода се извършва, като се загрева острието чрез пропускане на постоянен ток от порядъка на  $200\text{mA}$ . Получената конструкция се затваря херметично. На фиг.8.7 са показани устройството и външното оформление на точков диод.

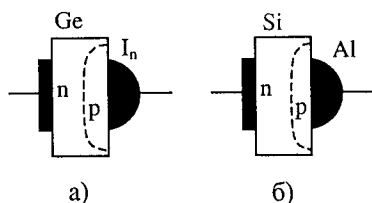


Плоскостните диоди представляват два контактуващи слоя от полупроводници от различен тип /"р" или "п"/. При диодите на германиева база към пластинка п-германий се сплавя индий. При сплавянето, което се осъществява при температура  $500-550^\circ \text{C}$ , индиеви атоми дифундират в твърдия германий и образуват област с р-проводимост /фиг.8.8а/. Единият извод на диода се взема от индия, а другият – от срещуположната страна на германиевата пластинка.

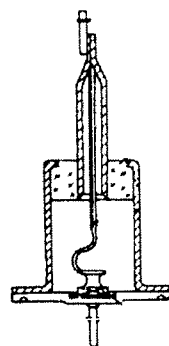
При силициевите диоди р-п преходът се получава посредством сплавянето на алуминий към пластинка от п-силиций /фиг.8.8б/. Граничната област на силиция с алуминия се превръща в полупроводник тип р.

Конструктивното оформление на маломощните плоскостни германиеви и силициев диоди е показано на фиг.8.9. Пластинката с р-п прехода е споена към

стоманената основа 2, от която е изведен единият извод на диода. Изводът от анода е направен с никелирания меден проводник 3, изолиран от металния корпус на диода 4 със стъкления изолатор 5. Изолаторът е споен към корпуса, с което се постига херметизация на диода.



Фиг. 8.8



Фиг. 8.9

Като основни параметри на точковите и плоскостни диоди в каталозите се посочват следните характерни величини:

1. Допустима средна стойност на тока в посока на пропускане  $I_{\text{ср}}$ . Това е стойността на изправения ток, който може да преминава през диода продължително време. Средната стойност на тока на точкови германиеви диоди е от 8 до 50 mA, а за маломощни плоскостни германиеви и силициеви диоди – от 0,3 до 10 A. Съществуват мощни диоди, за които  $I_{\text{ср}}$  достига около 1000 A.

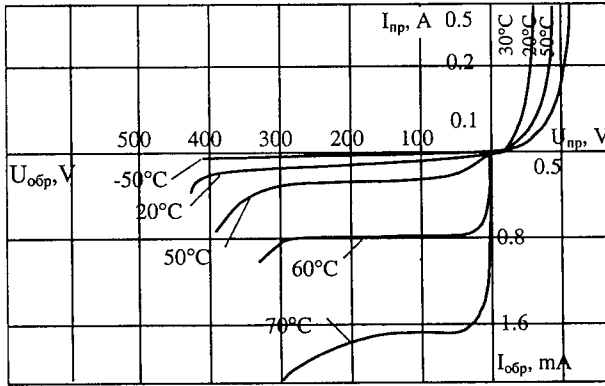
2. Най-голяма стойност на обратното напрежение ( $U_{\text{обрmax}}$ ), която диодът издържа при продължително въздействие, без да се нарушат вентилните му свойства. За точкови германиеви диоди то е от 20 до 175 V, за маломощни плоскостни германиеви диоди – от 50 до 400 V, за маломощни силициеви диоди – от 100 до 600 V.

3. Напрежителен пад ( $U_{\text{F}}$ ) в посока на пропускане при протичане на ток със стойност  $I_{\text{ср}}$ . При германиеви диоди е около 0,5 V, при силициеви – 1 V.

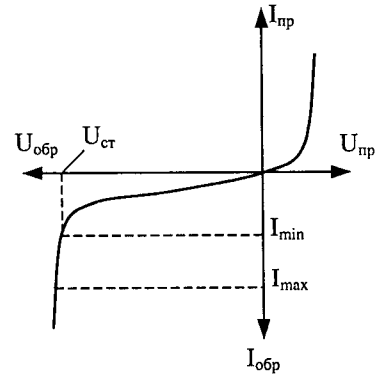
4. Най-голяма стойност на обратния ток при стайна температура – при германиевите диоди достига до 1 mA, а при силициевите – до 100  $\mu\text{A}$ .

Зависимостта на правия и обратния ток на германиев плоскостен диод е дадена на фиг.8.10. От тези волтамперни характеристики, снети при различни температури, се виждат силно изразените вентилни свойства на елемента: за напрежение в права посока от порядъка на 0,4 – 0,6 V през диода протича ток от порядъка на 200-300 mA, докато за обратни напрежения 300 V токът е 0,1 – 0,2 mA.

В плоскостните диоди повърхността на p-n прехода е сравнително голяма. Тя обуславя и голям капацитет между електродите на диода, който е от порядъка на няколко пикофарада. Затова плоскостните диоди могат да работят до честоти 50 kHz и се използват предимно като токоизправителни елементи, докато точковите могат да работят при значително по-високи честоти /до 300 MHz/, което се дължи на малката стойност на капацитета на техния p-n преход. Точковите диоди се използват като токоизправители на малки токове /до 50 mA/, детектори, преобразуватели и др. в широк честотен диапазон.



Фиг.8.10



Фиг. 8.11

Съществуват и различни видове по-специални полупроводникови диоди, които в зависимост от конструкцията и свойствата се наричат както следва: ценорови /опорни/ диоди, тунелни диоди, варикапи, светодиоди, фотодиоди и др.

Ценеровите /опорни/ диоди са плоскостни силициеви диоди, които нормално работят в частта на волт-амперната характеристика, намираща се в трети квадрант /фиг.8.11/. Както бе отбелязано по-горе, тяхна отличителна особеност е, че в областта на електрическия пробив обратният ток силно нараства при незначителни изменения на обратното напрежение, поради което във волт-амперната характеристика има почти вертикален участък. Характерно е, че пробивът настъпва винаги при едно и също напрежение  $U_{ст}$ , за диод от даден тип и тази особеност се използва за стабилизиране на постоянни напрежения.

Работният участък на волт-амперната характеристика се намира в границите от  $I_{мин}$  до  $I_{макс}$ . Диодът е конструиран така, така че неговият р-п преход не се нагрява над допустимата температура за стойности на обратния ток до  $I_{макс}$ . При надвишаване на стойността на обратния ток  $I_{макс}$ , ценоровият диод се поврежда. Такъв режим на работа не се допуска чрез подходящи схеми на включването му.

Основен параметър на опорните диоди е напрежението на стабилизация  $U_{ст}$ . Понастоящем се произвеждат ценорови диоди със стабилизиращо напрежение от 3,5 V до 180 V и допустима разсеяна мощност до 50 W.

Тунелните диоди имат волт-амперна характеристика със спадащ участък в първия квадрант, за който вътрешното съпротивление на елемента е с отрицателна стойност. Това дава възможност те да се използват като генератори на свръхвисоки честоти, усилватели и др.

Варикапите са полупроводникови диоди, при които в обратно включване, двата гранични слоя на р-п прехода обуславят капацитет, който се изменя /варира/ с промяна на стойността на обратното напрежение. Те се използват за безконтактно избиране на телевизионните канали в телевизорите, за фина автоматична донастройка на честота в генераторите на високочестотни колебания и др.

Полупроводниковите диоди имат малко съпротивление в посока на пропускане. Този факт обуславя висок коефициент на полезно действие.

Като недостатък на полупроводниковите диоди може да се посочи силната температурна зависимост на обратния им ток.

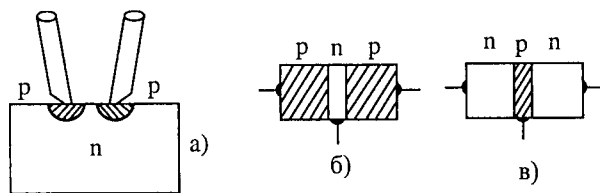
### 8.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ТРИОДИ /ТРАНЗИСТОРИ/

Полупроводниковият триод, или така нареченият транзистор, представлява елемент с два р-п прехода, разположени на няколко микрона един от друг. Получената система от полупроводници, изграждащи транзистора се херметизира в метален или пластмасов корпус, от който са изведени три извода.

Както при полупроводниковите диоди, и тук р-п преходите могат да се получат по два начина: чрез точкови контакти и чрез плоскостни контакти.

Точковите транзистори представляват два р-п прехода, създадени от допирането на два метални, заострени проводника към пластинка от полупроводник /фиг.8.12а/. Контактните точки на металните проводници с полупроводника се намират в непосредствена близост.

Точковите транзистори понастоящем не се използват. Тази технология за формиране на р-п преходи намира приложение при свръхвисококачествените диоди /точкови диоди/, тъй като позволява реализиране на преход в много малко пространство и с много малък собствен капацитет.



Фиг. 8.12

Плоскостните транзистори се състоят от монокристал, 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, транзисторите биват:

1. Триоди тип р-п-р /фиг.8.12б/, при които двата външни слоя имат дупчеста проводимост, а вътрешния – електронна.

2. Триоди тип п-р-п /фиг.8.12в/, при които двата външни слоя са с електронна проводимост, а вътрешния с дупчеста.

Транзисторите могат да се класифицират и по други признаци:

а/ в зависимост от основния полупроводников материал, използван при изработката им биват силициеви или германиеви.

б/ максимално допустимата електрическа мощност, която могат да разсеят ги разделя на три групи: маломощни /до 0,3 W/, средномощни /от 0,3 W до 3 W/ и мощни /над 3 W/, като различната мощност, за която са предназначени отделните транзистори, определя и различно конструктивно оформление.

в/ според честотния диапазон, в който са предназначени да работят транзисторите биват нискочестотни, високочестотни и свръхвисокочестотни.

г/ според използваната технология при формирането на р-п преходите транзисторите са сплавни, дифузионни, електрохимични, епитаксиални.

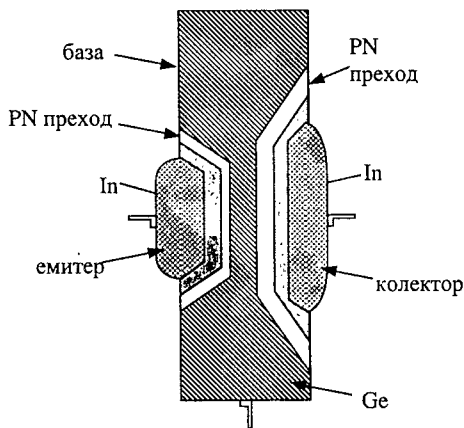
При сплавните транзистори двата прехода могат да се получат чрез сплавяне към двете срещуположни страни на пластинка от полупроводник с определен тип

проводимост на вещество, чиито атоми, след дифундиране в пластинката, създават в нея области с проводимост от противоположен тип.

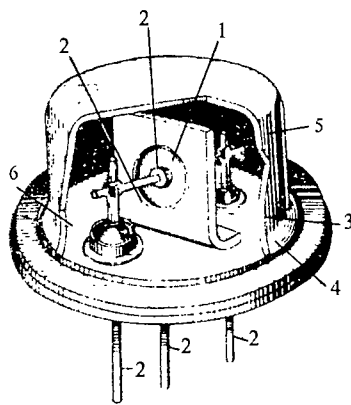
В германиевите транзистори, тип р-п-р, за основа се взема монокристал от германий с п-проводимост, към чиито две срещуположни страни се сплавят парчета от индий – акцепторен примес /фиг. 8.13/. При температура  $500-550^{\circ}\text{C}$  индий се топи във водородна среда и частично дифундира в германия, като с това превръща областта от германия, в която е дифундира, в полупроводник тип р. Обемът от индия, останал извън германиевата пластинка, служи за метални електроди, към които се спояват изводите от р-областите.

Транзисторите от типа п-р-п на германиева база се изработват, като към пластинка от р-германий се сплавят антимон или арсен, които внасят в основния полупроводник донорни атоми.

На фиг.8.14 е показано конструктивното оформление на сплавен транзистор с метален корпус. При мощните транзистори за по-добро отвеждане на отделената в преходите топлина, пространството между полупроводниковата пластинка и металния корпус на транзистора се запълва със специална силиконова паста.



Фиг. 8.13



Фиг. 8.14

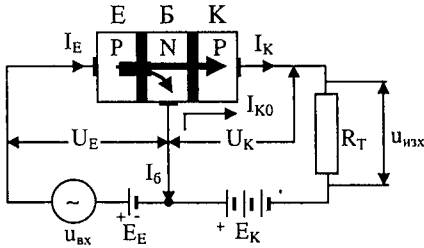
Трите електрически извода на транзисторите се свързват към двете р-области и основната полупроводникова пластинка /фиг.8.13/. Лявата р-област и съответния на нея преход се нарича емитер и емитерен преход.

Средният полупроводников слой в транзистора се нарича база.

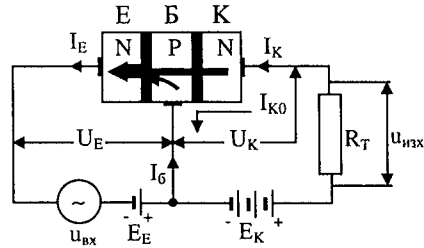
Разположената в дясно на чертежа р-област се нарича колектор. Колекторът конструктивно се изпълнява на по-голяма площ, така че колекторният р-п преход да припокрие емитерния.

За да работи транзисторът, например да представлява усилвател на електрически сигнали, към емитерния р-п преход се подава постоянно напрежение в посока на пропускане, т.е. той е отпушен, а на колекторния – постоянно напрежение в обратна посока, т.е. той е запушен /фиг.8.15/.

Електродвижещото напрежение на източника  $E_e$ , свързан към емитерния преход има малка стойност /около 1 V/, а е.д.н. на колекторния източник  $E_k$  е значително по-високо. За различните видове транзистори  $E_k$  има различни стойности в границите от 4-5 V до около 200 V.



Фиг. 8.15



Фиг. 8.16

Процесите, които се извършват в транзистора от фиг.8.15 /р-n-p тип/, когато работи в режим на усилване, са следните.

Под влияние на приложеното отпушващо напрежение  $E_c$  между емитера и базата, през емитерния преход протича ток, който се обуславя от преминаването на дупки от емитера към базата и на електрони от базата към емитера. Посоката на тока е означена върху чертежа. При това в прехода се извършва рекомбинация между известна част от дупките и електроните, което представлява едновременно загуба на дупки и електрони. Концентрацията на дупките в емитера е значително по-голяма от тази на електроните в базата. Това се реализира още при конструирането на транзистора, чрез подходящо дозиране на количеството на примесите. Поради това след рекомбинацията в базата се получава излишък от дупки. Процесът, при който се извършва описаното преминаване на дупки в базата на транзистора, за която те представляват неосновни токоносители, се нарича инжектиране на дупки от емитера.

Инжектираните дупки в базата попадат под действието на електрическото поле на колектора. Последното при посочения поляритет на свързване на източника  $E_K$  /фиг.8.15/ – обратен на поляритета на емитера – е ускоряващо. Поради това дупките продължават да се движат към колектора. В същото време в базата се извършва рекомбинация на известно количество дупки с наличните електрони, което води до намаляване на общия брой на инжектираните дупки. За да може по-голям брой дупки да достигнат до колектора, базата се изработва с много малка дебелина. По този начин времето за преминаване на дупките през базата е по-малко от времето на техния "живот", т.е. от времето на тяхното самостоятелно съществуване, без да е извършено компенсирането им чрез рекомбинация със свободни електрони. Освен това площта на колекторния преход конструктивно е по-голяма от тази на емитерния преход /фиг.8.14/. В резултат на припокриването на емитерния преход от колекторния над 90% от инжектираните в базата дупки достигат колектора на транзистора.

В колекторната верига освен тока причинен от инжектирането на дупки в базата  $I_{kp}$  протича и ток  $I_{k0}$ , който се дължи на неосновните токоносители на базата и колектора. Този ток се нарича обратен колекторен ток, който както беше посочено в т.8.1, проявява силна температурна зависимост.

За пълния ток  $I_k$ , който протича през колекторния преход на транзистора може да се запише уравнението:

$$I_k = I_{kp} + I_{k0}$$

Съгласно първия закон на Кирхоф, приложен по отношение на базата, токо-разпределението в транзистора се характеризира с равенството

$$I_e = I_b + I_k,$$

в което с  $I_e$  е означен токът през емитерния проводник на транзистора, а с  $I_b$  – токът през базисния проводник.

Връзката между колекторния и емитерния ток се нарича коефициент на предаване по ток и се означава с  $\alpha$ . Той се дефинира като отношение на нарастването на колекторния ток  $\Delta i_k$  и предизвикалото го нарастване на емитерния ток  $\Delta i_e$  при постоянно напрежение между колектора и базата  $u_k = \text{const}$ :

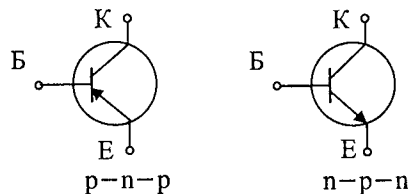
$$\alpha = \left( \frac{\Delta i_k}{\Delta i_e} \right)_{u_k = \text{const}}$$

Съвременните транзистори имат коефициент на предаване по ток  $\alpha$  от 0,96 до 0,99, което означава, че разглежданата схема на свързване на транзистора (фиг.8.15) не усилва по ток, но осигурява значително усилване по напрежение и мощност. Обяснението на този факт е следното:

Ако във веригата на емитерния преход се свърже източник на променливо входно напрежение  $U_{вх}$ , то токовете в транзистора се изменят по закона на изменение на входното напрежение. Поради малката стойност на съпротивлението на емитерната верига /емитерният преход е поляризиран в посока на пропускане, т.е. той е отпусен/ за създаване на променлив емитерен ток  $i_e$  е необходима малка входна мощност.

В колекторната верига протича колекторен ток, който по големина е почти равен на емитерния  $\Delta i_k = \alpha \cdot \Delta i_e$ . Тъй като съпротивлението на включения в непроводяща посока колекторен преход е няколко стотици килоома, то включването към колекторния извод на товарен резистор със съпротивление примерно 4-5  $k\Omega$ , няма да повлияе съществено върху стойността на колекторния ток. В такъв случай изменението на изходното напрежение  $u_{изх} = R_T \cdot i_k$ , ще бъде значително по-голямо от изменението на входното напрежение  $u_{вх}$ , т.е. схемата притежава способността да усилва по напрежение и мощност  $P_{изх} = R_T \cdot i_k^2$ .

При p-n-p транзисторите няма разлика по отношение на разгледания принцип на действие. Свързването обаче на захранващите източници е обратно: при p-n-p транзисторите емитерът има отрицателен потенциал спрямо базата, а колекторът – положителен (фиг.8.16).



Фиг. 8.17

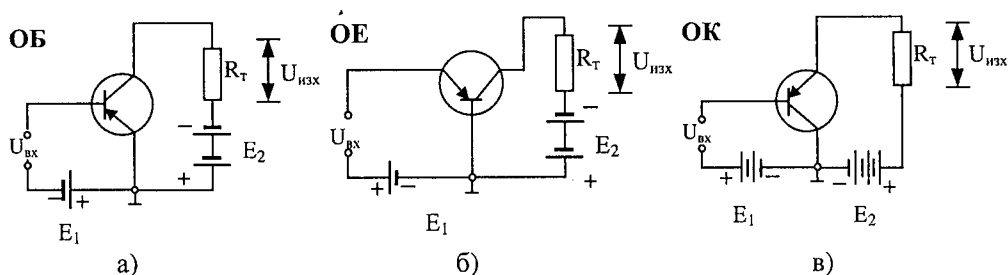
На фиг.8.17 са показани условните означения на полупроводниковите триоди. За да се отличават електродите, на емитерния извод се поставя стрелка, която съвпада с посоката на тока /от плюс към минус/.

### 8.4. СХЕМИ НА ВКЛЮЧВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРИТЕ. ОСНОВНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРИ

В електронните схеми транзисторите могат да се включват по три основни схеми: с обща база /ОБ/ /фиг.8.18а/, с общ емитер /ОЕ/ /фиг.8.18б/ и с общ колектор /фиг.8.18в/.

Наименованието на съответната схема на свързване се дава от общия електрод на транзистора за входната и изходна верига.

Тази общност на електрода не винаги е осъществена чрез неговото директно свързване във входната и изходна верига. Тъй като усилваните сигнали са променливи величини връзката между общия електрод за входните и изходни вериги се осъществява посредством кондензатор с подходящ капацитет, така че за усилваната честота съпротивлението му да е малко. Освен това при анализа на работата на схемите се пренебрегва малкото вътрешно съпротивление на захранващите източници и се приема, че те представляват късо съединение за променливотоковите съставки на сигналите.



Фиг. 8.18

При схемата с обща база входният сигнал се включва в емитерната верига и входен ток е емитерният:  $i_{вх} = i_e$ . Товарният резистор  $R_T$  се свързва в колекторната верига и изходният ток е равен на колекторния:  $i_{изх} = i_k$ .

Принципът на действие на транзисторите бе разгледан по-горе при схема на свързване с обща база /фиг.8.15 и фиг.8.16/. Там се установи, че колекторният ток е по-малък от емитерния  $i_k < i_e$ . Затова схемата с обща база не дава усилване по ток, при нея обаче има усилване по напрежение и мощност.

В схемата с общ емитер входен ток е токът на базата:  $i_{вх} = i_b$ . Товарният резистор  $R_T$  е поставен в колекторната верига и изходният ток е колекторният:  $i_{изх} = i_k$ .

При тази схема базисният ток е

$$i_b = i_e - i_k = \left( \frac{1}{\alpha} - 1 \right) \cdot i_k$$

Коефициентът на предаване по ток на схемата с общ емитер се означава с  $\beta$ . Той представлява отношението на нарастването на колекторния ток  $\Delta i_k$  и предизвиканото го нарастване на базисния /входния/ ток  $\Delta i_b$  при постоянно колекторно напрежение  $u_k$ :

$$\beta = \left( \frac{\Delta i_k}{\Delta i_b} \right)_{u_k} = \text{const}$$

От съпоставяне на последните две уравнения се намира връзката между коефициентите на предаване по ток на схемата с общ емитер и схемата с обща база:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Тъй като обикновено  $\alpha = 0,9 - 0,99$ , стойностите на  $\beta$  са сравнително големи – от 10 до 250, а при някои транзистори  $\beta$  достига до 900.

В схемата с общ емитер освен голямо усилване по ток се получава и усилване по напрежение. В сравнение със схемата с обща база тя дава по-голямо усилване и по мощност. Поради тези предимства схемата с общ емитер е най-често използвания вариант на свързване на транзисторите в различни усилвателни, генераторни и импулсни устройства.

В схемата с общ колектор електродвижещите напрежения на източниците  $E_1$  и  $E_2$  имат почти еднакви стойности с оглед резултантното, действащо върху емитерния преход напрежение да бъде под един волт. Освен това, за да бъде отпушен емитерния преход е необходимо да бъде изпълнено неравенството  $E_1 < E_2$

При такъв режим на хранване на транзисторите в базисната верига протича ток, който управлява значително по-голям емитерен ток. Тук входен ток е базисният –  $i_{вх} = i_b$ , а изходен – емитерният –  $i_{изх} = i_e$ , тъй като товарният резистор  $R_T$  е включен във веригата на емитера. За коефициент на предаване по ток в схемата с общ колектор  $\beta_{ок}$  се получава резултата:

$$\beta_{ок} = \frac{\Delta i_{изх}}{\Delta i_{вх}} = \frac{\Delta i_e}{\Delta i_b} = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_b} \frac{1}{\alpha} = \frac{\beta}{\alpha}$$

който показва, че в схемата с общ колектор се получава най-голям коефициент на усилване по ток от трите схеми на свързване на транзисторите. При тази схема усилването по мощност е малко по-голямо от това с обща база, но схемата не дава усилване по напрежение.

Ако в уравнението за пълния колекторен ток  $I_k$  съставката  $I_{кр}$ , която се дължи на инжектираните от емитера дупки, се изрази чрез емитерния ток  $I_e$  и коефициента на предаване по ток  $\alpha$ , се получава следното равенство:

$$I_k = \alpha I_e + I_{k_0}$$

Като се използват съотношенията за  $I_e$ ,  $\beta$  и  $I_k$  може да се получи зависимостта:

$$I_k = \beta I_b + (\beta + 1) I_{k_0}$$

Това уравнение, изведено за схема с общ емитер, показва, че колекторният ток се състои от две компоненти: управляема компонента  $\beta I_b$  и неуправляема компонента  $\beta + 1 \cdot I_{k_0}$

Управляемата компонента зависи от големината на базисния ток. Когато се анализират усилвателните свойства на транзисторите и се счита, че базисния ток предизвиква  $\beta$  пъти по-голяма стойност на колекторния ток, трябва да се има предвид, че това се отнася само за управляемата компонента.

Неуправляемата компонента зависи от температурата и от типа на използвания полупроводников материал. Силната температурна зависимост на обратния колекторен ток  $I_{k_0}$  причинява големи колебания на неуправляемата компонента. В началния период на използване на транзисторите това е представлявало сериозен техен недостатък, за да могат да бъдат широко използвани в практиката.

Понастоящем, чрез използване на подходящи схемни решения температурните колебания на неуправляемия колекторен ток могат да се компенсират. Това прави възможно осигуряването на добра температурна стабилност на транзисторните устройства.

Връзките между входните и изходни величини при различните схеми на свързване на транзисторите се дават графично посредством техните статични характеристики. За трите схеми на свързване на еднозначните характеристики са различни, но ако са известни характеристиките на едната схема на свързване, те могат да бъдат определени и за останалите две. Обикновено в каталозите се посочват статичните характеристики при схема на свързване с общ емитер, поради най-широкото ѝ приложение.

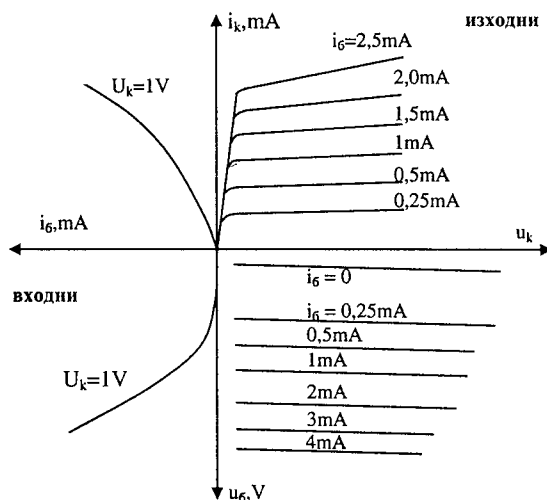
При построяването на характеристиките независими променливи са входният ток и изходното напрежение, а техни функции са изходният ток и входното напрежение. По такъв начин се получават следните четири семейства статични характеристики за схема с общ емитер: /фиг.8.19/:

1. Изходни характеристики, които показват зависимостта между изходния ток  $i_k$  и изходното напрежение  $u_k$  при постоянен входен ток  $i_b$ :

$$i_k = F_1(u_k)_{i_b = \text{const}}$$

2. Входни характеристики, които дават връзката между входното напрежение  $u_b$  и входния ток  $i_b$  при постоянно изходно напрежение  $u_k$ :

$$u_b = F_2(i_b)_{u_k = \text{const}}$$



Фиг. 8.19

3. Характеристики на предаване по ток, които изразяват зависимостта на изходния ток  $i_k$  от входния ток  $i_b$  при постоянно изходно напрежение  $u_k$ :

$$i_k = F_3(i_b)_{u_k = \text{const}}$$

4. Характеристики на обратна връзка по напрежение, които представляват зависимостта между входното напрежение  $u_b$  и изходното напрежение  $u_k$ , при постоянен входен ток  $i_b$ :

$$u_b = F_4(u_k)_{i_b = \text{const}}$$

Представянето на статичните характеристики обикновено се прави върху обща координатна система /фиг.8.19/. Това създава удобство при използването им за проектиране на различни устройства.

При това входната характеристика и характеристиката на предаването по ток се дават само за една стойност на напрежението на колектора тъй като фамилията криви, които се получават за другите стойности на  $u_c$  са разположени твърде близо една до друга. Това е така, защото колекторното напрежение оказва съвсем слабо влияние върху тока през отпусения емитерен преход и в тези характеристики обикновено това влияние не се отчита.

Фамилията изходни характеристики, получени при различни базисни токове представлява прави линии, почти успоредни на абсцисната ос. Това означава, че при постоянна стойност на базисния ток дори и значителни изменения на колекторното напрежение ще предизвикат нищожни изменения на колекторния ток. Тъй като отношението на нарастването на колекторното /изходното/ напрежение към нарастването на колекторния /изходния/ ток представлява изходното съпротивление на транзистора за променлив ток:

$$R_{\text{изх}} = \left( \frac{\Delta u_k}{\Delta i_k} \right)_{i_b = \text{const}},$$

следва, че транзисторът има голямо изходно съпротивление.

Физически това се обяснява с постоянството на броя на дупките при постоянен базисен ток. Повишаването на колекторното напрежение променя електрическото поле на колекторния преход, но понеже то действа в областта на самия преход /колекторният преход е свързан в посока на непропускане/ то не променя броя на инжектираните дупки от емитера в базата, т.е. колекторното напрежение оказва слабо влияние върху колекторния ток. Неговото влияние се изразява в това, че при увеличаването му се увеличава ширината на колекторния преход, с което се намалява ширината на базата. При по-тясна база дупките бързо ще успеят да я преминат и ще се намали възможността им за рекомбинация с електрони. По такъв начин до колектора ще достигнат повече дупки, с което ще се увеличи колекторния ток, а това обяснява слабия наклон на характеристиките.

От фиг.8.19 се вижда още, че при ниски колекторни напрежения колекторният ток не се влияе от базисния ток, т.е. транзисторът губи своите усилвателни качества. Ето защо при работа транзисторите се поставят в такъв режим, че колекторните им напрежения да не бъдат под 0,5 V.

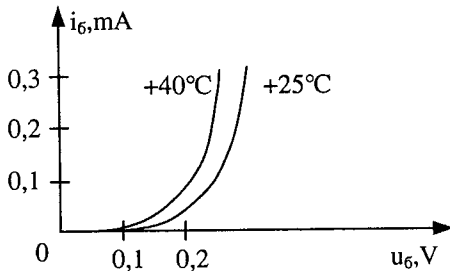
Входната статична характеристика, показана на фиг.8.19, има вида на волтамперната характеристика на р-п преход, тъй като емитерния преход има свойства на диод. Това определя нелинейния характер на входното статично съпротивление на транзисторите.

Освен статичните характеристики при конструирането на транзисторни устройства се използват и техните характерни параметри. Границите, в които се движат стойностите на някои по-важни параметри на транзисторите, са следните: обратен колекторен ток  $I_{k_0}$  – от няколко стотин  $\mu\text{A}$  до 1-2 mA; допустима стойност на колекторния ток  $I_{k_{\text{max}}}$  – от 50 mA до 10 A; допустима мощност на разсейване в колекторния р-п преход – от 150 mW до 100W; допустимо напрежение между колектора и базата, при надвишаване на което настъпва необратим пробив – до

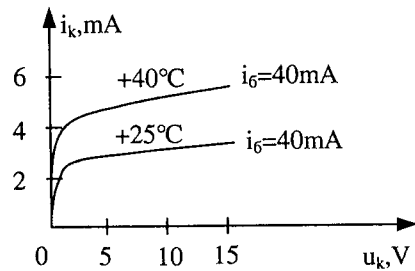
250 V ; коефициент на усилване по ток  $\beta$  за схема с общ емитер – от 10 до 900; входно съпротивление за определен режим на работа – от 10  $\Omega$  до 1-2 к $\Omega$ .

Силната зависимост на параметрите на транзисторите от температурата оказва влияние върху разположението на статичните характеристики, които обикновено се дават в каталозите за стайна температура /25° C/. На фиг.8.20 е показано изменението на входната характеристика при повишаване на температурата от 25 на 40° C.

На фиг.8.21 е показано влиянието на температурата върху изходните статични характеристики на транзистора.



Фиг. 8.20



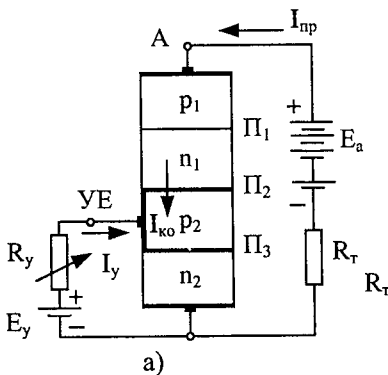
Фиг. 8.21

Вижда се, че с увеличаване на температурата се увеличава базисния и колекторния ток, което води до намаляване стойностите на входното и изходно съпротивление.

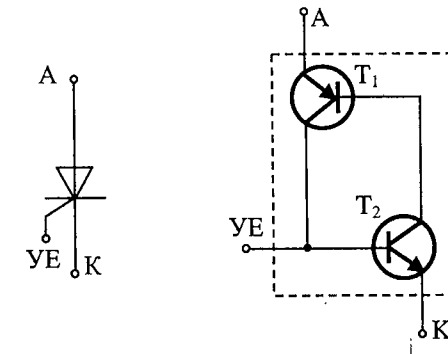
Понастоящем са разработени и други видове по-специални транзистори, в които са избегнати някои от недостатъците на обикновените, описани до тук. Например в полевите транзистори с р-п преход или с изолиран затвор /MOS-транзистори/ входното съпротивление има много голяма стойност – до 10<sup>14</sup>  $\Omega$ .

### 8.5.УПРАВЛЯЕМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ВЕНТИЛИ /ТИРИСТОРИ/

Управляемите полупроводникови вентили са елементи с четирислойна структура, получена в монокристал от редуващи се слоеве силиций с р и п проводимост /фиг.8.22а/.



Фиг.8.22



Фиг.8.23

Горната p-област на елемента представлява анода /A/, долната n-област е катода /K/, а електродът, съединен с областта p се нарича управляващ електрод /УЕ/.

Посоката на протичане на тока е от анода към катода, което съответствува на условното означение на вентила в схемите, дадено на фиг.8.22.б.

Тиристорът при липса на управляващ ток  $I_y = 0$  се намира в запушено състояние в двете посоки /от анода към катода и обратно/.

При подаване на токов импулс на управляващия електрод с положителна полярност по отношение на катода, той преминава в отпушено /проводящо/ състояние.

Четири слоя, от които е съставен тиристорът, образуват три p-n прехода, означени на фиг.8.22а с  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$  и  $\Pi_3$ . По такъв начин структурата на елемента може да се разглежда като съставена от два транзистора от тип "p-n-p" и "n-p-n", които са свързани по начин, показан на фиг.8.23. Управляващият електрод е изведен от базата на p-p-n транзистора  $T_2$ .

Действието на тиристора ще разгледаме при прекъснатата верига на управляващия електрод, съгласно фиг.8.24. Захранващото напрежение  $U_a$  е свързано към анода и катода с полярност, която е ориентирана в посока на протичане на ток през елемента. Посредством потенциометъра R неговата стойност може да се регулира. При такова свързване преходът  $\Pi_2$  се оказва обратно включен, а преходите  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  – включени в посока на пропускане. Тогава токът, който протича през анодната верига, се определя от обратния ток  $I_{k_0}$  на прехода  $\Pi_2$  и от инжектираните от област  $p_1$  в област  $p_1$  дупки, и от инжектираните от област  $p_2$  в област  $p_2$  електрони. Инжектираните от област  $p_1$  в област  $p_1$  дупки ще достигнат до прехода  $\Pi_2$ , чието поле за тях е ускоряващо, аналогично както при колекторния преход на транзистора. По същия начин преходът  $\Pi_2$  се явява колекторен преход и за инжектираните от област  $p_2$  в област  $p_2$  електрони. Ето защо преходите  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  представляват емитерни преходи на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , а преходът  $\Pi_2$  – колекторен преход на двата транзистора. Пълният ток през прехода  $\Pi_2$ , както следва от схемата на фиг.8.24, може да се представи като сума от колекторните токове  $I_{k_1}$  и  $I_{k_2}$  на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  и обратния ток  $I_{k_0}$  на прехода  $\Pi_2$ :

$$I_{\Pi_2} = I_{k_1} + I_{k_2} + I_{k_0} = \alpha_1 I_{e_1} + \alpha_2 I_{e_2} + I_{k_0}$$

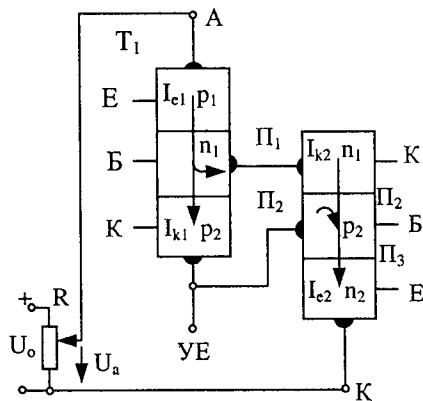
където  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  са коефициентите на предаване по ток на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , а  $I_{e_1}$  и  $I_{e_2}$  са техните емитерни токове.

Като се има предвид, че през всички преходи протича един и същ ток, еднакъв с тока във външната верига, съгласно уравнението на тока  $I_{\Pi_2}$ , може да се запише следният израз на тока  $I_{np}$  през тиристора, който в случая е част от последователна електрическа верига

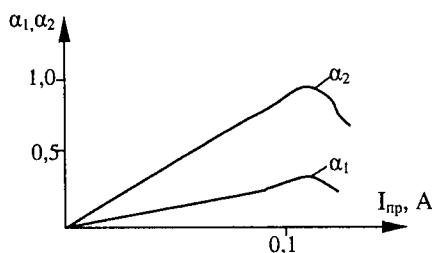
$$I_{np} = I_{e_1} = I_{e_2} = I_{\Pi_2} = \frac{I_{k_0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Това съотношение представлява основно уравнение на четирислойна полупроводникова структура. От него следва, че токът през тиристора се влияе от стойността на коефициентите на предаване по ток  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . От своя страна коефициентите  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  зависят от стойността на тока през четирислойната структура

/фиг.8.25/. Съществуването на тази вътрешна взаимна връзка обуславя превключващите свойства на p-n-p-п структурата.



Фиг. 8.24



Фиг. 8.25

При увеличаване на напрежението  $U_a$  токът през тиристора  $I_{пр}$  нараства много малко. Това обаче води до увеличаване стойностите на  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . При достигане на стойността  $U_a = U_{вкл}$ , при която се изпълнява равенството  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  токът в полупроводниковата структура  $I_{пр}$ , в съответствие с неговото уравнение нараства рязко и се ограничаваша само от съпротивлението на външната верига. Това означава, че съпротивлението на тиристора е станало пренебрежимо малко, т.е. той се е отпушил. Следователно последното равенство може да се разглежда като условие за преминаване на тиристора от непроводящо в проводящо състояние, а действието му се основава на зависимостта на коефициентите на предаване по ток  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  от големината на тока през него.

Превключването на четирислойната структура се извършва за кратко време, като процесът протича лавинообразно, поради наличието на вътрешна обратна връзка. Тя се изразява в това, че увеличаването на протичащият ток през тиристора предизвиква увеличаване на стойността на коефициентите на предаване  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , което от своя страна довежда до по-нататъшно увеличаване на тока и т.н. Физическата същност на процеса е свързана с бурното протичане на явлението ударна йонизация в полупроводник, което води до насищане на прехода  $\Pi_2$  до такава степен със свободни токоносители, че фактически той престава да съществува при отпушено състояние.

Разгледания начин на превключване чрез повишаване на напрежението върху изводите на елемента се използва само в така наречените превключващи диоди.

Тиристорите се използват в схеми, при които напреженията са по-малки от напрежението на включване  $U_{вкл}$ . В този случай отпушването се предизвиква чрез подаване на положителен токов импулс на управляващия електрод /фиг.8.22/. Действително, пропускането на управляващ ток  $I_y$  през базата на транзистора  $T_2$ , увеличава неговия емитерен ток, а това води до нарастване на стойността на коефициента  $\alpha_2$ . Увеличаването на  $\alpha_2$  прави възможно условието  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  да бъде изпълнено при по-ниски напрежения.

След включване на тиристора прекъсването на управляващия ток не внася изменение в неговото състояние, тъй като базите на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  са запъл-

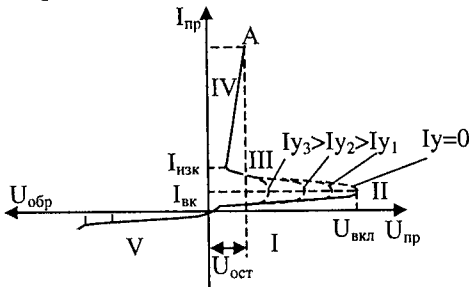
нени с излишък от токоносители, които обезпечават инжектирането на нови носители от емитерите. Наситеното състояние на тиристора се стабилизира, тъй като токът на базата на транзистора  $T_1$  е същевременно ток на колектора на транзистора  $T_2$ , и обратно, токът на базата на  $T_2$  е колекторен ток на  $T_1$ , т.е. винаги има източник на основни носители в базите, които поддържат взаимната насрещна инжекция от емитерите.

На фиг. 8.26 е показана волт-амперната характеристика на тиристора, в която са отбелязани пет характерни области. Областта I характеризира запушеното състояние на елемента, при което увеличението на анодното напрежение малко влияе на големината на тока през тиристора. В участък II започва развитието на процеса на превключване, на който съответствува участък III. Включването може да стане и при ниски напрежения, като стойността зависи от силата на тока в управляващия електрод  $I_y$ . При по-големи управляващи токове напрежението  $U_{вкл}$  се понижава. Областта IV характеризира напълно отпушеното състояние и съответства на включеното състояние на тиристора.

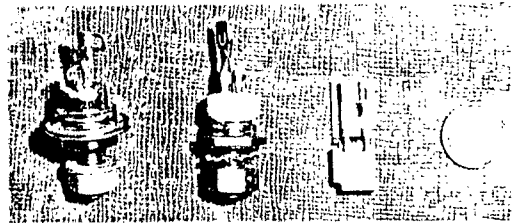
Посредством промяна на времето на подаване на управляващия импулс може да се измени момента на включване на тиристора. Това намира приложение в регулируемите токоизправители и редица други автоматични електронни устройства.

При включване на тиристора към напрежение с обратен поляритет /напрежението анод-катод е отрицателно/, волт-амперната характеристика е идентична с характеристиката на диод, включен в посока на непропускане. Нейният ход се определя от този от преходите  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ , който има по-малък обратен ток /област V от фиг.8.26/.

Привеждането на p-n-p-н структурите в проводящо състояние може да се осъществи и чрез осветяване на някои от нейните области /т. 8.6/. Този ефект се използва за конструирането на фототиристоры – електрически вентили, които се управляват от краткотрайни светлинни импулси. Тези елементи се характеризират с високо съпротивление в запушено състояние /около  $10\text{ M}\Omega$ / и малка стойност на съпротивлението след отпушване – /около  $10\ \Omega$ /.



Фиг. 8.26



Фиг. 8.27

За поддържане на включеното състояние е необходимо токът през тиристора да е по-голям от определена стойност, наречена ток на изключване  $I_{изкл}$ . /фиг.8.26/, която се явява гранична за изпълнение на условието

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1.$$

Изключването на тиристора може да стане по три начина: чрез прекъсване на анодната верига, чрез кратковременно понижаване на анодното напрежение, при което сумата  $\alpha_1 + \alpha_2$  става по-малка от единица, или чрез промяна на полярността на анодното напрежение, което е възможно при работа във вериги за променлив ток.

Основните параметри на тиристорите са: допустимата средна стойност на тока през отпушения тиристор  $I_{cp}$ ; остатъчният напрежителен пад  $U_{ост}$  върху тиристора при протичането на ток  $I_{cp}$ ; напрежението на включване при прекъсната управляваща верига  $U_{вкл}$ ; допустими стойности на тока и напрежението в права и обратна посока на управляващия електрод; допустима мощност на разсейване на тиристора и др.

Понастоящем се произвеждат тиристори, които покриват цялата гама от мощности, необходима на практика. Поради високото качество на техните параметри те се явяват като почти идеални ключови елементи за електроавтоматиката.

На фиг. 8.27 е показан външния вид на тиристори за ток до 10 А.

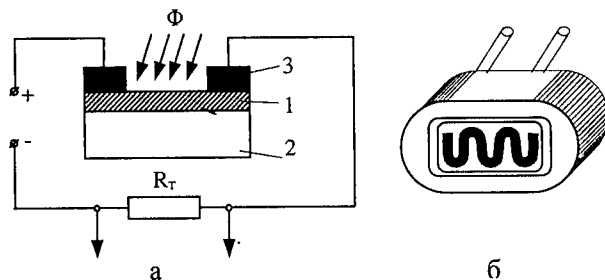
## 8.6. ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ФОТОЕЛЕМЕНТИ

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 пораждаване на вътрешно е.д.н. в система от два полупроводника с различен тип проводимост /р и n/, разделени с един р-n преход. Във втория случай вътрешният фотоефект се нарича още вентилен фотоефект.

В зависимост от това, кой вътрешен фотоефект се използва, полупроводниковите фотоелементи са фоторезистори и вентилни фотоелементи. От своя страна вентилните фотоелементи биват фотодиоди и фототриоди.

Фоторезисторът /фиг.8.28а/ представлява полупроводников слой 1, нанесен върху подложка от изоляционен материал 2. Изводите на фоторезистора се взимат от контактите 3. Повърхността на полупроводниковия слой се покрива с прозрачен лак, който защитава фотоелемента от влага. Така полученият фотоелемент се поставя в корпус от пластмаса с прозорец /фиг.8.28б/.



Фиг. 8.28

Към външната електрическа верига фоторезисторът се включва чрез контактни крачета.

За да се използва ефектът на фоторезистора, той се включва към източник на електрическа енергия и товара  $R_T$ , от който се взема полезният сигнал /фиг.8 28а/.

Най-често фоторезисторите се изработват от кадмиев сулфид, бисмутов сулфид и оловен сулфид.

Фоторезисторите от кадмиев сулфид и бисмутов сулфид имат спектрална характеристика, която се намира в областта на дължини на вълните от  $\lambda$  0,4 до 1  $\mu\text{m}$ . Затова те са удобни за работа във видимия спектър.

Спектралната характеристика на фоторезисторите от оловен сулфид се намира в областта на инфрачервената светлина и има максимум при

$$\lambda = 2,1 \mu\text{m}.$$

Фотоелементът има най-голямо съпротивление  $R_{\text{фт}}$ , когато не е осветлен. Тогава при дадено напрежение върху фотоелемента  $U$  протича най-малък ток  $I_{\text{фт}}$ , наречен ток на тъмно:

$$I_{\text{фт}} = \frac{U}{R_{\text{фт}}}$$

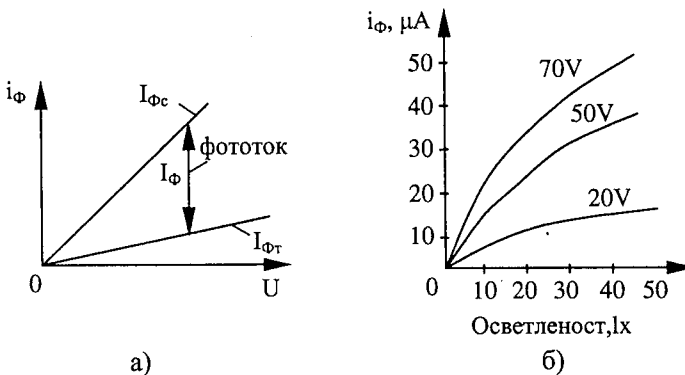
Осветляването на фоторезистора освобождава електрони от междуатомните връзки, в резултат на което съпротивлението му намалява и добива стойност  $R_{\text{фс}}$ . Стойността на съпротивлението  $R_{\text{фс}}$  зависи от степента на осветляване на фотоелемента. При осветлено състояние токът през елемента нараства и става

$$I_{\text{фс}} = \frac{U}{R_{\text{фс}}}$$

Волт-амперната характеристика на фоторезисторите /фиг.8.29а/ има праволинеен характер.

Светлинната характеристика на фотоелемента дава зависимостта на фототока от осветлеността, изразена в лукси, при постоянно напрежение върху фоторезистора /фиг.8.29б/. Тя има нелинеен характер.

Фоторезисторите намират приложение в измервателната техника, в контролни уреди, уреди за автоматично управление.



Фиг. 8.29

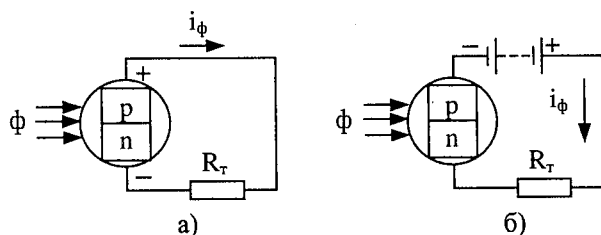
Фотодиодът представлява полупроводников диод, чийто р-п преход може да се осветлява. При осветляване на фотодиода се получават свободни токоносители – дупки и електрони, и в слоя р става натрупване на положителни заряди, а в слоя п – на отрицателни. Вследствие на това между изводните електроди на фотодиода се получава потенциална разлика, която представлява възникналата във фотодиода фотоелектродвижеща сила  $E_{\text{ф}}$ . Стойността на фотоелектродвижещата сила зависи от степента на осветляване на фотодиода.

Фотодиодите могат да се свързват по два начина:

- като фотогенератор /фиг.8.30а/
- като фотопреобразувател /фиг.8.30б/.

Фотодиодът работи като фотогенератор, когато към изводите му се свърже товарно съпротивление  $R_T$ . В този режим той представлява пряк преобразувател на светлинната енергия в електрическа, която се отдава в товарното съпротивление  $R_T$ .

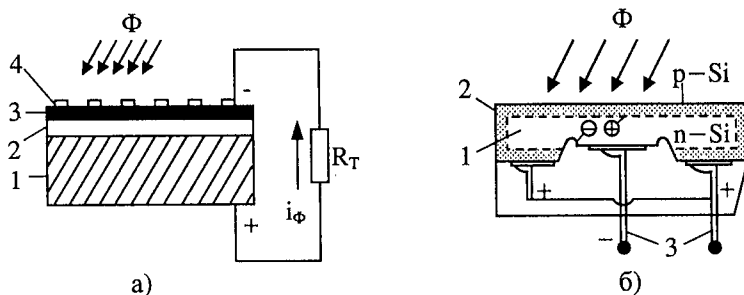
Фотодиодът се използва като фотопреобразувател, когато във външната верига освен товарно съпротивление се включи постоянен ток източник, чийто положителен полюс се свързва с p-слоя, отрицателният – с p-слоя /фиг.8.30б/. При отсъствие на осветляване фотодиодът става запушен и във веригата на външния източник протича съвсем малък ток – токът на тъмно.



Фиг. 8.30

Когато фотодиодът се освети, потокът от токоносителни през p-n прехода се увеличава и токът във външната верига нараства. Този ток се определя от напрежението на външния източник и от породената фотоелектродвижеща сила, т.е. токът зависи от светлинния поток, който пада върху p-n прехода.

Фотоелементите се правят от селен, германий, силиций, талиев сулфид, сребърен сулфид.



Фиг. 8.31

При селеновите фотодиоди /фиг.8.31а/ върху опорния метален електрод 1 се нанася слой селен 2. Селенът се покрива с много тънък полупрозрачен метален слой 3. Най-често металното покритие е златно. Вторият извод на диода се взема от контактния електрод 4. Запиращият слой в диода се създава между селена 2 и металното покритие 3. При светлинно облъчване от селена преминават електрони в металния слой 3, който се зарежда отрицателно. Токът през товарното съпротивление  $R_T$ , тече в посока от опорния електрод 1 към контактния електрод 4.

Спектралната характеристика на селеновите фотодиоди се намира в зоната на дължини на вълната от 0,3 до 0,75  $\mu\text{m}$  и имат максимум при  $\lambda = 0,56 \mu\text{m}$ . Видът ѝ наподобява спектралната характеристика на човешкото око.

Силициевите фотодиоди /фиг.8.31б/ представляват монокристал от силиций 1, който притежава п-проводимост, обусловена от арсен като примесен елемент. По повърхността на силициевия монокристал чрез дифузия са внесени бариери атоми. Затова повърхностният слой с дебелина от 2 до 3  $\mu\text{m}$ , означен на фигурата с 2, се превръща в полупроводник с проводимост тип р. През този слой светлината може да прониква в р-п прехода на диода. Изводните електроди 3 са свързани така: единият към слоя с р-проводимост, а другият – към силициевия монокристал с п-проводимост.

Силициевите фотодиоди се използват широко в слънчевите батерии като преки преобразуватели на светлинната енергия в електрическа. От площ  $1\text{cm}^2$  може да се получи мощност от 10 до 12 mW.

Фототриодите /фототранзистори/ представляват трислойни /п-р-п/ фотоелементи.

При изработването на фототриода /например със структурата п-р-п/ единият п-слой се прави с много по-малка площ, отколкото другите два. Това дава възможност на светлината да прониква свободно в р-п прехода, който е образуван между слоевете с еднаква площ /фиг.8.32/

Фототриодите могат да се свързват по два начина:

- при осветлен колекторен р-п преход /фиг.8.32а/
- при осветлен емитерен р-п преход /фиг.8.32б/

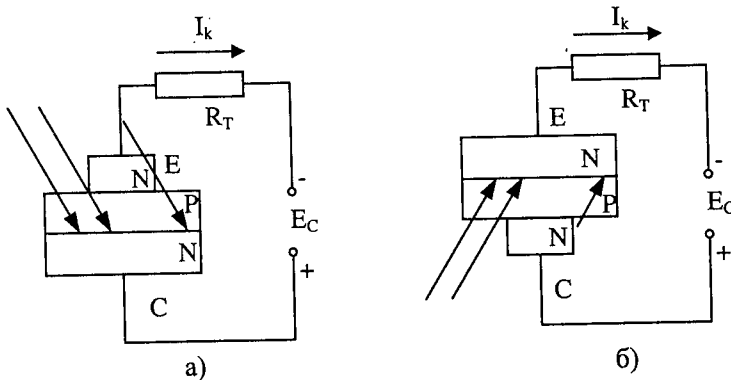
Когато е осветлен колекторният р-п преход, колекторният ток е сборът от фототока  $i_\phi$  и усиленият  $\beta$  пъти емитерен ток /който също е равен на фототока/:

$$i_k = (1 + \beta)i_\phi$$

При второто включване на фототриода през емитерния р-п преход преминават в обратна посока фототокът и постоянният ток, дължащ се на действието на външния източник. Затова емитерният ток  $i'_\phi$  е много малък. Резултантният колекторен ток  $i'_k$  след усиляването на тока  $i'_\phi$  от колекторния р-п преход е

$$i'_k = \beta.i'_\phi$$

Първата схема се използва, когато трябва да се получи голям ток при осветляването на фототриодите, а втората – когато трябва да се осигури минимален ток на тъмно.



Фиг. 8.32

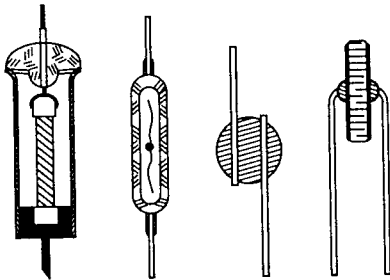
В сравнение с останалите фоточувствителни елементи, фототранзисторите притежават най-голяма чувствителност, която достига до 1 A/lm.

## 8.7. ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ТЕРМОРЕЗИСТОРИ

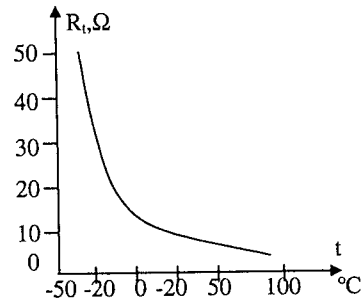
Полупроводниковите терморезистори са полупроводникови елементи, в които се използва отрицателният температурен коефициент на съпротивлението, т.е. намаляване на съпротивлението с увеличаване на тока през него. Това намаляване се обяснява с получаването на нови токоносители при по-висока температура.

Полупроводниковите терморезистори се наричат още термистори. Те се изработват от поликристален полупроводников материал с електронна проводимост: железен окис, никелов окис, титанов окис, магнезиев окис, кобалтов окис и др.

Конструктивното им оформление е показано на фиг.8.33.



Фиг. 8.33



Фиг. 8.34

Зависимостта на съпротивлението на термистора от температурата, наречена температурна характеристика е показана на фиг.8.34.

Термисторите се използват широко в съпротивителните термометри за измерване на температурата. Те намират приложение и в различни електрически апарати и устройства като нелинейни коригиращи съпротивления.

## 8.8. ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

С навлизането на електрониката в различните области на науката и техниката се поставя и въпросът за намаляване обема и теглото на електронната апаратура.

Това е особено важно за сложните електронни устройства, например компютърните системи, в които броят на електронните и на другите градивни елементи /резистори, кондензатори, бобини и други/ е неимоверно голям. Такова сложно електронно изчислително устройство би зело площ от няколко квадратни метра, ако бъде построено с електронни лампи и неминиатюрни градивни елементи, докато същото устройство се превръща в портативно, когато е осъществено със средствата на съвременната свръхминиатюрна електроника.

За миниатюризация на електронната апаратура има различни пътища: намаляване размерите на градивните елементи, използване на полупроводниковите елементи и изграждане на твърди интегрални схеми върху монокристал от полупроводник.

Ето как с усъвършенстване на технологиите са се изменяли нещата. Например, ако за изходен обем на дадена схема се приеме обемът ѝ, когато тя е изградена с обикновени електронни лампи, той ще се намали при използването на различните средства за миниатюризация по следния начин: с миниатюрни електронни лампи – приблизително 4 пъти, със свръхминиатюрни електронни лампи – до 7 пъти, с обик-

новени полупроводникови диоди и триоди – от 20 до 30 пъти, с хибридни интегрални схеми – до 1000 пъти, и с твърди интегрални схеми – 20 000 и повече пъти.

Най – съвременният начин за миниатюризация на електронна апаратура са твърдите интегрални схеми. При тях всички необходими окрупнени устройства за реализирането на дадена електронна система, например усилвател, тригер, мулти-вibrator и пр. се получават върху монокристал от полупроводник.

В твърдите интегрални схеми свойствата на полупроводниковите материали се използват не само за изработване на активните елементи на схемата /транзистори, диоди и др./, но и за пасивните елементи /кондензатори, резистори и др./. Резисторите се изработват от тънък слой полупроводников материал. Капацитивните елементи се конструират по два начина:

чрез използване на капацитета на р-п прехода;  
посредством диелектрични слоеве.

Кондензаторите с р-п преход имат капацитет до 5000 pF, а с окисни слоеве – до 1000 pF. По-големи капацитети се получават трудно, тъй като размерите на силициевия монокристал трябва да бъдат големи.

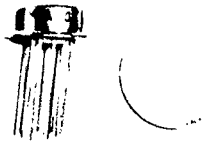
Твърдите интегрални схеми се изработват по специални технологии, чрез които върху силициев монокристал се образуват тънки слоеве с необходимите свойства на съответните елементи.

С твърди интегрални схеми могат да се изградят сложни електронни схеми от няколко хиляди транзистора и съпътстващите ги други елементи /диоди, резистори и кондензатори/ върху един силициев монокристал, чиито размери са съвсем малки. Размерите на отделните индивидуални елементи са такива, че проектирането и изграждането им се извършва с помощта на микроскоп. В съвременните микропроцесорни устройства за компютри плътността на активните елементи в една интегрална схема е от порядъка на стотици хиляди на  $1 \text{ mm}^2$ .

Твърдите интегрални схеми са най-перспективният метод за производство на сложни електронни апаратури.

На фиг.8.35 е показана аналогова интегрална схема /операционен усилвател/, в която са реализирани 15 транзистора и 15 резистора, като големината на корпуса е като на средномощен транзистор.

На фиг. 8.36 е показано друго конструктивно оформление на интегрална схема.



Фиг. 8.35



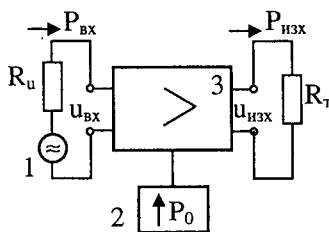
Фиг. 8.36

## ДЕВЕТА ГЛАВА

## ЕЛЕКТРОННИ УСИЛВАТЕЛИ

## 9.1. ОБЩИ ПОНЯТИЯ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ И КЛАСИФИКАЦИЯ НА УСИЛВАТЕЛИТЕ

Електронен усилвател се нарича устройство, с помощта на което се увеличават в известна степен стойностите на електрическите сигнали. Блокова схема на усилвано устройство е показана на фиг. 9.1.



Фиг. 9.1

На тази фигура с 1 е означен източник на енергия /източник на входния сигнал/ имащ вътрешно съпротивление  $R_u$ . Най-често при анализ на различните усилватели се приема за простота входен сигнал със синусоидална форма. Първоначалният източник 1 управлява енергията, която постъпва от токозахранващия източник 2 в товарния резистор  $R_T$  посредством усилвател 3.

Мощността на входния сигнал, с която се управлява енергията на токозахранващия източник е значително по-малка от мощността, която се отделя в товарния резистор  $R_T$ . По такъв начин, благодарение на използваните усилвателни елементи в усилвателя /предимно транзистори/ и по-мощен токозахранващ източник е възможно да се осъществи усилване по мощност на входния сигнал.

В зависимост от това, коя електрическа величина на сигнала /напрежение, ток или мощност/ трябва да бъде усилена, усилвателите се делят на усилватели на напрежение, на ток и на мощност.

В случаите, когато не може да се постигне зададеното усилване от един усилвател /едно стъпало/, тогава се включват последователно няколко усилвателя. Структурната схема на многостъпален усилвател е показана на фиг. 9.2.

Стъпалата 3 са най-често усилватели на напрежение или ток, а последното 4, което е свързано към товарния резистор  $R_T$ -на мощност.

По какъв начин ще бъдат свързани отделните стъпала зависи най-вече от вида и честотата на усилваните сигнали /постоянни; бавноизменящи се; хармонични трептения; импулсни сигнали с една или друга форма, продължителност и последователност/.

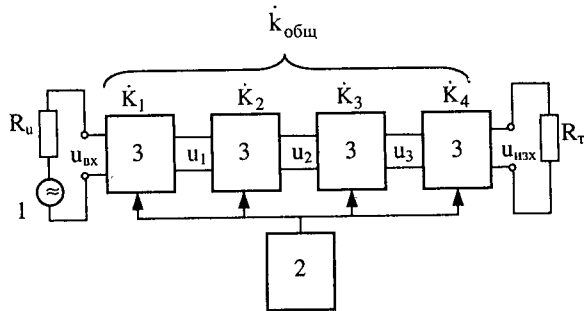
Въз основа на това какви сигнали могат да усилват, съществуват следните видове електронни усилватели:

1. Постояннотокови усилватели. С тях се усилват постоянни или бавноизменящи се сигнали.

2. Нискочестотни усилватели. Тези усилватели са предназначени да усилват хармонични сигнали в честотния диапазон от ниски честоти  $f_n = 20 \text{ Hz}$  до високи честоти около  $f_v = 20 \text{ kHz}$ . Наричат се звукови, защото човешкото ухо възприема трептения в посочения честотен диапазон.

3. Широколентови усилватели. Те се използват за усилване на несинусоидални периодични сигнали с честотен диапазон от един Hz до десетки MHz. Такъв широк честотен диапазон имат импулсните сигнали, поради което тези усилватели често се наричат импулсни.

4. Избирателни усилватели. Те са предназначени да усилват подаваните сигнали само в тесен честотен диапазон /тясна честотна лента/. Използват се най-често в областта на високите честоти /стотици kHz до десетки MHz/.



Фиг. 9.2

5. Високочестотни усилватели. Те усилват честоти над  $100 \text{ kHz}$ .

В постояннотоковите усилватели връзката между отделните стъпала е галваническа и се осъществява с помощта на резистори. В нискочестотните усилватели и ширококолентовите усилватели най-често се използва резисторно-кондензаторна връзка /RC-усилватели/. В някои нискочестотни усилватели се използва между усилвателните стъпала трансформаторната връзка. При избирателните усилватели, работещи в областта на високите честоти, междустъпална връзка се осъществява най-често с резонансни контури или честотнозависими вериги, съставени от резистори и кондензатори.

## 9.2. ОСНОВНИ ПОКАЗАТЕЛИ НА УСИЛВАТЕЛИТЕ

Усилвателните свойства на всеки усилвател се оценяват от неговите качествени характеристики. По-важните от тях са : коефициентът на усилване, коефициентът на полезно действие, амплитудно-честотната характеристика, нелинейните изкривявания и др.

Според изискванията, които се предявяват към различните усилватели, едни от тези характеристики могат да бъдат основни, а останалите могат да имат второстепенно значение.

### 1. Коефициент на усилване

Основен показател, по който се определя работата на всеки усилвател е коефициентът на усилване. Той се определя като 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  $\dot{K}_p$ , където

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}; \dot{K}_i = \frac{\dot{I}_{\text{изх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}}; K_p = \frac{P_{\text{изх}}}{P_{\text{вх}}}$$

В най-общия случай коефициентите  $\dot{K}_u$  и  $\dot{K}_i$  са комплексни величини, тъй като изходните сигнали могат да се отличават 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:

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{изх}}}{U_{\text{вх}}} e^{j(\varphi_{u_{\text{изх}}} - \varphi_{u_{\text{вх}}})} = K_u e^{j\varphi_u}$$

$$\dot{K}_i = \frac{\dot{I}_{\text{изх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{изх}}}{I_{\text{вх}}} e^{j(\varphi_{i_{\text{изх}}} - \varphi_{i_{\text{вх}}})} = K_i e^{j\varphi_i}$$

където:

$K_u$  и  $K_i$  са модулите на коефициентите на усилване по напрежение и ток, а  $\varphi_u = \varphi_{u_{\text{изх}}} - \varphi_{u_{\text{вх}}}$  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 п-стъпален усилвател общият коефициент на усилване се определя като произведение от коефициентите на усилване на отделните стъпала:

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 \dot{K}_3 \dots \dot{K}_n$$

Като се използват означенията във фиг.9.2 се получава тъжеството:

$$K_{\text{общ}} = \frac{\dot{u}_{\text{изх}}}{\dot{u}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{u}_1}{\dot{u}_{\text{вх}}} \cdot \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} \cdot \frac{\dot{u}_3}{\dot{u}_2} \cdot \frac{\dot{u}_{\text{изх}}}{\dot{u}_3} = K_1 K_2 K_3 K_4$$

## 2. Коефициент на полезно действие ( $\eta$ )

За усилвателите на мощност важен показател е техният коефициент на полезно действие  $\eta$ . Той се представя с израза

$$\eta = \frac{P_{\text{изх}}}{P_0}$$

където  $P_{\text{изх}}$  е изходната мощност, отдавана от усилвателя в товарния резистор, а  $P_0$  – мощността, която усилвателят консумира от захранващия източник (фиг.9.1).

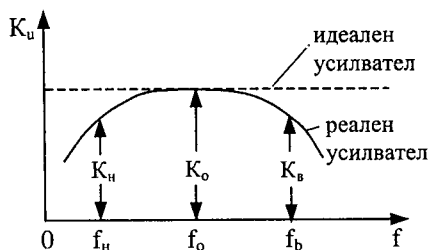
## 3. Амплитудно-честотна характеристика

Амплитудно-честотната характеристика на усилвателя показва зависимостта на модула на коефициента на усилване по напрежение  $K_u$  от честотата на подавания за усилване сигнал.

Като пример на фиг.9.3 е показана амплитудно-честотна характеристика на един реален нискочестотен усилвател, а с прекъсвана линия амплитудно-честотната характеристика на идеален усилвател.

От фигурата се вижда, че модулът на коефициента на усилване има различни стойности в областта на ниските  $f_H$  и високите честоти  $f_H$ . От това следва, че раз-

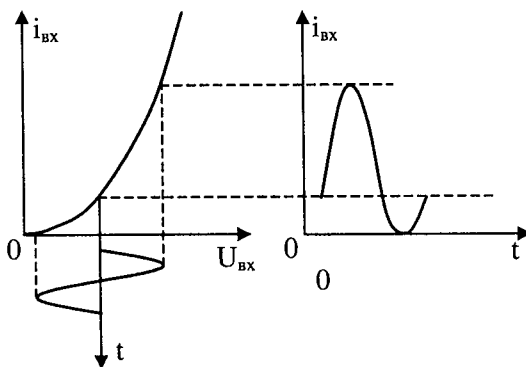
личните хармонични, които съставят входния сигнал ще се усилят нееднакво, което променя формата на сложния сигнал, получен в изхода на усилвателя. Внесените от усилвателя изкривявания на сигнала се определят като амплитудно-честотни. Те се обуславят от участващите реактивни елементи /кондензатори и индуктивни боби-ни/, съпротивленията на които зависят от честотата на сигнала, а също и от честот-ните свойства на усилвателните елементи /електронни лампи и транзистори/.



Фиг. 9.3

### 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. На фиг.9.4 е показана входната характеристика на транзистор  $i_{вх} = \varphi(u_{вх})u_{вх} = \text{const}$  за схема с общ емитер  $i_{б} = \varphi(u_{б})u_{к} = \text{const}$ .



Фиг. 9.4

От нея се вижда, че при синусоидално входно напрежение протичащият входен ток не е синусоидален. По такъв начин в изходния сигнал се получават хармонични съставки, които отсъствуват от входния сигнал.

Количествена оценка на нелинейните изкривявания се дава от коефициента на нелинейните изкривявания /т.н. клирфактор/  $\gamma$ . Той се определя от израза:

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100, \%$$

където  $U_1$  е ефективната стойност на първата /основна/ хармонична съставка на изходния сигнал, а  $U_2, U_3 \dots U_n$  са ефективните стойности на висшите хармонични съставки. По-малките стойности на  $\gamma$  характеризират по-високо качествени (с малки изкривявания) усилватели. Усилватели с  $\gamma = 0,01 - 0,1 \%$  звучат добре, докато при  $\gamma = 5 \div 10 \%$  звукът е дрезгав.

### 9.3. ОБРАТНА ВРЪЗКА В УСИЛВАТЕЛИТЕ

Обратна връзка в един усилвател се нарича процесът на връщане на част от енергията на сигнала от изхода на усилвателя към входа на същия.

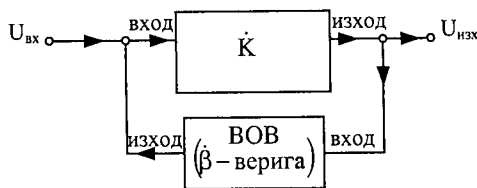
Обратните връзки в усилвателите се създават специално, но могат да възникват и самопроизволно. Обратните връзки, които възникват самопроизволно се наричат паразитни обратни връзки и са нежелателни. Те влошават качествените показатели на усилвателите.

На фиг.9.5 е дадена структурната схема за осъществяване на обратната връзка. С ВОВ е означена веригата на обратната връзка / $\beta$ -верига/, а със стрелки – посоката на връщане на част от енергията от изхода към входа на усилвателя.

Специално създадените, полезните (целенасочени), обратни връзки биват два вида:

- а) отрицателна обратна връзка (ООВ)
- б) положителна обратна връзка (ПОВ).

Ако електрическата величина (например напрежение), което се взема от изхода на усилвателя и се подава към входа на същия е в *противофаза* с входната величина (напрежение), обратната връзка е *отрицателна*. В случаите, когато напрежението на обратната връзка *съвпада по фаза* с входното напрежение, обратната връзка е *положителна*.



Фиг. 9.5

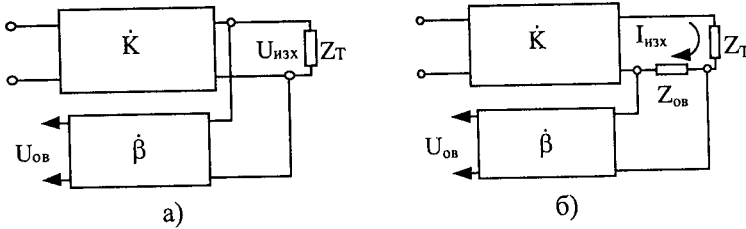
Практическо приложение при усилвателите намира отрицателната обратна връзка, тъй като тя подобрява работата и качествените показатели на усилвателите.

Положителната обратна връзка се използва предимно в електронни генератори на незатихващи трептения.

В зависимост от това по какъв начин веригата за обратна връзка получава сигнала за връщане към входа от изходните изводи на усилвателя, обратната връзка бива по напрежение и по ток.

Обратната връзка е по напрежение, когато напрежението на обратната връзка е пропорционално на напрежението  $U_{изх}$  в краищата на товара  $Z_T$  /фиг.9.6а/.

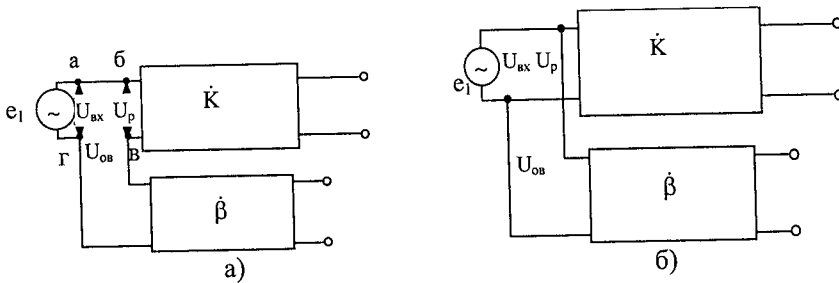
Обратната връзка е по ток, ако напрежението на обратната връзка е пропорционално на изходния ток  $I_{изх}$  /фиг.9.6б/.



Фиг. 9.6

В зависимост от начина, по който се подава изходното напрежение на веригата за обратна връзка към входа на усилвателя, обратната връзка може да бъде: последователна или паралелна.

Последователна обратна връзка се получава, когато изходът на веригата за обратна връзка заедно с източника на усилвания сигнал се оказват последователно свързани по отношение на входната верига на усилвателя /фиг. 9.7а/.



Фиг. 9.7

При паралелната обратна връзка изходът на веригата за обратна връзка и източникът на сигнала се явяват свързани в паралел, както това е показано на фиг.9.7б.

При по-специални случаи в усилвателите се прилагат и комбинирани обратни връзки.

Веригата за обратна връзка се характеризира с коефициента на предаване по напрежение  $\dot{\beta}$  (внимание: в случая се използва също означението  $\beta$ , което е възприетата буква за означение усилването по ток на транзистора, свързан в схема ОЕ, без двете величини да имат някаква връзка помежду си). Той се определя от отношението на напрежението на изхода на веригата за обратна връзка  $\dot{U}_{ов}$  към напрежението на нейния вход /виж фиг.9.6а/, т.е.

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{ов}}{\dot{U}_{изх}}$$

За контура а-б-в-г /фиг.9.7а/ може да се напише уравнението

$$\dot{U}_p = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{ов},$$

където  $U_p$  е напрежението, действващо на входните клеми на усилвателя "б-в", /например между базата и емитера на един транзистор/.

Като се вземе предвид, че коефициента на предаване по напрежение е  $\beta = \frac{\dot{U}_{\text{ов}}}{\dot{U}_{\text{изх}}}$ , то последното уравнение може да се представи във вида

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{р}} - \dot{U}_{\text{ов}} = \dot{U}_{\text{р}} - \beta \dot{U}_{\text{изх}}.$$

Когато усилвателят е без обратна връзка  $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{р}}$ . Неговият коефициент на усилване ще се определи по отношението на напрежението  $U_{\text{изх}}$  и  $\dot{U}_{\text{р}}$ , т.е.

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{р}}}$$

Ако усилвателят е с обратна връзка, неговият коефициент на усилване  $\dot{K}_{\text{ов}}$  е

$$\dot{K}_{\text{ов}} = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{изх}}}{\dot{U}_{\text{р}} - \beta \dot{U}_{\text{изх}}} \text{ или } \dot{K}_{\text{ов}} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}}.$$

Като се вземе предвид, че  $\dot{K} = K e^{j\psi_k}$  и  $\beta = \beta e^{j\psi_\beta}$ , където  $\psi_k$  и  $\psi_\beta$  определят дефазиранието на сигнала, когато той преминава през веригата на усилвателя и веригата за обратна връзка, то изразът за  $\dot{K}_{\text{ов}}$  може да се представи още във вида

$$\dot{K}_{\text{ов}} = \frac{K e^{j\psi_k}}{1 - \beta K e^{j(\psi_\beta + \psi_k)}}.$$

Да разгледаме следните два случая:

а/ **Отрицателна обратна връзка (ООВ).**

Ако  $\psi_k + \psi_\beta = \pi$ , то  $\beta \dot{K} = -\beta K$ , защото

$$\beta \dot{K} = \beta K e^{j(\psi_k + \psi_\beta)} = \beta K e^{j\pi} = \beta K \cdot (-1) = -\beta K.$$

В този случай коефициентът на усилване  $\dot{K}_{\text{ов}}$  се определя по формулата

$$\dot{K}_{\text{ов}} = \frac{K}{1 + \beta K}$$

От този израз следва, че при  $\psi_k + \psi_\beta = \pi$ , т.е. когато напрежението на обратната връзка  $\dot{U}_{\text{ов}}$  постъпва на входа на усилвателя в противофаза на напрежението на входния сигнал  $\dot{U}_{\text{вх}}$ , коефициентът на усилване  $K$  /без обратна връзка/ се намалява  $1 + \beta K$  пъти. Такава обратна връзка се нарича *отрицателна обратна връзка*. Намаляване на коефициента на усилване е единственият ѝ недостатък.

Независимо, че при отрицателната обратна връзка (ООВ) намалява усилването  $K_{\text{ов}} < K$ , тя се използва често в практиката, защото подобрява редица параметри на усилвателя.

Чрез ООВ се постига повишена устойчивост в работата на усилвателя, като се стабилизира коефициента на усилване.

За оценка стабилността на коефициента на усилване при усилвателя с обратна връзка следва да се определи неговото относително изменение

$$\frac{dK_{\text{ов}}}{K_{\text{ов}}} = \frac{1}{1 + \beta K} \frac{dK}{K}$$

От резултата следва, че относителното изменение на коефициента на усилване на усилвателя с отрицателна обратна връзка се намалява  $1 + \beta K$  пъти.

Ако се направи  $\beta K \gg 1$  /случай на дълбока отрицателна връзка/, изразът за  $K_{об}$  ще стане

$$K_{об} = \frac{K}{1 + \beta K} \approx \frac{1}{\beta}$$

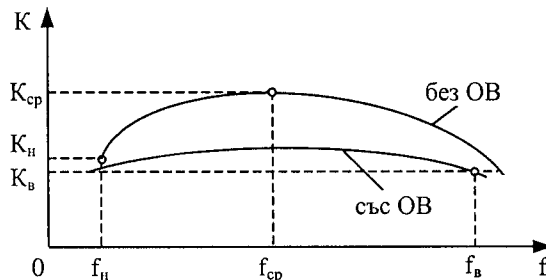
Този резултат показва, че при дълбока отрицателна обратна връзка коефициентът на усилване не зависи от причините, които биха предизвикали изменение в режима на усилването (например захранващо напрежение, стареене на елементите на схемата и др.), а зависи само от параметрите на веригата за обратна връзка.

2. Чрез въвеждане на отрицателна обратна връзка се разширяват и правят по-равномерни амплитудно-честотните характеристики на усилвателите.

От изразът 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 високи честоти, тъй като коефициентът на усилване  $K$  /без обратна връзка/ не е един и същ за тези честоти. Ако с  $K_{ср}$  се означава големината на този коефициент за средни честоти, а с  $K_{н}$  и  $K_{в}$  – коефициентите при ниски и високи честоти, в сила са неравенствата

$$(1 + \beta K_{н}) < (1 + \beta K_{ср}) > (1 + \beta K_{в})$$

От посоченото неравенство и изразът за  $K_{об}$  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 (фиг.9.8).



Фиг. 9.8

3. Въвеждането на отрицателната обратна връзка намалява и нелинейните изкривявания на усилвателя. При по-големи входни напрежения усилвателят без обратна връзка има в изходното напрежение освен основните хармонични, които са полезен входен сигнал, и висши хармонични, дължащи се на нелинейните входни и изходни характеристики на усилвателните елементи. Ако усилвателят е с отрицателна обратна връзка, напреженията на висшите хармонични чрез веригата за обратна връзка се подават във входа на усилвателя. Усилените напрежения на хармоничните се изваждат от изходните напрежения на усилвателя, тъй като следствие на отрицателната обратна връзка, те ще бъдат в противофаза /в изхода/ с напреженията на хармоничните, появили се вследствие нелинейните изкривявания на усилвателя. По такъв начин процентното съдържание на висшите хармонични в изходния сигнал се намалява, а от там и изкривяването на усилваното напрежение.

**б/ Положителна обратна връзка (ПОВ).**

Ако  $\psi_K + \psi_\beta = 0$ , то  $\dot{\beta}K = \beta K$ , защото

$$\dot{\beta}K = \beta K e^{j(\psi_K + \psi_\beta)} = \beta K e^{j^0} = \beta K.$$

В този случай напрежението от веригата за обратна връзка ще съвпада по фаза с напрежението, приложено към входа на усилвателя ( $\psi_K + \psi_\beta = 0$ ). В този случай възвратното отношение  $\dot{\beta}K = \beta K$  е реална и положителна величина, и коефициентът на усилване  $K_{ов}$  се изменя във вида:

$$K_{пов} = \frac{K}{1 - \beta K}$$

При  $0 < \beta K < 1$  следва, че  $K_{пов} > K$ , а при  $\beta K \rightarrow 1$  следва, че  $K_{пов} \rightarrow \infty$

Такава обратна връзка, при която коефициентът на усилване  $K_{ов}$  расте, се нарича положителна.

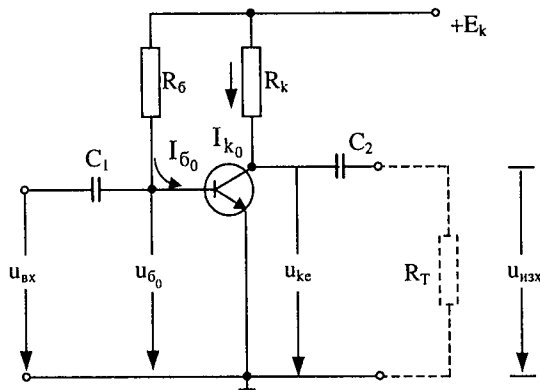
При  $K_{ов} \rightarrow \infty$  в изхода на усилвателя може да се получи напрежение, без да се подава сигнал на входа и усилвателят се превръща в генератор на електрически трептения. Такъв режим на работа на електронния усилвател е недопустим, тъй като влошава неговите качествени показатели.

Положителната обратна връзка при условие  $\beta K = 1$  намира широко приложение в електронните генератори на незатихващи трептения с различна форма.

**9.4. ТРАНЗИСТОРНО УСИЛВАТЕЛНО СЪПАЛО С ОБЩ ЕМИТЕР**

От съществуващите три основни усилвателни схеми /общ емитер, обща база, общ колектор/ най-широко приложение намира усилвателната схема с общ емитер. Тази схема осигурява голямо усилване по напрежение и по ток, за разлика от останалите две схеми, които осигуряват усилване само по ток /схема с общ колектор/ или само по напрежение /схема с обща база/.

Принципната схема на усилвателното съпало с общ емитер с използването на транзистор от типа n-p-n е показана на фиг.9.9.



Фиг. 9.9

Входното напрежение  $U_{вх}$  се подава между базата и емитера, а усиленото напрежение  $U_{изх}$  се взема между колектора и емитера. Така емитерът на транзистора се

явява общ електрод във входната и изходната верига на усилвателя. Във веригата на колектора е свързан резистора  $R_k$ , а във веригата на базата – резистора  $R_b$ . От съпротивлението на базисния резистор зависи стойността на базисния ток, определящ мястото на работните точки върху входните и изходните характеристики на транзистора.

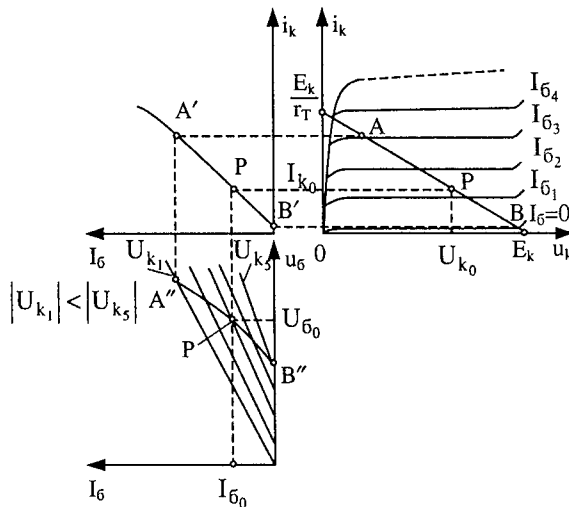
При отсъствие на входното напрежение  $u_{вх} = 0$  през веригата на базата протича постоянният ток  $-I_{b_0}$ , а през веригата на колектора постоянният ток  $I_{k_0}$

Постоянното напрежение между колектора и емитера се определя от израза:

$$U_{k_0} = -E_k - R_k I_{k_0}$$

При подаване на променливото входно напрежение, базисният ток започва да се изменя. От това следва пропорционално изменение на колекторния ток и на колекторното напрежение. Променливата съставка на колекторното напрежение посредством кондензатора  $C_2$  се отделя към товарния резистор  $R_T$ . Същият кондензатор не пропуска към резистора  $R_T$  постоянната съставка на колекторното напрежение. Аналогична роля има кондензаторът  $C_1$  спрямо предишното усилвателно стъпало. Тези кондензатори се наричат “свързващи” (свързват отделните стъпала по променлив ток) и същевременно “разделителни” (по отношение на постояннотоковия режим на отделните стъпала).

Работата на усилвателното стъпало с общ емитер по постоянен ток  $u_{вх} = 0$  може да се анализира графично с помощта на динамичните волт-амперни характеристики, показани на фиг.9.10.



Фиг. 9.10

По втория закон на Кирхов за изходната верига на транзистора (фиг.9.10), състояща се от елементите  $+E_k, r_T$ , колектор, емитер,  $-E_k$ , може да се запише уравнението:

$$E_k = r_T \cdot I_k + U_{ke},$$

в което  $r_T = \frac{R_T \cdot R_K}{R_T + R_K}$  е еквивалентното товарно съпротивление на транзистора по променлив ток.

Съставеното уравнение представлява уравнение на права линия, която се нарича динамична изходна волт-амперна характеристика на транзистора или още товарна права, защото нейния наклон се определя от стойността на товарния резистор  $R_T$ .

Товарната права се чертае върху изходните статични характеристики на транзистора.

$$i_k = f(u_k)_{i_b} = \text{const}$$

Две нейни точки се получават от даденото ÷ по-горе уравнение както следва:

а) Пресечната ÷ точка с ординатната ос  $0-i_k$ : при  $U_k = 0$ , е

$$i_k = \frac{E_k}{r_T}$$

б) Нейната пресечна точка с абсцисната ос  $0-u_k$ : при  $i_k = 0$  е

$$u_k = E_k.$$

Всяка стойност на колекторния ток и колекторното напрежение се определят от пресечните точки на товарната права с изходните характеристики.

Начертването по точки на динамичната входна характеристика върху статичните входни характеристики  $i_b = f(u_b)_{u_k} = \text{const}$  и т.нар. транзитната характеристика  $i_k = f(i_b)$ , се извършва по следния начин:

На всяка зададена стойност на базисния ток  $I_b$  от пресечната точка на съответната изходна характеристика с товарната права се отчитат стойностите на колекторното напрежение  $U_k$  и колекторния ток  $I_k$  /виж фиг.9.10 – точка А/. От стойностите  $I_b$  и  $U_k$  се определя една точка от динамичната характеристика върху входните статични характеристики /виж фиг.9.10 – точка А"/.

От стойностите за  $I_b$  и  $I_k$  се определя също една точка от тъй наречената транзитна характеристика /фиг.9.10 – точка А' / и т.н.

Статичните входни характеристики слабо зависят от колекторното напрежение за повечето транзистори и затова често вместо динамичната входна характеристика се използва една от статичните входни характеристики.

Линейният участък А'В' от транзитната характеристика се използва за работен участък. На него съответствуват работните участъци: АВ от товарната права и А"В" от динамичната характеристика. При транзисторното усилвателно стъпало изходната работна точка р се определя от четири величини:  $I_{b_0}$ ,  $U_{b_0}$ ,  $I_{k_0}$  и  $U_{k_0}$ . В зависимост от избраното положение на изходната работна точка при  $u_{вх} = 0$  може да се определи съпротивлението на резистора  $R_b$ . Например за точка Р от фиг.9.9 и фиг.9.10 следва:

$$R_b = \frac{E_k - |U_{b_0}|}{I_{b_0}}$$

Тъй като при определянето ÷ се приема, че  $u_{вх} = 0$ , т.е. не е подаден входен сигнал за усилване, то положението на тази точка върху динамичната характеристика определя режима на "покой" на усилвателя (на "мълчание" – при нискочестотните усилватели). Този режим се нарича режим на усилване на усилвателя и в зависимост от предварително определения в схемата режим на нейната работа се конструират различни усилвателни стъпала. Основните режими са три: режим клас А, клас В и клас С.

При подаване на входен сигнал токовете и напреженията в транзистора започват да се изменят, т.е. точката Р започва да се движи върху товарната права "в такт" със сигнала.

Принципът на работа на транзисторното усилвателно стъпало с общ емитер може да се поясни допълнително с помощта на входните и изходни характеристики и зависимостите на токовете и напреженията от времето при синусоидално входно напрежение  $u_{вх}$  /фиг.9.11/.

**Режим на усилване клас А.** При този режим на работа от транзитната характеристика се използва само линейният участък. Работна точка Р /при  $u_{вх} = 0$ / се намира в средата на този участък.

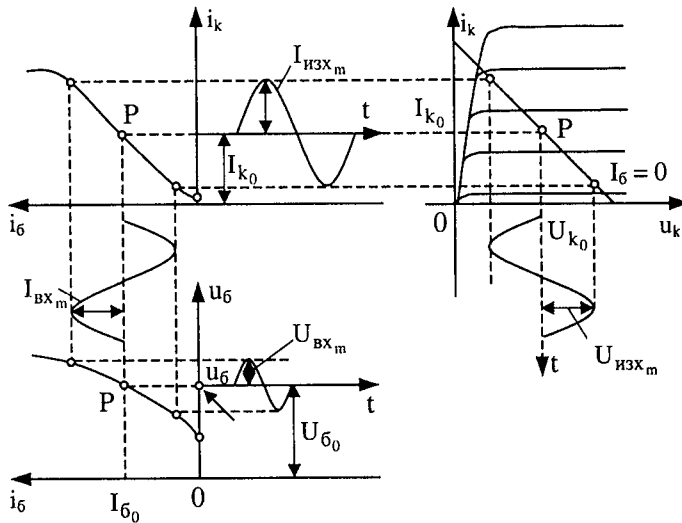
От фиг.9.11 се вижда, че на базата на транзистора се подава напрежение, което е сума от постоянното базисно преднапрежение и променливото входно напрежение

$$u_{б} = U_{б_0} + u_{вх}$$

Като се вземе предвид базисното напрежение  $u_{б}$  и динамичната входна характеристика, може да се определи формата на базисния ток

$$i_{б} = I_{б_0} + i_{вх}$$

Кривата на колекторния ток се построява чрез транзитната характеристика, а кривата на колекторното напрежение – по товарната права върху изходните характеристики на транзистора /виж фиг.9.11/.



Фиг. 9.11

Колекторното напрежение има две съставки: постоянна  $U_{k_0}$  и променлива  $u_{изх}$ , която представлява изходното напрежение на усилвателя или

$$u_k = U_{k_0} + u_{изх}$$

Коефициентът на усилване на стъпалото по напрежение се определя от графиките на фиг.9.11 като съотношение на амплитудните стойности на изходното и входното напрежение

$$K_u = \frac{U_{изх_m}}{U_{вх_m}}$$

Във входната верига на стъпалото има променлив базисен ток, затова може да се определи и коефициентът на усилване по ток

$$K_I = \frac{I_{изх_m}}{I_{вх_m}}$$

Коефициентът на усилване по мощност, който също е важен за транзисторните усилвателни стъпала, се определя от израза

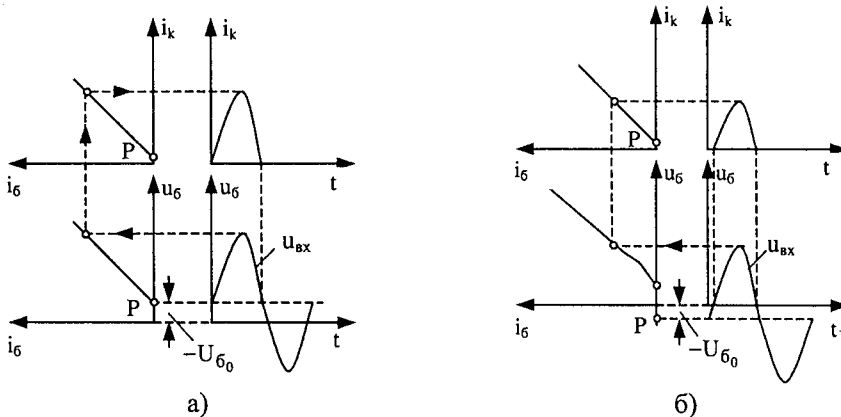
$$K_p = \frac{P_{изх}}{P_{вх}} = \frac{U_{изх_m}}{U_{вх_m}} \frac{I_{изх_m}}{I_{вх_m}} = K_u K_i.$$

Той достига до няколко хиляди.

При режим на работа клас А се получават малки нелинейни изкривявания при усилването (работи се в линеен участък на характеристиките), затова той намира широко приложение за усилване на сигнали. Поради това, че при този режим колекторният ток има постоянна съставка  $I_{k_0}$  не е възможно да се получи коефициент на полезно действие по-голям от 25%.

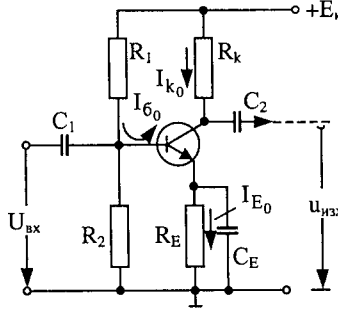
От фиг.9.11 се вижда, че усилвателното стъпало, свързано по схема ОЕ, създава фазовата разлика между входното и изходното напрежение, равно на  $\pi$ , т.е.  $u_{вх}$  и  $u_{изх}$  са в противофаза.

**Режим на усилване клас В.** При този режим изходната работна точка Р се установява близо до точката на запусване на транзистора ( $I_{\beta_0} \approx 0$ ). Ако входното напрежение е синусоидално, графиката на колекторния ток има вида, показан на фиг.9.12а. Пропорционалност между измененията на входното напрежение и измененията на колекторния ток съществува само за едната полуwave на входното напрежение, а за другата полуwave транзисторът остава запушен. Коефициентът на полезно действие може да достигне до 70%. Режимът на работа клас В намира приложение най-често при усилвателите на мощност, където се изисква голяма стойност на к.п.д.  $\eta$  ( $\eta$  достига 70 %).



Фиг. 9.12

**Режим на усилване клас С.** Този режим на работа се установява когато постоянното базисно преднапрежение  $U_{\beta_0}$  е отрицателно /за транзистори п-р-п/, т.е. транзисторът е запушен без входен сигнал. Графиката на колекторния ток при входно синусоидално напрежение е показана на фиг.9.12б. При този режим коефициентът на полезно действие достига до 85 %. Режимът на работа клас С намира приложение в транзисторните схеми, които имат трептящи кръгове, в които силно деформираната синусоидална форма на сигнала се възстановява като се получава голям к.п.д.



Фиг. 9.13

Както бе показано в Глава 8 характерна особеност на полупроводниковите елементи е зависимостта на техните параметри от температурата на р-п преходите. Затова в схемите се вземат мерки за температурна стабилизация на режима на работа на тези елементи.

Температурната стабилизация се осъществява чрез въздействие на емитерната верига върху работата на транзисторите при промяна на температурата.

На фиг.9.13 е показана схемата с емитерна стабилизация.

На схемата постоянният базисен ток  $I_{\beta_0}$  се получава чрез делител на напрежение, в който участват резисторите  $R_1$  и  $R_2$ . В емитерната верига е свързан резисторът  $R_E$ , който стабилизира стойността на постоянния колекторен ток  $I_{k_0}$  при изменение на околната температура.

При повишаване на температурата в транзистора се получават нови токоносители и постоянният емитерен ток  $I_{E_0}$  нараства, следствие на което нараства и напрежителният пад в краищата на резистора  $R_E$ . Потенциалът на емитера спрямо базата намалява. Намалява и постоянният базисен ток  $I_{\beta_0}$ , в резултат на което колекторният ток се ограничава. В случая се осъществява обратно въздействие на колекторната верига /изходната/ върху веригата емитер-база /входната/ при повишаване на температурата.

Това обратно въздействие /отрицателна обратна връзка/ на променливите съставки на колекторния и базисния ток не трябва да съществува, защото ще се намали усилването на съпалото. По тези причини успоредно на резистора  $R_3$  се свързва кондензаторът  $C_E$ , чието съпротивление  $X_C$  се подбира да бъде по-малко от съпротивлението на резистора  $R_E$  за най-ниската честота на усилвания сигнал:

$$\text{нал: } X_C = \frac{1}{\omega C} < \frac{R_E}{10}$$

### 9.5. УСИЛВАТЕЛИ С RC-ВРЪЗКА

Усилвателите с RC-връзка се използват най-често, защото са прости по конструкция и компактни. Характерното при тези усилватели е, че в изходната верига на всяко стъпало се поставя резистор R, а връзката между две усилвателни стъпала се осигурява посредством кондензатор C, затова се наричат усилватели с RC- връзка или само RC-усилватели.

Основно изискване към RC-усилвателите е да усилват входните сигнали с минимални нелинейни изкривявания. Затова те работят най-често в режим клас А. При тях коефициентът на полезно действие не е от съществено значение, поради малката им мощност.

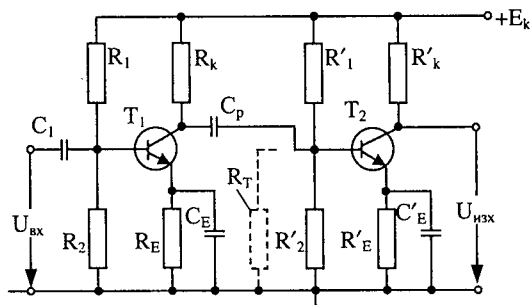
Принципната схема на един двустъпален транзисторен RC-усилвател е дадена на фиг.9.14, където транзисторите са свързани по схемата с общ емитер.

В транзисторните RC-усилватели връзката между стъпалата се осъществява посредством кондензатора за връзка C<sub>p</sub>. Необходимите постоянни базисни токове за двата транзистора /T<sub>1</sub> и T<sub>2</sub>/се осигуряват от източника на колекторното напрежение E<sub>k</sub> и делителите на напрежение, образувани от резисторите R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> и R'<sub>1</sub>,R'<sub>2</sub>.

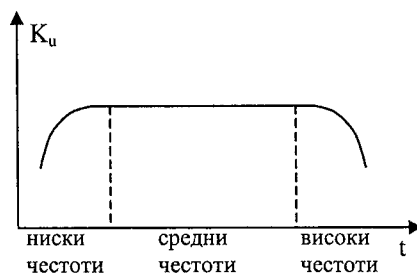
В схемата е осигурена температурна стабилизация на режима на работа на транзисторите посредством RC-групите R<sub>3</sub> и C<sub>3</sub>, и R'<sub>3</sub> и C'<sub>3</sub>.

Кондензаторът C<sub>p</sub> отделя изходната верига на транзистора T<sub>1</sub> от входната верига на транзистора T<sub>2</sub>. Той не позволява да се прехвърля постоянното напрежение от колекторната верига на транзистора T<sub>1</sub> към базата на транзистора T<sub>2</sub>.

На фиг.9.14 с резистора R<sub>T</sub> е представено общото входно съпротивление на второто усилвателно стъпало. То отчита входното съпротивление R<sub>вх</sub> на транзистора T<sub>2</sub> и паралелно включените /по отношение на променливата съставка на тока/ съпротивления от делителя R'<sub>1</sub> и R'<sub>2</sub>  $|R_T = R_{вх2} \parallel R'_1 \parallel R'_2|$ . Съпротивлението R<sub>T</sub> е сравнително малко и затова кондензаторът за връзка C<sub>p</sub> се избира със значително по-голям капацитет, обикновено от порядъка на няколко десетки микрофарада.



Фиг. 9.14



Фиг. 9.15

Амплитудно-честотната характеристика на транзисторния RC-усилвател е показана на фиг.9.15. Коефициентът на усилване по напрежение /а също и по ток/ в областта на средните честоти се запазва постоянен и практически не зависи от честотата.

В областта на ниските честоти съпротивлението на кондензатора нараства много и малка част от усилвания сигнал постъпва във входната верига на следващия

транзистор. В областта на високите честоти характеристиката също спада поради влиянието, което имат съпротивленията на капацитета в колекторния р-п преход на транзистора и на входните и изходните паразитни капацитети.

## 9.6. УСИЛВАТЕЛИ С ТРАНСФОРМАТОРНА ВРЪЗКА

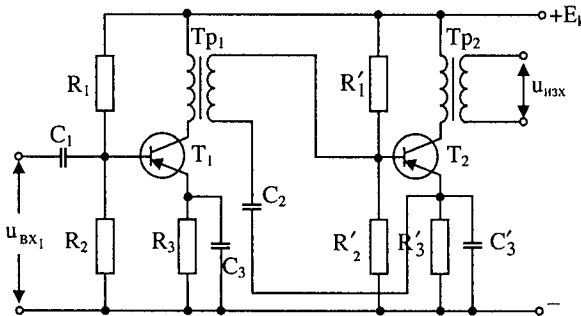
Връзката между две усилвателни стъпала на напрежение /или ток/ може да бъде осъществена посредством трансформатор. В този случай усилвателите се наричат усилватели с трансформаторна връзка.

Включването на повишаващ трансформатор между две стъпала позволява да се получи по-голям коефициент на усилване в един тесен честотен диапазон.

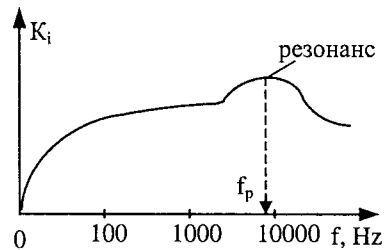
При използване на трансформатор за връзка е възможно изводите на вторичната намотка да бъдат напълно отделени от общия проводник на усилвателя /земля/. Такъв изход се нарича симетричен. Напрежението на вторичната намотка на трансформатора може да се променя по фаза на  $180^\circ$ , ако се разменят изводите на намотката. Включването на трансформатор в изходната верига на едно усилвателно стъпало позволява да се нагоди съпротивлението на консуматора към колекторната верига на транзистора. Този начин на нагаждане се прилага при усилвателите на мощност.

Схемата на усилвател на напрежение с трансформаторна връзка е дадена на фиг.9.16, а амплитудно-честотната характеристика е дадена на фиг.9.17.

Посредством трансформатора за връзка се осъществява съгласуване между изходното съпротивление на първото стъпало с входното съпротивление на второто стъпало, така че да се получи най-голям коефициент на усилване по напрежение.



Фиг. 9.16



Фиг. 9.17

Разгледаните усилватели на напрежение с трансформаторна връзка притежават някои съществени недостатъци, които ограничават тяхното приложение в различни области на техниката. По-важни от тях са: по-сложна конструкция; по-голямо тегло и размери на трансформатора; по-висока цена в сравнение с RC-усилвателите; много по-неравномерна амплитудно-честотна характеристика, особено в областта на високите честоти, където при определена честота  $f_p$  настъпва резонанс на напрежението, който се проявява с подем на амплитудно-честотната характеристика. За възникването на този резонанс причина са характеристиките за трансформаторите индуктивности на разсейване на първичната и вторичната намотка  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$ , както и паразитния капацитет  $C_0$ .

## 9.7. НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ НА МОЩНОСТ

Основното предназначение на усилвателите на мощност е да осигурят в товарното съпротивление на консуматора максимална мощност при големи стойности на коефициента на усилване по мощност и коефициента на полезно действие, една особеност, която отличава тези усилватели от RC-усилвателите и усилвателите с трансформаторна връзка. В отделни случаи към усилвателите на мощност се предявява и изискването за минимално изкривяване на кривата на изходния сигнал в сравнение с тази на входния /минимални нелинейни изкривявания/.

Като консуматори към тях могат да бъдат включени различни електромагнитни релета, измервателни механизми, малки електродвигатели, високоговорители, записващи апарати и др. Обикновено съпротивлението на консуматора е по-голямо или по-малко от оптималната стойност на необходимото товарно съпротивление на даден усилвател на мощност. Това обстоятелство налага товарното съпротивление към усилвателя да се свързва не директно, а посредством нагаждащ трансформатор. Първичната намотка  $N_1$  на този трансформатор се включва във колекторната верига на усилвателя, а към вторичната намотка  $N_2$  се включва външният товар  $R_T$ . Съпротивлението на товара, приведено към първичната намотка, зависи от коефициента на трансформация на трансформатора:

$$R'_T = R_T \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 = R_T k_{\text{тр}}^2.$$

Ако съпротивлението на товара е зададено, коефициентът на трансформация се подбира с такава стойност, че да се получи максимална мощност в товара.

Според използваната схема усилвателите на мощност се делят на еднотактни и двутактни усилватели на мощност /усилвателни стъпала/.

Еднотактните усилватели на мощност работят най-често в режима на усилване клас А, при който се осигуряват минимални изкривявания на усилвания сигнал, а необходимата мощност в товара не е по-голяма от няколко вата.

Двутактните усилвателни стъпала в зависимост от изходната мощност и допустимите нелинейни изкривявания могат да работят в режим клас А, В или АВ.

В усилвателите на мощност се използват като усилвателни елементи мощни транзистори.

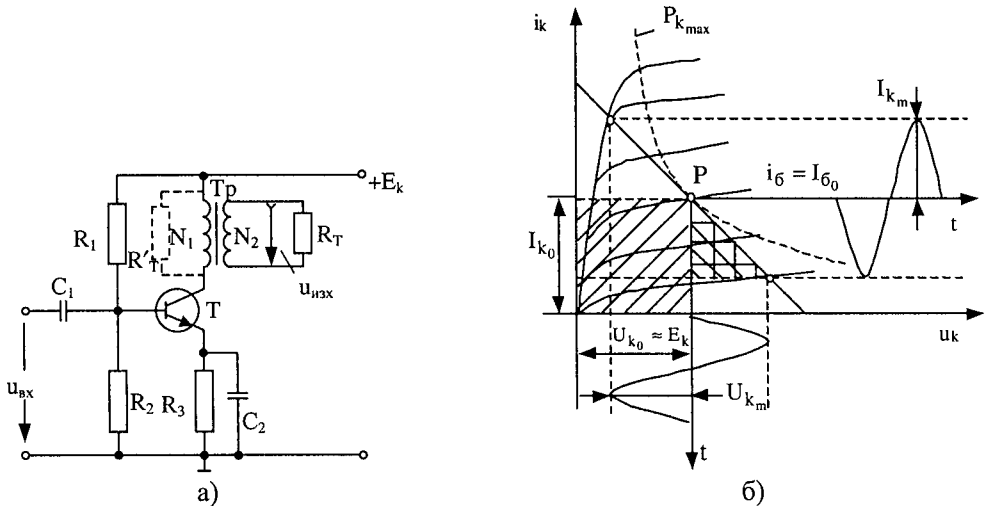
### 9.7.1. Еднотактни усилватели на мощност

Принципната схема на еднотактен усилвател на мощност с транзистор, свързан по схемата с общ емитер е показана на фиг.9.18.

Консуматорът със съпротивление  $R_T$  е свързан към изходната верига на транзистора посредством трансформатора  $T_p$ . В схемата е осигурена температурна стабилизация на режима на работа посредством резистора  $R_3$  и кондензатора  $C_2$ .

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 температурен режим на транзистора при минимални нелинейни изкривявания на сигнала. На фиг.9.18 са дадени изходните характеристики  $i_k = f(u_k)_{i_6} = \text{const}$  и то-

варната права на транзистора. С прекъснатата линия е означена хиперболата на допустимата максимална мощност на колектора  $P_{k_{max}} = \text{const}$ , определена за най-високата допустима за транзистора температура на околната среда.  $P_{k_{max}}$  се дава в каталог за всеки тип транзистор.



Фиг. 9.18

Положението на изходната работна точка P се посочва в каталог за всеки тип транзистор върху товарната права. Тя се избира така, че да бъде близо до хиперболата на допустимата мощност. При режим клас А работната точка се определя от постоянният колекторен ток  $I_{k_0}$  и постоянното колекторно напрежение  $U_{k_0} \approx E_k$  /активното съпротивление на първичната намотка  $N_1$  на трансформатора е малко и се пренебрегва/.

Стойността на базисния ток, която съответства на избрания колекторен ток  $I_{k_0}$ , се осигурява от резисторите  $R_1$  и  $R_2$ .

За да не се претоварва транзисторът трябва да се спазва условието

$$U_{k_0} I_{k_0} \leq P_{k_{max}}$$

Мощността, която транзисторът консумира от токозахранващия източник е

$$P_0 = U_{k_0} I_{k_0}$$

Тя се представя графически с площта на заштрихования правоъгълник /фиг.9.18б/

Мощността, която се получава в първичната намотка на трансформатора се определя от амплитудната стойност на променливата съставка на колекторния ток  $I_{k_m}$  и амплитудната стойност на колекторното напрежение  $U_{k_m}$  т.е.

$$P_1 = \frac{1}{2} U_{k_m} I_{k_m}$$

и се представя графически с площта на заштрихования триъгълник върху изходните характеристики (има се предвид, че активната мощност се получава като произведе-

ние от ефективните стойности на напрежението и тока, т.е.  $P = U \cdot I$ , а освен това  $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$  и  $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ .

Мощността, която се отделя в активното съпротивление на товара се определя по формулата

$$P_{изх} = P_1 \eta_{тр},$$

където  $\eta_{тр}$  е коефициентът на полезно действие на трансформатора.

Коефициентът на полезно действие на усилвателното стъпало /заедно с изходния трансформатор/ е

$$\eta = \frac{P_{изх}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{U_{k_m}}{U_{k_0}} \frac{I_{k_m}}{I_{k_0}} \eta_{тр}.$$

Тъй като при режим клас А и пълно възбуждане на усилвателното стъпало  $U_{k_m} \approx U_{k_0}$ , а  $I_{k_m} \approx I_{k_0}$ , то за максималната стойност на коефициента на полезно действие се получава

$$\eta_{max} \approx 0,5 \eta_{тр}.$$

Ако изходният трансформатор се приеме за идеален  $\eta_{тр} = 1$ , то коефициентът на полезно действие ще клони към 0,5.

Необходимото товарно съпротивление  $R_k$  в колекторната верига  $R_k = R'_T$  се определя от изрази

$$R_k = R'_T = \frac{U_{k_m}}{I_{k_m}}.$$

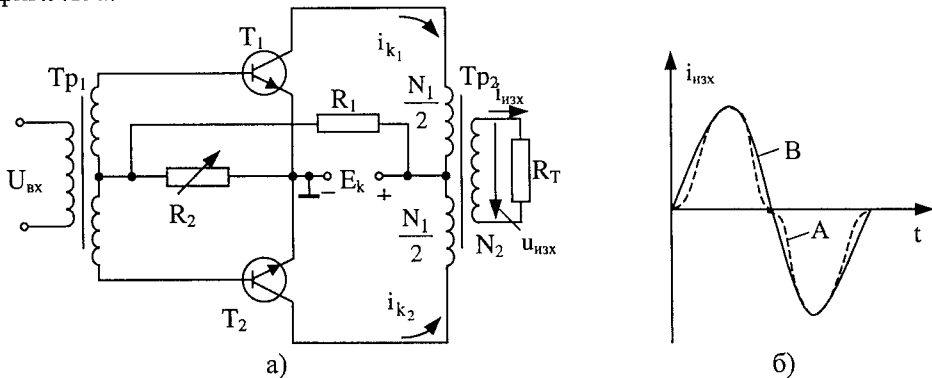
а коефициентът на трансформация на изходния трансформатор /за  $\eta_{тр} = 1$ / от формулата

$$K_{тр} = \sqrt{\frac{R_k}{R_T}}$$

### 9.7.2. Двухактни усилватели на мощност

Те се използват най-често с цел да се получи голяма изходна мощност.

Една от принципните схеми на този вид усилватели с транзистори е показана на фиг.9.19а.



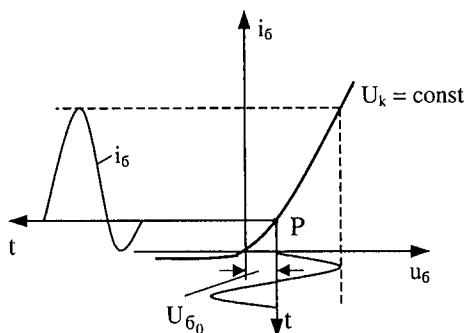
Фиг. 9.19

Тя се състои от два транзистора  $T_1$  и  $T_2$ , симетрични трансформатори  $T_{p1}$  /входен/ и  $T_{p2}$  /изходен/. Транзисторите са свързани по схемата с общ емитер, при която коефициентът на усилване по мощност е най-голям, а режимите на работа за посочената схема могат да бъдат клас В.

Входното напрежение, посредством трансформатора  $T_{p1}$  се подава в противофаза към базите на двата транзистора. Колекторните токове  $i_{k1}$  и  $i_{k2}$  протичат последователно за двата полупериода на входното напрежение. Те създават магнитни полета в магнитопровода на трансформатора  $T_{p2}$ , които са в противоположни посоки. Поради това индуктираното напрежение във вторичната намотка и протичащия изходен ток  $i_{изх}$  през затворената верига имат форма, близка до тази на входното напрежение.

Една особеност на двутактните усилватели, работещи в режим клас В е, че кривата на изходния ток  $i_{изх}$  получава изкривяване в областта, където стойностите на този ток са малки. На фиг. 9.19б с кривата А е даден изкривеният изходен ток за входното напрежение със синусоидална форма. Това деформиране на кривата се дължи на началния нелинеен участък, който има входната характеристика на транзистора /фиг. 9.20/.

За да се намали изкривяването в кривата на изходния ток се подава постоянно базисно напрежение  $U_{б0}$  посредством резисторите  $R_1$  и  $R_2$ , така че началният нелинеен участък на входната характеристика да не се използва. Тогава кривата на тока  $i_{изх}$  /при синусоидално входно напрежение/ се приближава до синусоида /фиг. 9.19б, крива В/, а режимът на работа от клас В преминава в клас АВ (в режим клас АВ работната точка Р заема междинно положение спрямо това в режим клас А и режим клас В).



Фиг. 9.20

Обикновено анализът на работа на двутактното транзисторно стъпало се отнася за режим на работа клас В, тъй като режимът клас А се използва по-рядко, а за режимът клас АВ се получават твърде близки резултати. За простота се приема, че входната характеристика на транзисторите е права линия. Тогава при входен синусоидален сигнал всеки транзистор осигурява в първичната намотка на изходния трансформатор токов импулс с форма една полуълна и амплитуда  $I_{k_m}$

Мощността, която двата транзистора, изграждащи двутактното стъпало консумират от токозахранващия източник се определя от израза

$$P_0 = 2U_{k_0} I_{k_0}$$

В първичната намотка на изходния трансформатор се отделя променливотокова мощност, която се определя от амплитудите на променливите съставки на напрежението и тока и е

$$P_1 = \frac{1}{2} U_{k_m} I_{k_m} = \frac{1}{2} I_{k_m}^2 R'_T,$$

където

$$R'_T = R_T \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{R_T}{4} K_{тр}^2$$

е приведеното съпротивление към половината на първичната намотка на изходния трансформатор /фиг.9.19.а/.

Мощността, отдавана в товарното съпротивление се определя по формулата

$$P_{изх} = P_1 \eta_{тр}$$

Коефициентът на полезно действие на двутактното стъпало с транзистори е

$$\eta = \frac{P_{изх}}{P_0} = \frac{P_1}{P_0} \eta_{тр}$$

Този коефициент на двутактното стъпало при режим клас В и пълно натоварване на усилвателя достига до стойност

$$\eta = 0,78 \eta_{тр}.$$

В случай, че изходният трансформатор на двутактното стъпало се приеме за идеален / $\eta_{тр} = 1$ /, то коефициентът на полезно действие ще клони към 0,78.

## ДЕСЕТА ГЛАВА

ЕЛЕКТРОННИ ГЕНЕРАТОРИ  
НА СИНУСОИДАЛНИ ТРЕПТЕНИЯ

## 10.1. ОБЩИ ПОЛОЖЕНИЯ

Електронните генератори на синусоидални /хармонични/ трептения са устройства, които посредством активен елемент /транзистор/ преобразуват енергията на постоянния ток в енергия на електрически трептения със синусоидална форма и определена честота /хармонични трептения/.

Тези генератори намират широко приложение в радиотехниката, телевизията, промишлената електроника, в различни устройства за телеизмерване и телеуправление и др.

В зависимост от честотата на трептенията генераторите се делят на:

- а) генератори на ниски честоти /до 20 kHz/;
- б) генератори на ултразвукови честоти /от 20 kHz до 100 kHz/;
- в) генератори на високи честоти /от 100 kHz до 100 MHz/;
- г) генератори на свръхвисоки честоти /над 100 MHz/;

В зависимост от режима на работа се различават генератори с независимо /външно/ възбуждане и генератори със самовъзбуждане /автогенератори/.

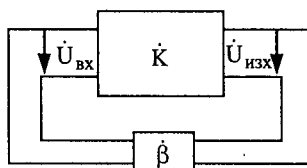
Генераторите с независимо възбуждане представляват по същество резонансни усилватели на мощност. Те се състоят от усилвателен елемент и паралелен резонансен контур, свързан в изходната верига, а във входната верига се подава за усилване хармоничен сигнал, който е получен от друго външно устройство.

Електронните генератори на синусоидални трептения могат да бъдат включени в режим на работа клас А, клас В или клас С.

10.2. ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА ГЕНЕРАТОРИТЕ  
СЪС САМОВЪЗБУЖДАНЕ

Генераторите със самовъзбуждане са източници на незатихващи трептения. За да се изяснят условията, при които възникват и съществуват тези трептения, генераторите със самовъзбуждане се разглеждат като усилватели, обхванати от положителни обратни връзки.

Принципната блокова схема на генератор със самовъзбуждане е дадена на фиг.10.1, където с  $\dot{K}$  е означен коефициентът на усилване на усилвателя, а с  $u_{вх}$  и  $u_{изх}$  съответно входното и изходното напрежение на същия.



Фиг. 10.1

Връзката между коефициента на предаване по напрежение  $\beta$  и напреженията  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{изх}}$  се дава с равенството

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \beta \dot{U}_{\text{изх}}.$$

От друга страна изходното напрежение  $U_{\text{изх}}$  се явява усиленото входно напрежение  $U_{\text{вх}}$  или

$$\dot{U}_{\text{изх}} = \dot{K} U_{\text{вх}}.$$

Като се вземат предвид двете равенства се получава

$$\dot{U}_{\text{изх}} = \dot{K} \beta U_{\text{изх}}.$$

От този израз следва, че за да се поддържат в изхода на усилвателя незатихващи трептения, трябва да бъде изпълнено условието

$$\dot{K} \beta = 1.$$

Последното уравнение може да се представи още във вида

$$ke^{j\psi_k} \beta e^{j\psi_\beta} = 1.$$

Равенството  $\dot{K} \beta = 1$  може да бъде осигурено, ако се съблюдават едновременно следните две условия

1/ Произведението от модулите на две величини  $|\beta|$  и  $|\dot{K}|$  да бъде равно на единица, т.е.

$$K \beta = 1$$

Това съотношение между величините  $K$  и  $\beta$  се нарича *условие за баланс на амплитудите* за възникване на незатихващи трептения.

2/ Сумата от аргументите на величините  $\dot{K}$  и  $\dot{\beta}$  да бъде равна на нула:

$$\psi_K + \psi_\beta = 0 \text{ или } \psi_K = -\psi_\beta.$$

Второто равенство се нарича *условие за баланс фазите* за самовъзбуждане на усилвателя. Според него коефициентите на усиление и предаване по напрежение трябва да имат еднакви по стойност и различни по знак фазови ъгли. При спазване на горното условие, напрежението, което се взема от изхода на усилвателя и се подава във входа на същия трябва да бъде във фаза с входното му напрежение.

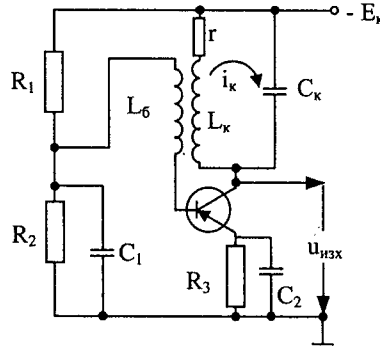
Ако амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане са изпълнени само за една усилвана честота, получените трептения ще имат синусоидален характер.

Ако двете условия са спазени за широк честотен диапазон, тогава получените трептения нямат синусоидална форма. Такива трептения се наричат релаксационни и се разглеждат в следващата глава.

### 10.3. ГЕНЕРАТОРИ СЪС САМОВЪЗБУЖДАНЕ ОТ ТИПА LC

Генераторите със самовъзбуждане от типа LC биват с трансформаторна, индуктивна и капацитивна обратна връзка.

В LC-генераторите транзисторите се свързват най-често по схемата с общ емитер. Принципната схема на транзисторен LC-генератор е дадена на фиг.10.2. Тук обратната връзка е трансформаторна и е осъществена посредством бобините  $L_6$  и  $L_k$ .



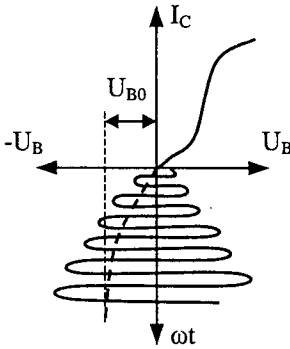
Фиг. 10.2

На тази схема резисторите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и кондензаторът  $C_2$  са предназначени да осигурят необходимия режим на работа на транзистора /по постоянен ток/ и неговата температурна стабилизация.

Кондензаторът  $C_1$  е с незначително реактивно съпротивление за честотата, на която работи LC-генераторът и заземява единият край на базовата намотка  $L_б$ .

Процесът на самовъзбуждане на генератора протича по следния начин.

При включване на колекторното напрежение на генератора кондензаторът  $C_k$  в резонансния контур се зарежда и в контура възникват затихващи трептения, т.е. в контура протича затихващ ток  $i_{кр}$ . Когато той преминава през бобината  $L_k$  в базовата бобина  $L_б$  се индуцира променливо е.д.н. с честота, равна на честотата на тока в резонансния контур. За да се получи положителна обратна връзка между базовата и колекторната верига, трябва променливите съставки на базовото и колекторното напрежение да се различават по фаза с ъгъл  $\pi$ . Това се постига чрез подходящо свързване на изводите на базовата бобина  $L_б$  с базата и емитера. При положителна обратна връзка променливата съставка на колекторния ток, който се определя от базовото напрежение, увеличава тока в контура. На свой ред това ще предизвика нарастване на базовото напрежение, което наред с това ще доведе до увеличаване на тока в контура. Така процесите ще протичат, докато завърши самовъзбуждането на генератора и се установят променливи токове и напрежения, чиито амплитуди остават постоянни величини.



Фиг. 10.3

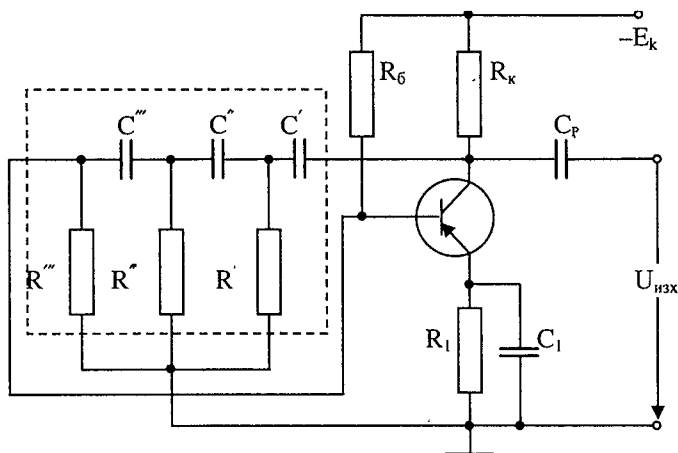
Амплитудата на променливата съставка на колекторния ток в процеса на самовъзбуждане на генератора достига определена ограничена стойност, тъй като с увеличаване амплитудата на базовото напрежение намалява средната стойност на стръмността на динамичната характеристика  $I_k = f(U_б)$  и транзисторът се насища (фиг. 10.3).

#### 10.4. ГЕНЕРАТОРИ НА СИНУСОИДАЛНИ ТРЕПТЕНИЯ ОТ ТИПА RC

Генераторите на синусоидални трептения от типа RC са изградени на базата на усилвателите на напрежение с резистори и кондензатори и затова се наричат RC-генератори. С помощта на RC-генераторите могат да се получат трептения не само с

ниска, но и с по-висока честота до няколкостотин килохерца. Предимствата на тези генератори пред LC-генераторите се проявяват най-вече в областта на ниските честоти, където при качествени резистори и кондензатори и получените трептения имат висока стабилност.

При RC-генераторите, за да се получат трептения със синусоидална форма, условието за самовъзбуждане  $K\beta = 1$  трябва да бъде изпълнено само за една честота, затова веригата за обратна връзка се прави честотно зависима. В този случай необходимите фазови условия за самовъзбуждане на усилвателя ще бъдат изпълнени само за една честота и ще се получат трептения със синусоидална форма.



Фиг. 10.4

На фиг. 10.4 е дадена схема на едностъпален транзисторен RC-генератор.

Честотно зависимата верига на обратната връзка е оградена на фигурата с прекъснатата линия. Състои се от три кондензатора  $C$  и три резистора  $R$ . Тази верига има свойството да изменя за определена честота фазата на сигнала, преминаващ през нея на ъгъл  $\pi$ . Освен това транзисторът, свързан в схема ОЕ също обръща фазата на усилвания от него сигнал на ъгъл  $\pi$ . В такъв случай частта от върнатия от колекторната верига сигнал се подава отново в базисна верига със същата първоначална фаза (фиг.10.4), което обезпечава условието за баланс на фазите, т.е. реализирането на ПОВ.

Основните предимства на RC-генераторите са: проста конструкция, малко тегло, размери и цена. Освен това, в обхвата на ниските звукови честоти работят устойчиво.

При тези генератори е трудно да се осъществи плавно изменение на честотата в по-широк честотен диапазон. Освен това формата на изходното им напрежение малко се различава от синусоидалната.

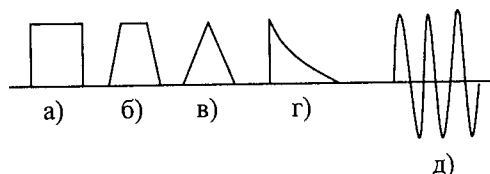
Посочените недостатъци на тези генератори се намаляват с изработването на по-сложни RC-генератори, например двустъпални, а ако се приложи отрицателна обратна връзка, формата на изходния сигнал се приближава значително до синусоидалната.

## ЕДИНАДЕСЕТА ГЛАВА

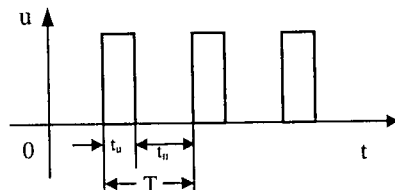
### ЕЛЕКТРОННИ СХЕМИ ЗА АВТОМАТИКАТА И ИЗЧИСЛИТЕЛНАТА ТЕХНИКА

#### 11.1. ФОРМИРАНЕ НА ИМПУЛСИ. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Импулс на напрежение или на ток е напрежение или ток, който действа в дадена електрическа верига в кратък интервал от време. Продължителността на импулса може да бъде различна от части от микросекундата до няколко десети секунди. Разделът на електрониката, който се занимава с формирането на импулси и анализа на схемите за получаването им, се нарича импулсна техника. Устройствата на импулсната техника са намерили много широко приложение в електронните изчислителни машини, осцилоскопите, електронните измервателни и регулиращи уреди, радиолокационната техника и др. В зависимост от предназначението се прилагат импулси с разнообразна форма, например, правоъгълни (фиг.11.1а), трапецовидни (фиг.11.1б), триъгълни (фиг.11.1в), експоненциални (фиг.11.1г), радиоимпулси, т.е. импулси с високочестотни трептения (фиг.11.1д) и др.



Фиг. 11.1



Фиг. 11.2

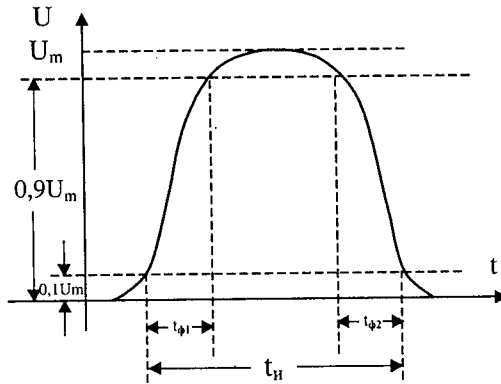
Често в една електрическа верига действа последователност от импулси. В този случай обикновено се приема, че интервалът от време между два последователни импулса  $t_p$  е значително по-голям от тяхната продължителност. Най-често повторението на импулсите е периодичен процес (фиг.11.2).

Периодично повтарящите се импулси се характеризират с честотата на повторение на импулсите  $F$  и коефициента на запълване на импулса  $\lambda$ . Коефициентът на запълване на импулса  $\lambda$  се определя от отношението на продължителността на импулса  $t_u$ , към периода на повторение  $T$ , т.е.  $\lambda = \frac{t_u}{T}$ , а честотата на повторение на им-

пулсите се определя от израза  $F = \frac{1}{T} = \frac{\lambda}{t_u}$ . На фиг. 11.2 с  $t_p$  е означена продължителността на паузата.

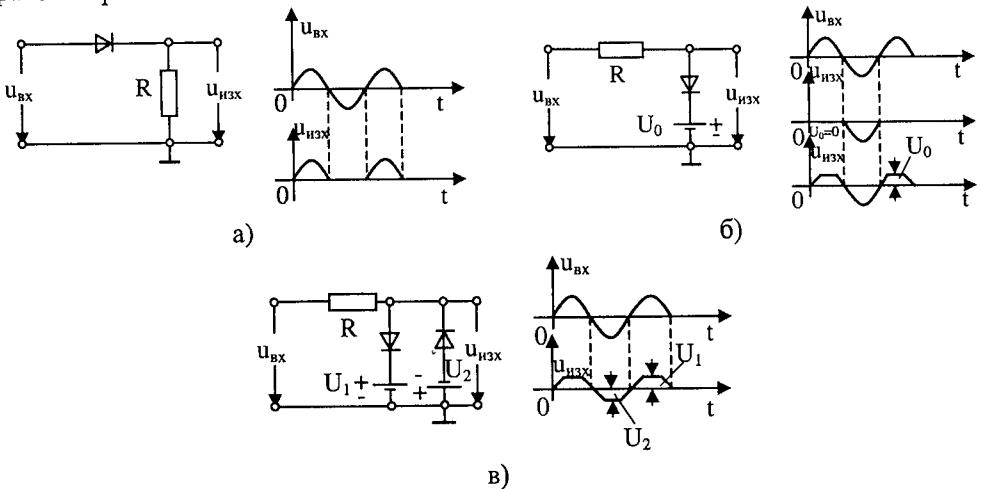
Единичният импулс (фиг.11.3) се характеризира с амплитуда  $U_m$ , продължителност  $t_u$ , продължителност на предния фронт  $t_{\phi 1}$  и продължителност на задния фронт  $t_{\phi 2}$ . Прието е продължителността на импулса  $t_u$  да се определя с времето, за което импулсът има стойности по-големи от нивото  $0,1 U_m$ . По същия начин продължителността на предния фронт е времето, за което импулсът изменя своята стойност от  $0,9$  до  $0,1 U_m$ .

Ограничители се наричат електронни схеми, чието изходно напрежение остава неизменно при входно напрежение над или под известна стойност. Ако изходното напрежение не се променя, когато входното напрежение надвиши определено ниво, ограничението е отгоре, а ако напрежението е постоянно по големина при входно напрежение под някакво ниво-ограничението е отдолу. Когато изходното напрежение остава едно и също при стойности на входното напрежение извън даден интервал, ограничението е двустранно.



Фиг. 11.3

Схемите на ограничителите се изграждат с полупроводникови диоди или транзистори.



Фиг. 11.4

При последователно включване на диода (фиг.11.4а) върху резистора R, т.е. на изхода на схемата, ще има напрежение, когато диодът пропуска. При показаната на чертежа посока на пропускане на диода, на изхода на схемата ще има напрежение при положително входно напрежение. Формата на изходното напрежение в интервала на пропускане ще бъде като тази на входното. За отрицателни стойности на

входното напрежение изходното напрежение е нула. Следователно полученият ограничител е отдолу с нулево ниво на ограничаване. Ако се смени посоката на пропускане на диода, ограничителят ще стане отгоре с нулево ниво на ограничаване.

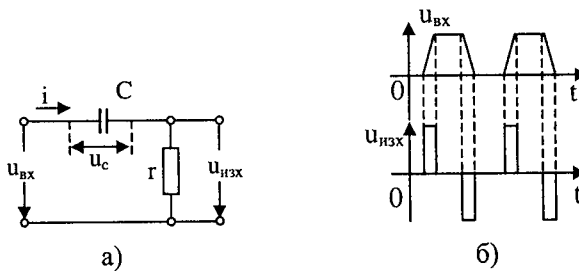
При паралелно включване на диода към изхода на схемата (фиг.11.4б) изходното напрежение е нула, когато входното напрежение е в посока на пропускане на диода, тъй като съпротивлението на отпушения диод е много малко. Чрез включване на постоянно напрежение във веригата на диода може да се регулира нивото на ограничаване.

Двустранен ограничител може да се получи посредством включването на две диодни вериги паралелно на изхода (фиг.11.4в). Първата ограничава отгоре с ниво  $U_1$ , а втората-отдолу с ниво  $U_2$ . Между двете нива на ограничение изходното напрежение повтаря формата на входното. Ако входното напрежение е синусоидално, изходното напрежение ще се получи с трапецовидна форма.

## 11.2. ДИФЕРЕНЦИРАЩИ И ИНТЕГРИРАЩИ ВЕРИГИ

Диференцираща верига се нарича тази, чийто изходен сигнал е пропорционален на производната на входния сигнал. Най-простата диференцираща верига може да се получи от последователно свързан кондензатор и резистор при подходящ подбор на параметрите им (фиг. 11.5а). Уравнението, което описва процеса във веригата, съставено по втория закон на Кирхоф е

$$u_{вх} = u_{изх} + u_c = \frac{1}{C} \int i dt + ri$$



Фиг. 11.5

Съпротивлението на резистора  $r$  и капацитетът на кондензатора  $C$  се подбират с малки стойности. В такъв случай напрежителният пад в резистора ще бъде много малък и ще бъде изпълнено условието  $ri \ll \frac{1}{C} \int i dt$ . Тогава напрежителният пад  $ri$  може да се пренебрегне и да се приеме, че  $u_{вх} \approx \frac{1}{C} \int i dt$ , от където след диференци-

ране се получава  $i \approx C \frac{du_{вх}}{dt}$ . Изходното напрежение, което се получава върху  $r$  ще

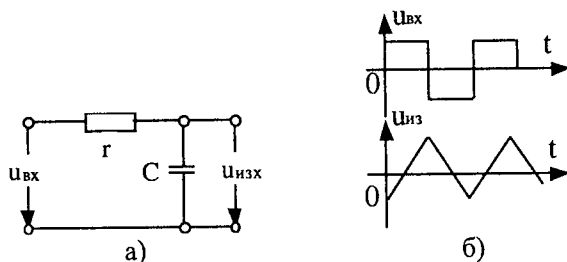
$$\text{бъде } u_{изх} = ri \approx C \frac{du_{вх}}{dt}$$

Като пример на фиг.115б е показано диференцирането на еднополярни импулси с трапецовидна форма, като формата на изходните импулси е идеализирана.

Интегрираща верига се нарича тази, чийто изходен сигнал е пропорционален на интеграла във времето на входното напрежение. Най-проста интегрираща верига се получава от последователно свързани резистор и кондензатор при подходящ подбор на параметрите им (фиг.11.6а). Процесът във веригата се описва с уравнението

$$u_{\text{вх}} = ri + \frac{1}{C} \int idt$$

Съпротивлението на резистора  $r$  и капацитетът на кондензатора  $C$  се избират с големи стойности.



Фиг. 11.6

Поради големите стойности на  $r$  и  $C$ , напрежението върху кондензатора ще бъде малка величина и ще бъде изпълнено условието  $ri \gg \frac{1}{C} \int idt$ . Тогава  $u_{\text{вх}} \approx ri$  или

$$i \approx \frac{u_{\text{вх}}}{r}$$

При тази предпоставка, за напрежението върху кондензатора, т.е. за изходното напрежение, се получава  $u_{\text{изх}} = \frac{1}{C} \int idt \approx \frac{1}{rC} \int u_{\text{вх}} dt$ .

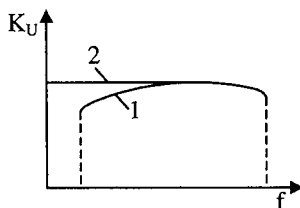
На фиг.11.6б е показано използването на интегрираща верига за получаване на импулси в трионовидна форма от правоъгълни импулси. И тук формата на изходното напрежение е начертана идеализирано.

### 11.3. ПОСТОЯННОТОКОВИ УСИЛВАТЕЛИ

Постояннотоковите усилватели са предназначени да усилват бавно изменящи се с течение на времето периодични или непериодични електрически сигнали, или да променят стойността на постоянни напрежения, приложени на входа им. Амплитудно-честотната характеристика на тези усилватели е необходимо да бъде разширена към областта на ниските честоти, дори до честотата  $f = 0 \text{ Hz}$ , която изключва в схемите употреба на реактивни елементи за връзка между стъпалата (кондензатори и трансформатори). На фиг.11.7 са дадени за сравнение амплитудно-честотните характеристики на един обикновен променливотоков усилвател (крива 1) и един постояннотоков усилвател (крива 2).

Липсата на реактивни елементи прави постояннотоковите усилватели чувствителни към измененията на постояннотоковите захранващи напрежения и измененията на параметрите на схемата. Заедно с полезния сигнал усилвателят усилва и паразитните сигнали, които се дължат на посочените изменения. Основни проблеми

при проектирането, а след това и при настройката на усилвателите, са постояннотоковото съгласуване на входните и изходни нива на отделните стъпала и намаляването на изменението (дрейфа) на изходната величина при отсъствие на входен сигнал.



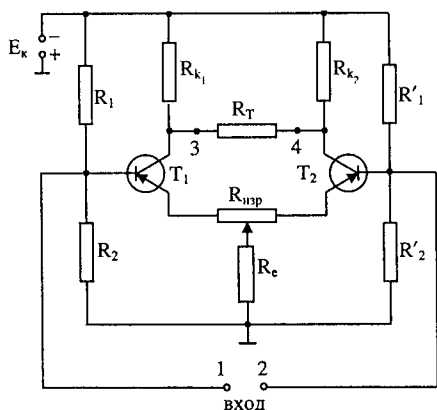
Фиг. 11.7

Съществуването на дрейф в постояннотоковите усилватели се дължи на редица причини, които обособени в две групи, дават следната класификация на дрейфа:

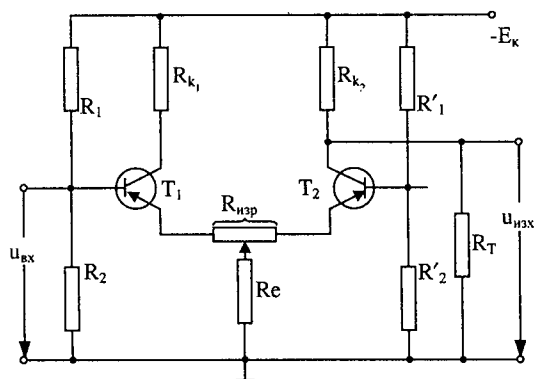
- случаен, незакономерен по характер, дължащ се на колебания на захранващото напрежение или стареене на елементите, изграждащи схемите;
- дрейф, изменящ се по определен закон.

Към втората група спада температурният дрейф, който при транзисторните усилватели е от най-съществено значение. Той се дължи на съществуващата зависимост на колекторния ток от температурата на околната среда. Тази зависимост, въпреки различията в параметрите на отделните екземпляри транзистори, има закономерен характер. Това обстоятелство позволява температурният дрейф на постояннотоковите усилватели да бъде в значителна степен намален по схемен път.

Значително намаляване на дрейфа е възможно при тъй наречените схеми на балансни постояннотокови усилватели (фиг.11.8).



Фиг. 11.8



Фиг. 11.9

Балансните постояннотокови усилватели се състоят от две еднакви паралелно свързани еднотактни стъпала, поради което се наричат още паралелно-баланси усилватели. Сигналът за усилване се подава между базите на двата транзистора (клемите 1-2), а изходният сигнал се получава между двата колектора (клемите 3-4). Еднаквостта на елементите, изграждащи двете стъпала, създава симетрия между входните точки 1 и 2 по отношение на общата (заземена) точка, поради което входът на стъпалото се нарича симетричен. По същите съображения и изходът на схемата е симетричен.

Изходното напрежение, което се получава върху товарния резистор  $R_T$  е равно на разликата между потенциалите на колекторите на двата транзистора. При подаване на входен сигнал, в зависимост от неговия поляритет и типа на използваните транзистори (р-п-р или п-р-п), колекторният ток на единия триод се увеличава, а на другия намалява. Това обуславя съществуването на различни по стойност напрежителни падове в колекторните резистори, което различие е пропорционално на величината на входния сигнал.

Балансното постояннотоково стъпало може да се разглежда като постоянно-токов мост, в единия диагонал на който е включен товара. Двете рамена на моста са колекторните резистори  $R_{k_1}$  и  $R_{k_2}$ , а другите две представляват вътрешните съпротивления на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ . При липса на входен сигнал мостът е балансиран и изходното напрежение е нула. Когато се изменя температурата, ако изменението на колекторния ток на едното рамо е  $\Delta I_{k_1}$ , а на другото е  $\Delta I_{k_2}$ , върху товарния резистор  $R_T$  ще се получи напрежение, което представлява дрейфа на стъпалото. При пълна симетрия в двете стъпала (ако се разгледат като рамена на мостова схема) както по отношение на параметрите на транзисторите, така и по отношение на останалите елементи, разликата ( $\Delta I_{k_1} - \Delta I_{k_2}$ ) ще клони към нула, което представлява пълна компенсация на дрейфа на двете стъпала. Тази възможност за автоматично намаляване на дрейфа при балансните усилвателни стъпала е наложила тяхната употреба в усилвателите на постоянен ток. Особено добри качества се получават при интегрално изпълнение, където се оказва възможно реализирането на строга симетрия както по отношение на параметрите, така и на температурните условия на работа на активните елементи.

В схемата на усилвателя резисторите  $R_1$  и  $R_2$  (съответно  $R'_1$  и  $R'_2$ ) служат за установяване на определен режим на работа на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , а с променливия резистор  $R_{изр}$  се извършва първоначална настройка на схемата. Тя се свежда до изравняване на напрежителните падове във рамената на моста и постигане на нулево изходно напрежение при липса на входен сигнал. Резисторът  $R_e$  представлява елемент, който създава отрицателна обратна връзка в двете рамена на схемата. Напрежението, което се получава върху емитерния резистор  $R_e$  не се изменя при подаване на входен сигнал в схемата, тъй като през него протича сумарния емитерен ток на двата транзистора. Този ток има постоянна големина, защото измененията на колекторните токове на двата транзистора взаимно се компенсират. Следователно в емитерния резистор  $R_e$  не действа напрежение на отрицателна обратна връзка по отношение на входния сигнал, а само по отношение на температурни изменения на колекторните токове. Често при постоянно-токовите усилватели входните и изходни изводи на схемата се съединяват с общата точка (масата) на устройството. Получава се схема на постоянно-токов усилвател с несиметрични вход и изход ( фиг.11.9).

В сравнение със симетричния балансен усилвател при несиметричните усилватели съществува по-голям дрейф, което се дължи на несиметричността на входните вериги на двата транзистора.

Усилвателите на постоянен ток намират много голямо приложение в съвременната електронна техника. Най-често те представляват градивен възел на многостъпални усилватели с много голям коефициент на усилване по напрежение (обикновено  $K_U > 1000000$ ), които се използват широко в електроавтоматиката и електроизмер-

вателната техника. Конструктивно многостъпалните усилватели на постоянен ток се изпълняват във вид на интегрална схема (т.8.8) и се наричат операционни усилватели.

#### 11.4. ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

Операционните усилватели са многостъпални усилватели на постоянен ток, с много голям коефициент на усилване, предназначени за извършване на различни математически операции над аналогови величини. Още те се наричат решаващи усилватели и работят при наличие на отрицателна обратна връзка, която се реализира с различни елементи, в зависимост от математическата операция, която трябва да се извърши. Тези усилватели представляват универсални елементи, с помощта на които могат да се осъществят разнообразни аналогови устройства. Те позволяват да се извършват математическите операции умножение с постоянен коефициент (по-малък или по-голям от единица), сумиране, интегриране, диференциране по отношение на времето, умножение, деление и т.н.

Приложението на операционните усилватели се дължи на широкото използване на методите на математическото моделиране в редица научни и технически изследвания. Последното се основава на съществуващата аналогия в уравненията, които описват дадени физически явления в реалните условия на тяхното протичане и при моделирането им, което се извършва когато се изследват.

Например явленията с различна физическа природа, а именно свободно падане на тяло от определена височина и протичане на ток в последователна електрическа верига, съставена от активно съпротивление  $R$  и бобина с коефициент на самоиндукция  $L$ , включена към източник на напрежение  $E$  се описват с идентични уравнения.

Уравнението, описващо свободното падане на телата, се записва във вида

$$m \frac{dV}{dt} = F - kV,$$

където  $m$  е масата на тялото,  $\frac{dV}{dt}$  е неговото ускорение,  $F$  е действащата надолу сила на тежестта, а  $kV$  се изразява противно насочената сила, създавана от съпротивлението на въздуха.

Уравнението, съставено съгласно втория закон на Кирхов, за последователната верига от фиг. 11.10, след включването на ключа  $K$ , има вид, който е подобен на вида на уравнението за свободното падане на телата:

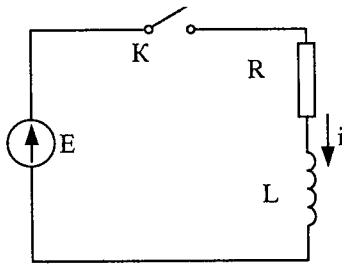
$$L \frac{di}{dt} = E - Ri$$

Това позволява електрическата верига да се използва като аналог (модел), с помощта на който може по-точно и с достъпни средства, при опростена методика, да се изследва горното физично явление.

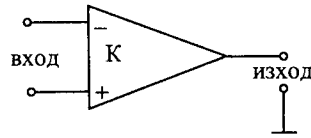
Този пример дава възможност да считаме аналоговата величина като физична величина (в горния пример това е токът  $i$ ), която заменя изследваната величина (скоростта  $V$ ) и е свързана с нея с определено мащабно съотношение.

Аналоговите величини се изменят плавно, като дават възможност за изучаване на свойства, които се проявяват във всички точки от дадена изследвана област. Тъй като честотата в някои случаи може да бъде много ниска, дори близко до нулева

стойност ( $f = 0$ ), а в други случаи — от порядъка на няколко килохерца, то за усилване на аналоговите величини се използват постояннотокови (операционни) усилватели.



Фиг. 11.10



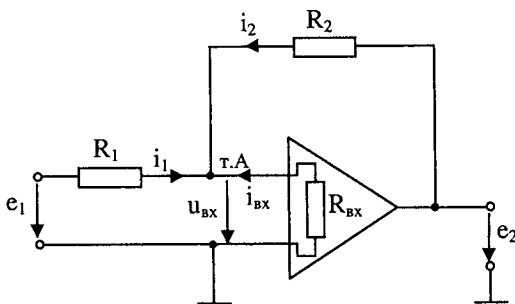
Фиг. 11.11

В схемите операционните усилватели се означават със символа, даден на фиг. 11.11, като инвертиращият вход е отбелязан със знак (-), а неинвертиращият — с (+). По-долу ще разгледаме възможността, чрез подходящ избор на елементите на обратната връзка на усилвателя, да се реализират повечето от операциите на математическия анализ.

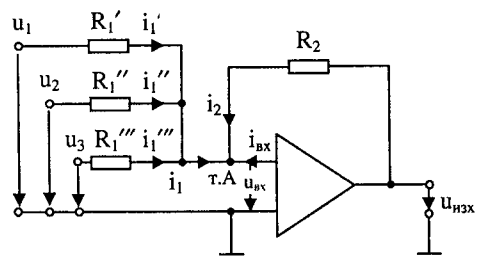
При съставяне на различни схеми с операционни усилватели се приема, че те притежават параметри, които са характерни за идеален усилвател:

1. Безкрайно голямо усилване.
2. Безкрайно широка честотна лента на усилване, започваща от 0 Hz.
3. Изходно съпротивление равно на нула.
4. Безкрайно голямо входно съпротивление.
5. Напрежение на изхода равно на нула при нулева потенциална разлика на входа (двата входа са свързани накъсо помежду си и спрямо маса).

Реализирането на усилвател с посочените параметри естествено е невъзможно. Така например винаги на изхода на усилвателя се получава остатъчно изходно напрежение при нулева потенциална разлика между входните изводи ( $U_{\text{изх.ост.}}$ ), което се дължи на съществуването на известна несиметрия във входните вериги на схемата. За отразяване на това явление като параметър на операционните усилватели винаги се посочва и стойността на входното напрежение, което е необходимо да се подаде на усилвателя, за да се нулира напрежението  $U_{\text{изх.ост.}}$ . Този параметър се нарича "входно напрежение на несиметрия" ( $U_{\text{вх.нес.}}$ ).



Фиг. 11.12



Фиг. 11.13

В усилвателя от фиг.11.12, който се характеризира с коефициент на усилване  $K_U$  с много голяма стойност, обратната връзка е реализирана с резистора  $R_2$ , а резистора  $R_1$  се нарича входен. С  $e_1$  и  $e_2$  са означени съответно входното и изходно напрежение на схемата, а с  $u_{вх}$  е означено напрежението на управляващия електрод на входния транзистор от първото усилвателно стъпало. При означените посоки на токовете за т.А може да се състави следното уравнение, съгласно първия закон на Кирхов:

$$i_1 + i_2 + i_{вх} = 0$$

Като се изразят токовете, чрез съответните напрежения и съпротивления на клоновете от веригата, в които те протичат, се получава:

$$\frac{e_1 - u_{вх}}{R_1} + \frac{e_2 - u_{вх}}{R_2} + \frac{-u_{вх}}{R_{вх}} = 0$$

В последното уравнение имайки предвид, че  $K_U$  има голяма стойност, можем да пренебрегнем напрежението  $u_{вх}$ . За целта използваме връзката между него и изходно напрежение, която се дава от коефициента на усилване на усилвателя ( $e_2 = K_U \cdot u_{вх}$ ):

$$u_{вх} = \frac{e_2}{K_U} \approx 0.$$

Тогава се достига до съотношението:

$$e_2 \approx -e_1 \frac{R_2}{R_1}.$$

От това основно уравнение за операционните усилватели се вижда, че при подходящ избор на резисторите  $R_1$  и  $R_2$  могат да се реализират различни функционални връзки между входното и изходно напрежение на схемата, като грешката ще бъде толкова по-малка, колкото е по-голяма стойността на коефициента на усилване  $K_U$ . Ето няколко примера за приложение на операционните усилватели:

а) *Промяна на знака на величини.*

Ако приемем, че  $R_1 = R_2 = R$ , където  $R$  представлява резистор, със съпротивление, което може по принцип да има произволна стойност, от основната зависимост  $e_2 \approx -e_1 \frac{R_2}{R_1}$  се осъществява връзката  $e_1 = -e_2$ .

В действителност изборът на съпротивлението на резистора  $R$  се извършва от съображения за правилно натоварване на операционния усилвател.

б) *Умножение с константа.*

Като се приеме съотношението между резисторите  $R_2$  и  $R_1$  да бъде равно на константата "а", т.е.  $R_2/R_1 = a$ , за връзката между  $e_1$  и  $e_2$  се получава:

$$e_2 = -ae_1.$$

В този случай резисторите трябва да отговарят на условията  $R = R_1$  и  $R_2 = aR$ .

в) *Събиране.*

Тази операция може да се извърши по схемата от фиг.11.13.

Ако в равенството за токовете, втичащи се към възел А на схемата

$$i_1 + i_2 + i_{вх} = 0$$

пренебрегнем малката стойност на входния ток на операционния усилвател,  $i_{вх} \approx 0$  то получаваме съотношението:

$$i_1 = -i_2.$$

Токът  $i_{вх}$  може да се пренебрегне, без да се допусне съществена грешка, тъй като неговата стойност е обикновено под  $10 \cdot 10^{-9}$  А (10пА).

Общият ток  $i_1$ , протичащ към т.А от схемата, представлява сума от токовете  $i'_1$ ,  $i''_1$  и  $i'''_1$ , които от своя страна могат да се изразят чрез съответните входни резистори  $R'_1$ ,  $R''_1$  и  $R'''_1$  и приложените към тях напрежения  $u_1$ ,  $u_2$  и  $u_3$ :

$$i_1 = i'_1 + i''_1 + i'''_1 = \frac{u_1 - u_{вх}}{R'_1} + \frac{u_2 - u_{вх}}{R''_1} + \frac{u_3 - u_{вх}}{R'''_1}$$

За токът  $i_2$ , съгласно схемата, може да се запише израза:

$$i_2 = \frac{u_{изх} - u_{вх}}{R_2}$$

Тъй като коефициентът на усилване на операционните усилватели има много голяма стойност ( $K_U > 100000$ ), в последните две равенства може да се пренебрегне стойността на входното напрежение  $u_{вх}$ , тъй като е в сила приблизителното равенство

$$u_{вх} = \frac{u_{изх}}{K} \approx 0.$$

Тогава равенството за токовете  $i_1$  и  $i_2$  добива вида

$$\frac{u_1}{R'_1} + \frac{u_2}{R''_1} + \frac{u_3}{R'''_1} = -\frac{u_{изх}}{R_2}$$

и ако приемем, че  $R'_1 = R''_1 = R'''_1 = R_2$ , което лесно може да се получи при подбора на тези резистори, то се получава резултата:

$$u_1 + u_2 + u_3 = -u_{изх}.$$

Този резултат показва, че в схемата от фиг.11.13. изходното напрежение  $u_{изх}$  е равно на сумата от приложените на нейния вход напрежения, взети с обратен знак. С включването на още едно стъпало на усилвател на постоянен ток, който дефазира напреженията на  $180^\circ$ , може ако е необходимо, да се получи сумата с положителен знак.

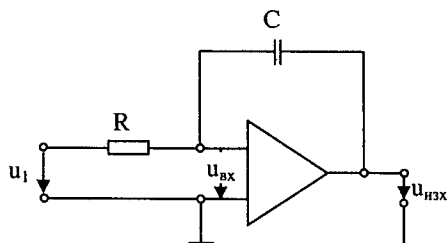
г) интегриране и диференциране по отношение на времето.

Тези операции се извършват в схемите от фиг.11.14 и фиг.11.15.

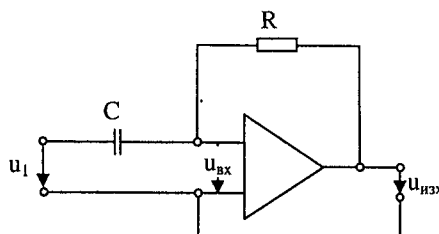
Връзката между входното и изходното напрежение за интегриращата схема (фиг.11.14) се дава от израза:

$$u_{изх} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt,$$

където с R и C са означени стойностите на съответните елементи, включени към усилвателя.



Фиг. 11.14



Фиг. 11.15

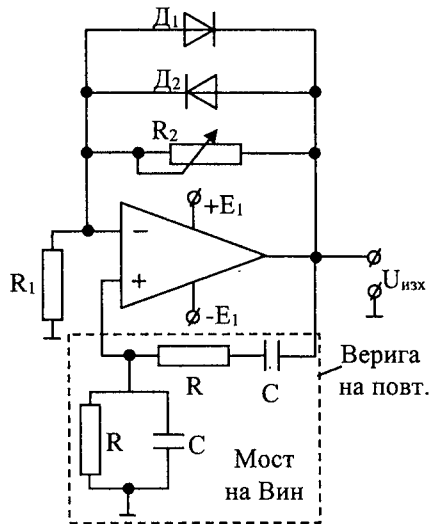
Исходното напрежение от схемата, дадена на фиг.11.15, е пропорционално на производната на входното напрежение  $u_1$  по отношение на времето  $t$ :

$$u_{\text{изх}} = -RC \frac{du}{dt}$$

И тук грешките, които се допускат са толкова по-малки, колкото е по-голям коефициентът  $K_U$  на операционния усилвател и по-малко неговото входно напрежение  $u_{\text{вх}}$ .

Интегрирането и диференцирането може да се извърши и с помощта само на RC верига. Когато се използва операционен усилвател действието се извършва по-точно, за по-широк честотен обхват, с по-високо ниво на изходния сигнал.

В електронните апаратури намира приложение схемата на **генератор на синусоидални колебания** с операционни усилватели. При генераторите във веригата на положителната обратна връзка (състояща се от елементите, включени между изхода на усилвателя и неинвертиращия му вход) се включва RC-звено (мост на Вин), чиято предавателна характеристика е честотно зависима, а ООВ се реализира с резистори (фиг. 11.15а).



Фиг. 11.15 а

За да се получат синусоидални колебания, е необходимо амплитудата им да се ограничава до стойност, при която усилвателят продължава да работи в линеен режим (да не се насища). Такова ограничение във веригата на генератора от фиг. 11.15а извършват двата диода  $D_1$  и  $D_2$ , включени паралелно на резистора  $R_2$  във веригата на ООВ. Действието им е следното. Когато амплитудата на възникналите синусоидални колебания на напрежението на изхода  $-U_{\text{изх}}$  е по-малка от напрежението на отпушване на диодите (около 0,6 V), те не оказват влияние. Коефициентът на ООВ се определя само от  $R_1$  и  $R_2$ . При достигане на амплитудата на  $U_{\text{изх}}$  до напрежението на отпушване на диодите, те се отпушват (единият при положителната, а другият – при отрицателната полуwave на променливото напрежение  $U_{\text{изх}}$ ) и започват да шунтират резистора  $R_2$ . Това води до увеличаване на коефициента на предаване на ООВ и съответно до намаляване на коефициента на усилване на операционния усилвател, а с това се извършва и необходимото стабилизиране на амплитудата.

литудата на генерираните колебания. Тяхната честота зависи от стойностите на елементите на моста на Вин и се определя по формулата:

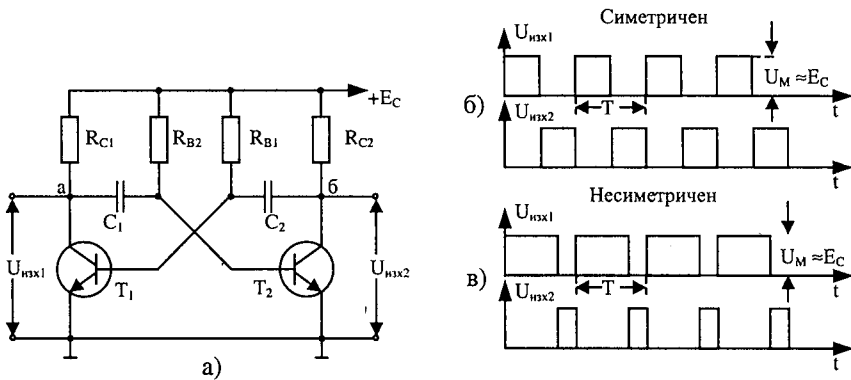
$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}.$$

При използване на повече усилватели е възможно съставянето на схеми за извършване на умножение, деление, генериране на определени функции и др.

### 11.5. МУЛТИВИБРАТОРИ

**Общи сведения.** Мултивибраторите са електронни устройства, които генерират правоъгълни импулси на напрежение с определена продължителност и честота на повторение (от multum – много и vibrare – трептя, люлея се, т.е. правоъгълните импулси съдържат много хармонични трептения). Те са едно от най-разпространените звена в съвременните електронни устройства. Намират широко приложение в автоматиката, микропроцесорните устройства (компютрите), електронните часовници и т.н.

Мултивибраторите схемно представляват двустъпален RC-усилвател, при който изхода на всяко стъпало е свързан с входа на другото. При такава схема на свързване се получава положителна обратна връзка и при наличие на коефициент на усилване по-голям от единица, се създават условия за самовъзбуждане. Когато двете усилвателни стъпала в мултивибратора имат еднакви стойности на изграждащите ги елементи мултивибраторът е симетричен. При симетричните мултивибратори на изхода се получават правоъгълни импулси, чиято продължителност е равна на продължителността на паузата.



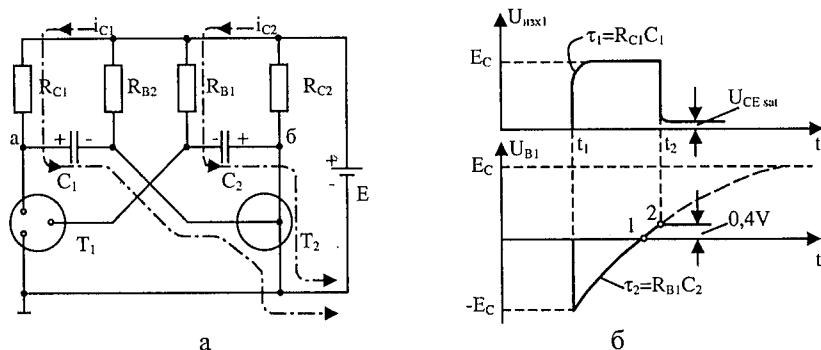
Фиг. 11.16

На фиг.11.16а е показана схемата на мултивибратора, като двата транзистора се избират винаги еднакви. Когато и резисторите, и кондензаторите на съответните места в схемата са еднакви мултивибраторът е симетричен. В този случай напреженията на двата му изхода са симетрични, като в даден момент нивото на едното напрежение е ниско, а на другото-високо (фиг. 11.16б). При несиметричен мултивибратор двете изходни напрежения не са симетрични (фиг.11.16в). В единия и другия случай обаче *амплитудата на импулсите е почти равна на захранващото напрежение*. Това е така, понеже всеки един от транзисторите работи в

ключов режим, т.е. или е запушен (високо ниво), или е отпушен (ниско ниво), като преминаването от едното състояние в другото става много бързо.

**Действие на мултивибратора.** По същество мултивибраторът представлява двустъпален усилвател, при който изходът на единия транзистор е свързан с входа на другия. Това поражда силна положителна обратна връзка, благодарение на която схемата е *нестабилна* и се самовъзбужда. Нестабилността се обуславя от факта, че дори при симетрична схема точките *a* и *b* (фиг. 11.16а) не могат да имат едновременно еднакви потенциали продължително време, тъй като винаги има причини (например флукуации на елементарни заряди), които нарушават това равенство.

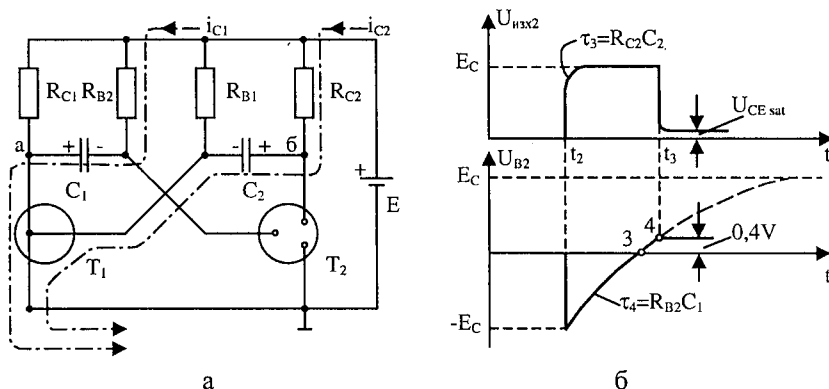
а. *Процес на превключване.* Да предположим, че за момент потенциалът на точката *a* стане по-висок от този на точката *b*. Това е равносилно на малък положителен импулс, който през  $C_1$  ще действва отпушващо на транзистора  $T_2$ . От това ще се получи намаляване на потенциала в точката *b* (транзисторът  $T_2$  усилва и инвертира), което е равносилно на появяване на отрицателен импулс в точката *b* (има се предвид променливата съставка). Той от своя страна през  $C_2$  ще действва запушващо на  $T_1$  и потенциалът в точката *a* още повече ще се повиши ( $T_1$  също усилва). Това ще породи още по-голямо отпушване на  $T_2$  и още по-голямо запушване на  $T_1$  и т. н. Следователно силната положителна обратна връзка действа така, че и най-малкото увеличаване на потенциала в точката *a* води до лавинообразен процес в същата посока, който завършва със запушване на  $T_1$  и отпушване на  $T_2$ . Това превключване на транзисторите става извънредно бързо.



Фиг. 11.17

б. *Процес на зареждане и разреждане на кондензаторите.* На фиг. 11.17а са показани запущеният транзистор  $T_1$  и отпушеният  $T_2$ . Това съответствува на момента  $t_1$  от фиг. 11.17б. От този момент започва зареждане на кондензатора  $C_1$  през  $R_{C1}$  и през отпушения транзистор  $T_2$  (токът  $i_{C1}$ ). Това трае кратко време, тъй като колекторните резистори имат много по-малки стойности от базовите (примерно  $R_C = 1,8 \text{ k}\Omega$ , а  $R_B = 150 \text{ k}\Omega$ ). От същия момент  $t_1$  кондензаторът  $C_2$  (който се е заредил до ниво  $-E_C$  в предишния полупериод) започва да се разрежда сравнително бавно през  $R_{B1}$  (токът  $i_{C2}$ , през токоизточника и през отпушения транзистор  $T_2$ . ("Плюсът" на този кондензатор е даден към шаси, а „минусът" към базата на  $T_1$ .) По такъв начин отрицателното напрежение на  $C_2$  поддържа  $T_1$  запушен. След определено време кондензаторът  $C_2$  се разрежда до нула (точка 1 на фиг. 11.17б), но тъй като във веригата е включен токоизточникът  $E_C$ , кондензаторът започва да се зарежда,

като левият му електрод става положителен. Когато напрежението на  $C_2$  нарасне до около 0,4 V (точката 2), транзисторът  $T_1$  започва да се отпушва. Това е равносилно, че в точката *a* се е породил малък отрицателен импулс, който през  $C_1$  действа запусващо на  $T_2$ . Това от своя страна поражда усилен положителен импулс в точката *b*, който през  $C_2$  още повече отпушва  $T_1$ . Така възниква следващ лавинообразен процес (момента  $t_2$  на фиг. 11.17б), който води до запусване на  $T_2$  и отпушване на  $T_1$ .



Фиг. 11.18

На фиг. 11.18а са показани отпушеният транзистор  $T_1$  и запусеният  $T_2$ . Това съответствува на момент  $t_2$  от фиг. 11.18б. Тук също така  $C_2$  се зарежда бързо през  $R_{C2}$ , а  $C_1$  се разрежда бавно през  $R_{B2}$ , като в момента  $t_3$  настъпва следващото превключване на транзисторите.

Доказва се, че в общия случай периодът  $T$  на трептенията (фиг. 11.16в) зависи главно от времената на разреждане на  $C_1$  и  $C_2$  и се дава с формулата

$$T \approx 0,7(R_{B1}C_2 + R_{B2}C_1).$$

При симетричния мултивибратор  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$  и  $C_1 = C_2 = C$ , в резултат на което

$$T \approx 1,4 R_B C.$$

За получаване на изходно напрежение със стръмни фронтове в практиката се препоръчва  $R_C \approx 500-3000 \Omega$ , а базовите резистори се избират от условието  $R_B \approx 0,5\beta.R_C$ .

### 11.6. ТРИГЕРИ

Тригерните схеми (тригер-от англ. trigger-спусък) се разделят на две основни групи:

а) *симетрични тригери*, които схемно представляват две усилвателни стъпала, свързани помежду си с вериги на положителна обратна връзка (ПОВ). Конфигурацията на схемата е подобна на тази на мултивибраторите, работещи в автогенераторен режим, като разликата се състои в това, че при тригерите двете стъпала са постояннотокови (обратната връзка е реализирана с резистор, а не с кондензатор, както при мултивибраторите). Схемата може да засема две обратими устойчиви състояния като остава неограничено дълго време във всяко едно от тях. За преминава-

не от едното в другото устойчиво състояние е необходимо да се въздействува с управляващи импулси, подавани от външно устройство.

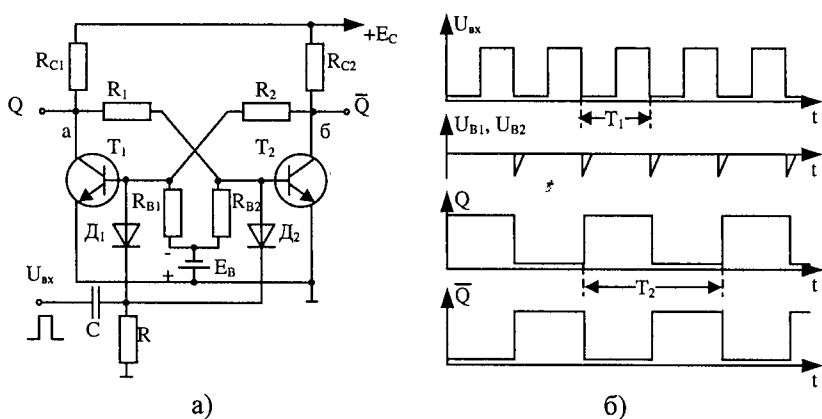
б) *несиметричните тригери* (тригери с емитерна връзка или още се наричат тригери на Шмид) са схеми които могат да работят по два начина в режим с две устойчиви състояния, подобно на симетричните тригери и в режим с едно устойчиво състояние. По-често се използва втория, при който схемата служи за формиране на правоъгълни импулси от периодично напрежение с произволна форма.

Поради широкото приложение на тригерите се срещат и други наименования на тези устройства: спусково устройство, мултивибратор с две устойчиви състояния, електронно реле, двоична схема. Те намират приложение в електронните и изчислителни устройства, в системите за регулиране и контрол на технологични процеси като броячни схеми, превключватели, запомнящи елементи, формиратели на правоъгълни импулси. Така например компютрите съдържат хиляди тригери, които служат за „запаметяване”

В практиката най-широко приложение са намерили симетричните тригери, при които транзисторите и съответните резистори са еднакви (фиг. 11.19 а).

Тригерите имат два изхода, които се отбелязват с Q и Q'. Както при мултивибраторите, така и тук, когато нивото на единия изход е високо, нивото на другия е ниско и обратно. Пусковите импулси, които превключват тригера, обикновено се подават към базите на транзисторите.

**Действие на тригера.** От фиг. 11.19а се вижда, че изходът на едното стъпало е свързан с входа на другото не чрез кондензатори, а с резисторите  $R_1$  и  $R_2$ . Това създава силна положителна обратна връзка, поради което схемата е *нестабилна* и може да има само две устойчиви състояния. За поддържане на единия транзистор запушен, се налага да се използва външно преднапрежение  $E_B$ , което чрез  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  се подава към базите.



Фиг. 11.19

а. *Процес на установяване.* При включване на захранването тригерът веднага се установява в едно от стабилните си състояния (например  $T_1$  запушен и  $T_2$  — отпушен), като остава в него, докато постъпи входен управляващ импулс. Причината за това е вече позната: колекторните токове никога не могат да бъдат абсолютно еднакви, така че, ако например точката а има по-високо напрежение от точката б,

чрез  $R_1$  то се подава на базата на  $T_2$ . От това напрежението на точката  $b$  намалява и чрез  $R_2$  се подава на базата на  $T_1$ , което води до още по-голямо повишаване на напрежението в точка  $a$  и т. н. Поради усилването на транзисторите и силната ПОВ описаният процес е лавинообразен и завършва със запушване на  $T_1$  и отпушване на  $T_2$ . В това състояние тригерът остава неограничено дълго време, тъй като положителното напрежение в точката  $a$  е достатъчно високо, за да компенсира отрицателното напрежение, подавано през  $R_{B2}$  и да поддържа базата на  $T_2$  положителна. В същото време напрежението в точката  $b$  не е достатъчно високо за подобна компенсация, поради което базата на  $T_1$  е отрицателна.

**б. Превключване на тригера..** Както вече се спомена, превключването на тригера става с помощта на външен пусков импулс. Полярността му трябва да е такава, че да запуши отпушения транзистор. Например, ако тригерът се е установил в състояние  $T_1$  запушен, а  $T_2$ -отпушен (фиг. 11.19а), за превключването му е необходимо на базата на  $T_2$  да се подаде отрицателен импулс. (Ако в същото време на базата на запушения транзистор  $T_1$ , постъпи отрицателен импулс, това ще доведе до още по-голямото му запушване, т.е. няма да има ефект.) Отрицателният импулс, подаден към базата на  $T_2$ , трябва да има достатъчно голяма амплитуда, наречена *праг на действие* на тригера. При подаване на такъв входен импулс напрежението в точката  $b$  (фиг. 11.19а) става достатъчно високо, за да може през  $R_2$  да компенсира отрицателното напрежение, подавано чрез  $R_{B1}$  и базата на  $T_1$  става положителна. От това транзисторът се отпушва, като напрежението в точката  $a$  намалява и не може да компенсира отрицателното напрежение, подавано през  $R_{B2}$ . От това базата на  $T_2$  става отрицателна и той се запушва. Този процес протича също лавинообразно и завършва с отпушване на  $T_1$  и запушване на  $T_2$ , като тригерът остава в това положение до пристигането на следващия входен импулс.

**Начини за действие на тригерите.** Действието (преобръщането) на тригерите може да бъде симетрично (бройно, посредством един вход) и несиметрично (чрез два отделни входа).

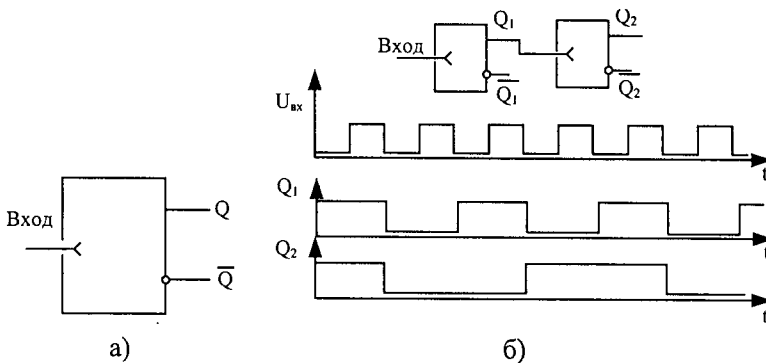
Брояното пускане беше показано на фиг. 11.19а. В този случай тригерът има един вход, към който, се подават правоъгълни импулси (фиг. 11.19б). Групата С-Р диференцира тези импулси (вж. фиг. 11.5), като чрез диодите  $D_1$  и  $D_2$  на базите едновременно постъпват отрицателни островърхи импулси. Както вече се изясни, тези импулси влияят само върху отпушения транзистор, като го запушват.

От фиг. 11.19б се вижда, че на всеки два входни импулса на изхода се получава един импулс. Това е твърде важно свойство на тригера, благодарение на което той "дели на две" честотата на подаваните импулси.

На фиг. 11.20а е показано означението на тригер с един броячен вход (на изхода се поставя малко кръгче). Напреженията на тригера се измерват спрямо шаси, като захранването не е показано и се подразбира.

Ако два тригера се свържат последователно, честотата на входните импулси ще се дели на 4 (фиг. 11.20 б). При три тригера честотата ще се дели на 8, при четири — на 16 и т. н. Изобщо при  $n$  последователно свързани тригери честотата ще се дели на  $2^n$

Основно изискване към тригерите е да имат голямо *бързодействие*. Това се постига чрез използване на високочестотни транзистори, а също чрез ускоряващи кондензатори, шунтиращи  $R_1$  и  $R_2$ .

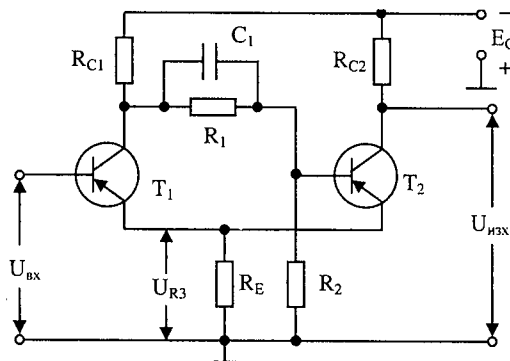


Фиг. 11.20

### Несиметричен тригер (тригер на Шмид).

При тази схема връзката между първия транзистор  $T_1$  и входната верига на  $T_2$  е реализирана както при симетричните тригери с делител на напрежение, образуван от резисторите  $R_1$  и  $R_2$ . Втората колекторно-базова връзка, обаче, е заменена с обратна връзка по ток, осъществявана през общ емитерен резистор  $R_e$ . В едното устойчиво състояние напрежителният пад, създаван върху емитерния резистор  $R_e$  от тока през отпушения транзистор  $T_2$ , поддържа транзистора  $T_1$  в запушено състояние. Това състояние се нарича изходно (начално).

Управлението на тригера на Шмид се осъществява само чрез входната верига на първия транзистор.



Фиг. 11.21

При прилагане на входа на схемата напрежение  $u_{вх} = U_1$  със стойност, при която напрежението между базата и емитера на транзистора  $T_1$  става равно на нула, транзисторът  $T_1$  се отпушва. Напрежението се нарича първи праг на задействане на тригера и се определя от израза:

$$U_1 \approx \frac{E_C}{R_{C2} + R_e} \cdot R_e.$$

Когато и двата транзистора са проводящи, действа веригата на обратната връзка. Колекторното напрежение на транзистора  $T_1$  става по-малко отрицателно, а това изменение през делителя  $R_1$ - $R_2$  и ускоряващия кондензатор  $C_1$  се предава на

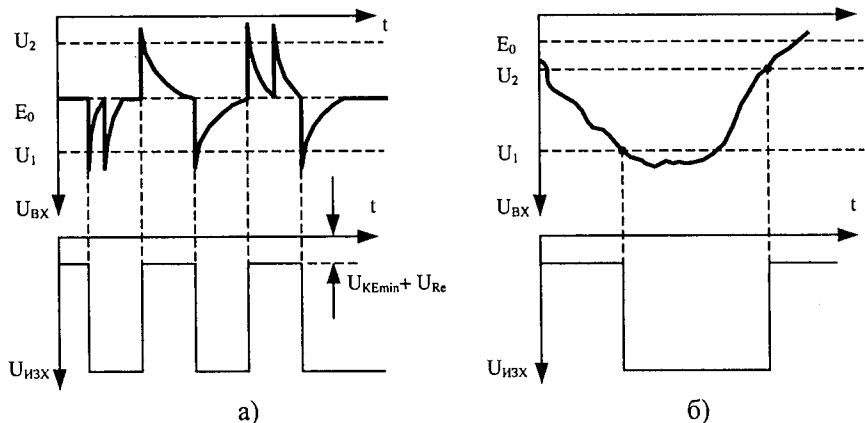
базата на отпушения транзистор  $T_2$  и предизвиква намаление на колекторния и емитерния му ток. Намалението стойността на емитерния ток на транзистора  $T_2$  води до намаляване на напржителния пад върху емитерния резистор  $R_e$  и допълнително насищане с отпушващи токоносители базата на транзистора  $T_1$ . Възникналият лавинообразен процес завършва с насищането на транзистора  $T_1$  и запушването на транзистора  $T_2$ . Ако в настъпилото състояние на схемата входното напрежение се увеличи над стойността на първия праг на задействуване  $U_1$  ще се увеличат базисния и емитерния ток на транзистора  $T_1$ , без да се предизвикат други съществени изменения в схемата.

При намаляване големината на входното напрежение се достига до стойността  $u_{вх} = U_1$ , като преобръщане на схемата все още не настъпва. Това се дължи на изменението режим на работа на транзистора  $T_1$ , чието колекторно напрежение, при входно напрежение равно на първия праг на задействуване, сега има малка стойност, а базата на транзистора  $T_2$  е положителна и той не може да се отпуши. Едва при напрежение  $u_{вх} = U_2 < U_1$  емитерният ток на транзистора  $T_1$  намалява до такава степен, че създавания от него напржителен пад върху резистора  $R_e$ , достига стойност, която е еднаква с потенциала на базата на транзистора  $T_2$ . В резултат напрежението между базата и емитера на транзистора  $T_2$  става равно на нула и транзисторът  $T_2$  се отпушва. Последващият лавинообразен процес връща схемата в изходно състояние.

Напрежението  $U_2$ , което се нарича втори праг на задействуване, се определя от формулата:

$$U_2 \approx \frac{R_2 E_C}{R_1 + R_2 \left( 1 + \frac{R_{C1}}{R_E} \right)}$$

Разликата между  $U_1$  и  $U_2$  определя ширината на хистерезиса на тригера на Шмид (зоната на нечувствителност).



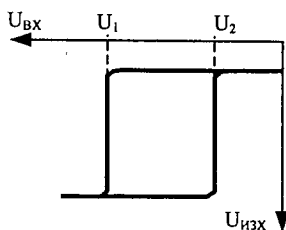
Фиг. 11.22

Ако на входа на тригера с емитерна връзка с помощта на резисторен делител се установи преднапрежение  $E_0$  (фиг. 11.22), в зависимост от неговата стойност са възможни два режима на работа:

а) при съотношение  $U_1 > E_0 > U_2$  (преднапрежението се намира между двата прага на задействуване) схемата работи с две устойчиви състояния и при подаване на входни импулси, с редуващ се поляритет, сменя последователно устойчивите си състояния.

б) при  $U_2 > E_0$  тригерът има едно устойчиво състояние. Когато входното напрежение надвиши стойността  $u_{вх1} = U_1 - E_0$ , схемата се преобръща, но остава във второто си състояние само докато това напрежение не се намали под стойността  $u_{вх2} = U_2 - E_0$ .

Обикновено несиметричните тригери се използват във втория режим на работа за формиране на правоъгълни импулси със стръмни фронтове от входни напрежения с произволна форма или като амплитуден компаратор (за отделяне на напрежения, които превишават праговата стойност  $u_{вх1} = U_1 - E_0$ ).



Фиг. 11.23

На фиг. 11.22а и фиг. 11.22б, графически е показано действието на тригера на Шмид, а на фиг. 11.23 е показана хистерезисната крива.

## 11.7. ЛОГИЧЕСКИ СХЕМИ

Както е известно, логиката е наука за законите и формите на мисленето. При т.нар. формална логика се използват закони, по които от предварително установени истини по формален път се достига до нова истина. Те позволяват да се определи дали едно съждение (твърдение) е истинно (вярно), ако е известна истинността на съставлящите го съждения.

Математическият апарат на формалната логика се нарича математическа (символна) логика. Тя изследва мисленето с помощта на математически методи, които по същество се свеждат до алгебрични операции. Този раздел от математиката се нарича алгебра на логиката, чиито основни положения са разработени през XIX в. от математиците А.Морган и Д.Бул. Алгебрата на логиката широко се използва в цифровите електронно-изчислителната техника и при конструирането на редица автоматични електронни устройства.

Според формалната логика едно твърдение може да е “вярно” или “невярно”. От друга страна в цифровите изчислителни машини се използват схеми, в които изграждащите ги елементи (диоди, транзистори) могат да заемат едно от две възможни състояния – “включено”, при което в тях протича електрически ток и “изключено”, при което не протича ток. Тези схеми, които работят в превключващ режим, се наричат логически схеми и при изграждането им се използват законите на алгебрата на логиката. При това се приема едното състояние (например изключеното) да съответства на невярно съждение, а другото (включен елемент) – на вярно съждение.

Логическите функции представляват зависимост от вида

$$y = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n),$$

в които както  $y$ , така и аргументите  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$  могат да приемат само две стойности-например 0 (невярно) и 1 (вярно). Един от начините за задаване на логически функции е чрез използване на таблици, в които се посочва стойността на функцията за всяко съчетание (набор) от стойности на аргументите. Тези таблици се наричат *таблици на истинност*.

При броя на аргументите  $n$  броят на всички съчетания (набори) е  $2^n$ , а броят на всички логически функции е  $2^{2^n}$

Възможните функции при един аргумент- $x$ -са четири. Те се задават с таблица на истинност – таблица 11.1. От четири функции най-голямо приложение намира функцията “инверсия на  $x$ ”, която още се нарича отрицание на входния сигнал или логическа функция “НЕ”.

Табл. 11.1

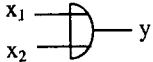
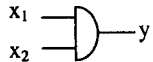
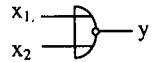
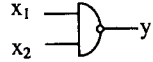
| $x$   | 0 | 1 | Означение     | Название        |
|-------|---|---|---------------|-----------------|
| $f_1$ | 1 | 0 | $y = \bar{x}$ | инверсия на $x$ |
| $f_2$ | 0 | 1 | $y = x$       | променлива $x$  |
| $f_3$ | 0 | 0 | $y = 0$       | константа 0     |
| $f_4$ | 1 | 1 | $y = 1$       | константа 1     |

При брой на аргументите  $n = 2$  функциите са 16, като с помощта на две от тях и използване на логическата функция “НЕ” могат да се реализират логически схеми с произволна сложност. Тези две основни функции се дефинират както следва:

1. Логическа сума (дизункция) на две съждения  $x_1$  и  $x_2$  се нарича съждението, за верността на което е достатъчно или съждението  $x_1$ , или съждението  $x_2$  да е вярно. Логическата функция се нарича функция “ИЛИ”.

2. Логическо произведение (конюнкция) на две съждения  $x_1$  и  $x_2$  се нарича съждението, което е вярно само тогава, когато и съждението  $x_1$  и съждението  $x_2$  са верни. Логическата функция се нарича функция “И”.

Табл.11.2.

| $x_1$ | 0 | 0 | 1 | 1 | Означение                      | Вид на логическата схема | Символичен знак  |
|-------|---|---|---|---|--------------------------------|--------------------------|--|
| $x_2$ | 0 | 1 | 0 | 1 |                                |                          |  |
| $f_1$ | 0 | 1 | 1 | 1 | $y = x_1 + x_2$                | ИЛИ (OR)                 |  |
| $f_2$ | 0 | 0 | 0 | 1 | $y = x_1 \cdot x_2$            | И (AND)                  |  |
| $f_3$ | 1 | 0 | 0 | 0 | $y = \overline{x_1 + x_2}$     | НЕ – ИЛИ (NOR)           |  |
| $f_4$ | 1 | 1 | 1 | 0 | $y = \overline{x_1 \cdot x_2}$ | НЕ – И (NAND)            |  |

В таблицата на истинност /табл.11.2/ са зададени функциите логическо сумиране и логическо умножение на две променливи и съответните на тях инверсни функции. Както се вижда от таблиците инверсното (противоположно) съждение се отбелязва с черта над съответната буква (или алгебричен израз при повече променливи). В таблиците 1 и 2 са посочени и съответните символични знаци на електрическите логически схеми, които реализират дадена функция.

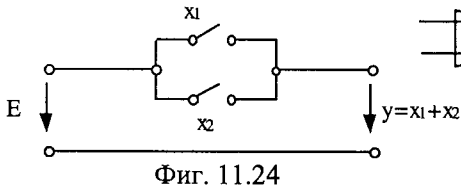
В зависимост от използваните елементи в логическите схеми последните могат да бъдат релейно-контактни, диодни, диодно-транзисторни, транзисторно-транзисторни и др.

В логическите схеми входните и изходни сигнали (обикновено напрежения, поради което схемите се наричат още потенциални) могат да имат в установен режим само две стойности, условно приети за "0" и "1". Когато за нулева стойност на сигнала е прието да съответствува напрежение равно или малко по-голямо от нулата, а за единичната стойност — положително напрежение, равно или близко до захранващото в дадена схема, за изграденото на базата на тези нива устройство се счита, че се използва положителна логика:

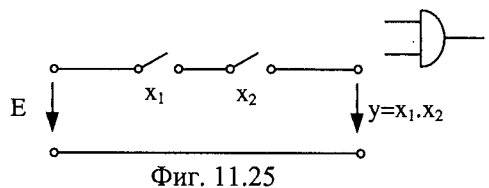
$$U_{"0"} = 0 \text{ V и } U_{"1"} = + E$$

По-долу са разгледани примери на логически схеми, изпълнени с различни елементи.

На фиг.11.24 е дадена схемата "ИЛИ", изградена от два контакта  $x_1$  и  $x_2$ . На изхода се получава напрежение, равно на положителното захранващо напрежение  $E$ , ако или контакта  $x_1$ , или контакта  $x_2$ , или и двата контакта  $x_1$  и  $x_2$  са затворени.



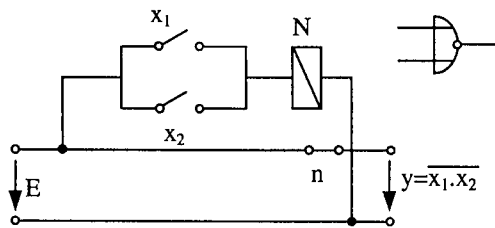
Фиг. 11.24



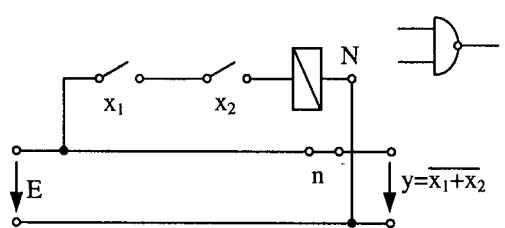
Фиг. 11.25

При логическата схема "И" (фиг.11.25) е необходимо и двата контакта  $x_1$  и  $x_2$  да са затворени, за да се получи напрежение на изхода.

Релейно-контактната схема от фиг.11.26 реализира логическата функция "НЕ-ИЛИ". Тук с  $N$  е означена намотката на електромагнитно реле, чийто контакт  $p$  е нормално затворен.



Фиг. 11.26



Фиг. 11.27

Преди да е задействана схемата изходното напрежение е  $E$ . Ако се задейства или контакта  $x_1$ , или контакта  $x_2$ , това ще доведе до сработване на релето  $N$  и изключване на неговия контакт  $p$ , при което на изхода напрежението става равно на нула.

На фиг. 11.27 е дадена релейно-контактната схема “НЕ-И”

Диодните логически схеми се състоят от един резистор и полупроводникови диоди, чиито брой е равен на броя на аргументите. Те позволяват да се реализират само функциите “И” и “ИЛИ” и техни комбинации.

На фиг.11.28 е показана принципната схема на диодна схема с два входа, осъществяваща логическата операция И. Ако на двата входа се подава напрежение с положителна стойност  $E$  (логическа единица), диодите са запушени и изходното напрежение ще бъде с близка до него стойност:

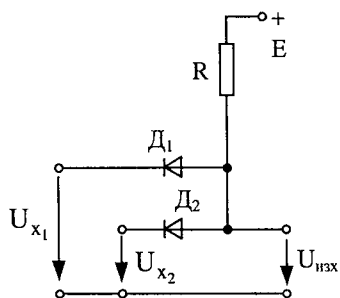
$$U_{\text{изх}} \approx E$$

Ако на един от входовете се подаде логическа нула (например  $U_{x_1} = 0$ ) през съответния диод и резистора  $R$  ще тече ток, който ще създаде напрежителен пад върху резистора  $R$ , почти равен по големина на напрежението на източника  $E$ . Изходното напрежение е с малка стойност (логическа нула), равна на напрежителния пад на отпушения диод.

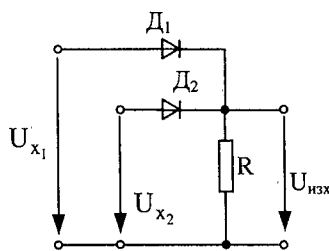
Ако на двата входа  $x_1$  и  $x_2$  на схемата “ИЛИ” (фиг.11.29), се подават логически нули  $U_{x_1} = U_{x_2} = 0$ , на изхода на схемата ще се получи нулево изходно ниво:

$$U_{\text{изх}} = U_y = 0$$

Ако на един или на двата входа се подаде логическа единица, изходното напрежение ще бъде със стойност близка до стойността на входното напрежение, т.е. ще се появи логическа единица. За разлика от схемата “И” при схемата “ИЛИ” няма източник на постоянно напрежение, поради което изходното напрежение е винаги по-малко от входното.

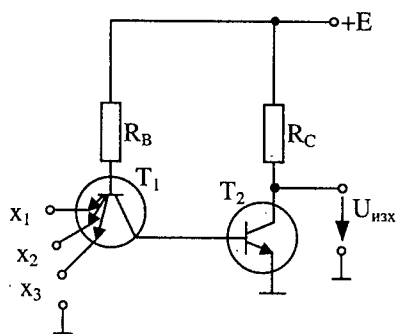


Фиг. 11.28



Фиг. 11.29

Транзисторните логически схеми получиха голямо приложение, благодарение на развитието на интегралната технология. Специфичен елемент при тях е много-емитерният транзистор, чиито емитерни преходи изпълняват ролята на диодите в диодните логически схеми. С неговото реализиране става възможно изграждането на многовходови транзисторно-транзисторни логически (ТТЛ) схеми.



Фиг. 11.30

На фиг.11.30 е дадена тривходова ТТЛ схема, която реализира функцията “И-НЕ“. Входният транзистор  $T_1$  е изпълнен с три емитерни прехода и реализира функцията “И“ Транзисторът  $T_2$  реализира логическото отрицание “НЕ“ Когато и на трите входа е подадена логическа единица ( $U_{x_1} = U_{x_2} = U_{x_3} = +E$ ) емитерните преходи са запушени. Тогава транзисторът  $T_2$  е отпушен от протичащия през колекторния преход на  $T_1$  и резистора  $R_B$  базисен ток. Изходното напрежение е равно на малкото по стойност напрежение върху отпушения транзистор  $T_2$  и съответства на логическа нула. При подаване на един от входовете на логическа нула, транзисторът  $T_1$  се отпушва, което води до запушване на  $T_2$  и появяване на изхода на логическа единица.

## Д В А Н А Д Е С Е Т А   Г Л А В А

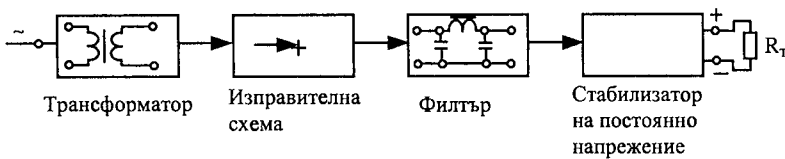
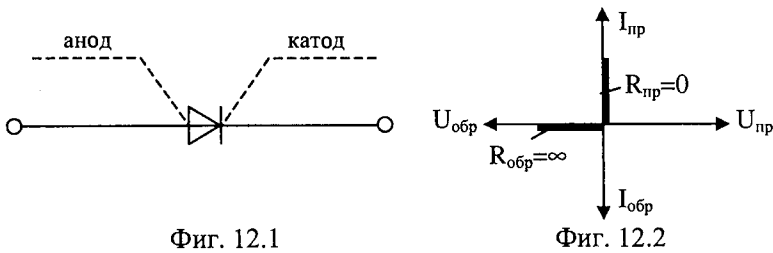
### Т О К О З А Х Р А Н В А Щ И   У С Т Р О Й С Т В А

#### 12.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Преобразуването на променливия ток в постоянен се нарича изправяне, а устройствата, в които се осъществява това преобразуване – токоизправители.

Съвременните радиоелектронни устройства представляват сложно съчетание от електронни и полупроводникови елементи, резистори, кондензатори, бобини и други спомагателни елементи. За работа на активните елементи на устройствата – транзистори, интегрални схеми, електронно-лъчеви тръби – е необходимо захранване на апаратурата както с постоянен, така и с променлив ток. Устройствата, които осигуряват необходимите напрежения, се наричат токозахранващи устройства. Преобразуването на променливото мрежово напрежение в постоянно напрежение се извършва от токоизправителни схеми, които са съставна част от токозахранващите устройства.

Токоизправителните схеми се състоят от един или няколко електрически елемента, на които съпротивлението в посока на протичане на тока (права посока) е многократно по-малко от това в обратна. Такова свойство притежават електровакуумните двуелектродни лампи (наричани още кенотрони), газонапълнените лампи (газотрони, тиратрони, игнитрони, екситрони), полупроводниковите елементи (германиеви и силициеви диоди, селенови и медноокисни клетки, тиристори). Ламповите елементи понастоящем не се вграждат в нови разработки и имат историческо значение. В електрическите схеми изброените токоизправителни елементи се обозначават със знака показан на фиг. 12.1. Волт-амперната характеристика на един токоизправителен елемент с идеални свойства е дадена на фиг. 12.2: съпротивлението в посока на пропускане е нула, а в обратна посока е с безкрайно голяма стойност.



Блоквата схема на едно токозахранващо устройство за постоянен ток /фиг.12.3/ съдържа трансформатор, токоизправителна схема, изглаждащ филтър и

стабилизатор на постоянно напрежение. В някои случаи отделни блокове могат да липсват. Например, когато консуматорите не са особено чувствителни към колебанията на изправеното напрежение, токозахранващото устройство може да бъде без стабилизатор или без филтър и стабилизатор.

## 12.2. ТОКОИЗПРАВИТЕЛНИ СХЕМИ

Токоизправителните схеми условно се класифицират на:

- еднофазни и многофазни;
- еднотактни /еднополупериодни/ и двутактни /двуполупериодни/;
- с умножение на изправеното напрежение;
- регулируеми токоизправители.

Фазността на схемата се определя от броя на фазите на вторичната намотка на захранващия трансформатор.

През времето на един период на променливия ток, който се изправя, при еднотактните токоизправителни схеми протича по един токов импулс във всяка вторична фазова намотка на трансформатора /фиг.12.4 и фиг.12.11/, а при двутактните токоизправителни схеми във всяка вторична фазова намотка на трансформатора протичат по два токови импулса в противоположни посоки /фиг.12.6, фиг.12.8 и фиг.12.12/.

Режимите на работа на токоизправителните схеми и процесите в тях зависят от характера на товара /активен, активно-индуктивен или активно-капацитивен/. Най-прости съотношения между различните величини в токоизправителните схеми се получават, когато товарът е чисто активен. Затова е прието първоначалният анализ на дадена схема да се прави при активен характер на товара. При друг вид на товара /активно-индуктивен или активно-капацитивен/ се извършва допълнително уточняване на съответните съотношения.

Също така при първоначалния анализ на дадена токоизправителна схема токоизправителните елементи се приемат за идеални /т.е. с безкрайно голямо съпротивление в непроводящата посока и с нулево съпротивление в проводящата посока/, а съпротивлението на вторичните намотки на захранващия трансформатор се пренебрегва.

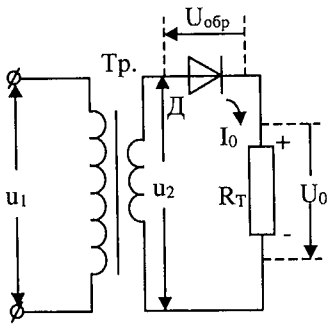
При мощни промишлени електронни устройства или мощни консуматори на постояннотокова електроенергия се прилагат трифазни схеми на токоизправителни устройства.

При токозахранващите устройства, предназначени за маломощни радиоелектронни устройства, най-често се използват следните три еднофазни токоизправителни схеми.

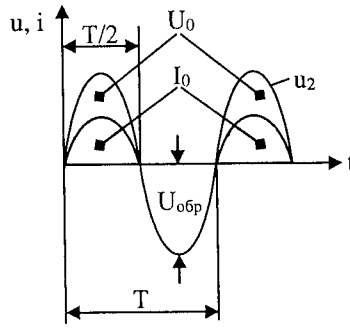
### 1. Еднотактна еднофазна токоизправителна схема

Тази схема се изгражда само с един токоизправителен елемент. През него и товара на схемата протича ток само в продължение на едната половина на периода на променливото вторично напрежение на мрежовия трансформатор Тр (фиг. 12.4), когато анодът на изправителния елемент е положителен спрямо катода. Затова схемата се нарича още “еднополупериодна“

От графиките на изправените напрежения  $U_0$  и ток  $I_0$  (фиг. 12.5) е ясно, че тези величини имат пулсиращ характер, като за интервали от време, равни на половин период, ток не протича през товарния резистор  $R_T$ .



Фиг. 12.4



Фиг. 12.5

При синусоидално напрежение на вторичната страна на трансформатора са валидни съотношенията:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_T} = \frac{I_{cp}}{2} = 0,318 \cdot I_{2m}; \quad U_{обр} = U_{2m};$$

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,45 \cdot U_2;$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{2m}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt} = \frac{I_{2m}}{2} = 1,57 \cdot I_0$$

Тук означенията имат следния смисъл:

$U_0$  – постоянна съставна на изправеното напрежение,

$I_0$  – постоянна съставна на изправения ток,

$U_{2m}$ ,  $U_2$  – амплитудна (максимална) и ефективна стойност на вторичното напрежение на трансформатора,

$I_{2m}$ ,  $I_2$  – амплитудна (максимална) и ефективна стойност на вторичния ток на трансформатора,

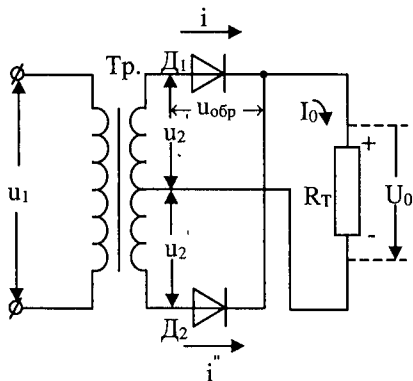
$U_{обр}$  – максимално обратно напрежение, което действа върху токоизправителния елемент в момент на непропускане.

Еднотактната изправителна схема се използва при малки мощности, поради необходимостта от по-големи габарити на захранващия трансформатор в сравнение с другите изправителни схеми при необходимост от получаване на еднакви параметри на изправената електроенергия.

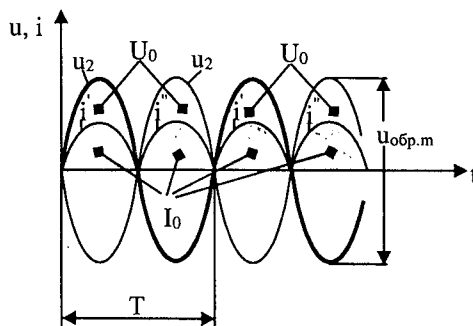
## 2. Двуполупериодна схема със среден извод от вторичната намотка на захранващия трансформатор

При тази схема (фиг. 12.6) вторичната намотка на трансформатора има две намотки, в които спрямо тяхната обща точка (средната точка) действуват напрежения с фазова разлика  $\pi$ . Поради това тя се нарича още двуфазна изправителна схема. През всяка от двете вторични намотки и свързания към единия техен край съответен

изправителен елемент протичат токови импулси през времето на положителната полувълна за съответната фаза (фиг. 12.7). Тъй като напреженията на съответните два анода се намират в противофаза, когато провежда ток елементът (например полупроводников диод)  $D_1$ , елементът  $D_2$  е в запушено състояние и обратно. Токът през товара  $R_T$  протича в една посока и е пулсиращ, като стойността му варира между нула и максималната стойност  $I_{2m}$ .



Фиг. 12.6



Фиг. 12.7

Някои основни съотношения на характерните електрически величини се извеждат при синусоидално вторично напрежение (тук с  $U_2$  е означено напрежението между средната точка и единия край на вторичната намотка на трансформатора):

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_2 = 0,9 \cdot U_2;$$

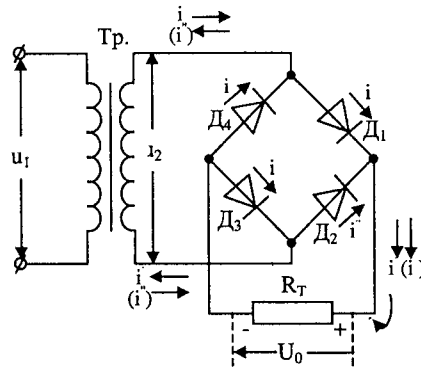
$$I_0 = I_{cp} = 0,639 \cdot I_{2m}; \quad I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt} = \frac{I_{2m}}{2} = 0,78 \cdot I_0.$$

Смисълът на отделните означения бе пояснен при предната схема.

Тази схема има недостатъка, че максималното обратно напрежение се получава равно на удвоената максимална стойност на фазовото напрежение:  $U_{обр} = 2U_{2m}$ . Това се дължи на факта, че отпушеният в даден момент диод включва другият непроводящ в този момент диод към цялата вторична намотка. Затова при дадена стойност на постоянната съставка на изправеното напрежение тази схема, както и еднотактната изправителна схема, изискват използването на изправителни елементи, които издържат двойно по-високо напрежение в сравнение със следващата разглеждана схема – мостовата токоизправителна схема. Освен това конструкцията на трансформатора е по – сложна, което представлява допълнителен недостатък.

### 3. Еднофазна мостова токоизправителна схема

Тази схема (фиг. 12.8) спада към двуполупериодните токоизправителни схеми. Съставена е от четири токоизправителни елемента – диодите  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  и  $D_4$ , които са включени във верига, която поради вида на конфигурацията си се нарича “мостова”. В единия диагонал на моста е включена вторичната намотка на мрежовия трансформатор  $Tr$ , а в другия – товарния резистор  $R_T$ .

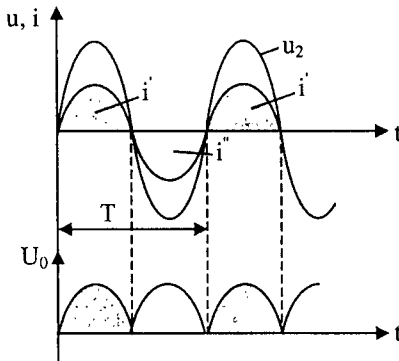


Фиг. 12.8

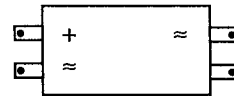
През единия полупериод на променливото напрежение ток протича през диода  $D_1$ , товарния резистор  $R_T$  и диода  $D_3$ . Този ток е означен на фиг. 12.8 с  $I$ . През следващия полупериод на напрежението ток протича през диода  $D_2$ , товарния резистор  $R_T$  и диода  $D_4$  (токът  $I''$ ). Изправителният ефект на схемата се изразява в протичането на токови импулси през товара в една и съща посока и е илюстриран на фиг. 12.9. Съотношението между характерните електрически величини, които имат възприетите при предната схема означения, са следните:

$$U_0 = 0,9 U_2; I_0 = I_{cp} = 0,639 \cdot I_{2m}; U_{обр} = U_{2m};$$

$$I_2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{2m}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{I_0}{0,639 \cdot \sqrt{2}} = 1,11 \cdot I_0$$



Фиг. 12.9



Фиг. 12.10

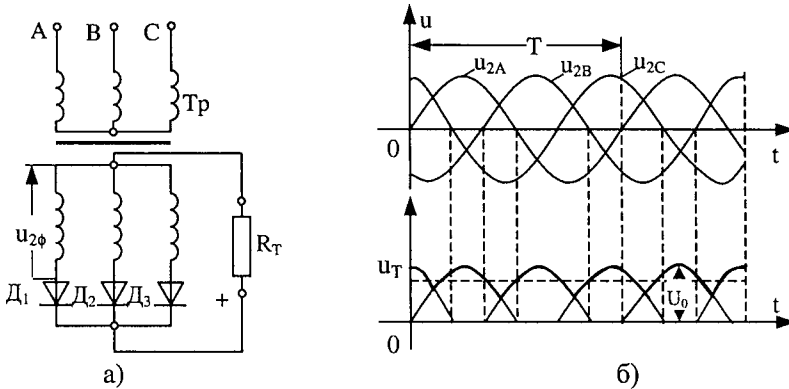
Мостовата еднофазна токоизправителна схема е една от най-често употребяваните поради факта, че обратното напрежение върху диодите е с двойно по-малка стойност при едно и също изправено напрежение в сравнение с предишните две схеми, ток протича и през двете полувълни, трансформаторът е с проста конструкция. Като недостатък може да се посочи наличието на голям брой токоизправителни елементи. С усъвършенствуването на тяхната технология на производство, което понижава себестойността им, този факт има все по-малка значимост.

За улесняване реализацията на токозахранващото устройство тази схема се произвежда и в интегрален вид (фиг. 12.10). От корпуса, в който е монтирана мосто-

вата схема, се извеждат четири присъединителни клеми – две за променливо напрежение (означени със знака ~) и две за изправеното напрежение (съответно + и -).

При еднофазните двуполупериодни токоизправителни схеми изправеният ток и съответно напрежение  $u_T$  приложено на товарното съпротивление имат силно изразени пулсации /фиг.12.7 и фиг.12.9/. Пулсациите могат да се намалят, ако се използват многофазни токоизправителни схеми.

На фиг.12.11а е показана трифазна токоизправителна схема с изведена обща точка от вторичната намотка на трансформатора. Във всяка фаза се включва по един токоизправителен елемент  $D$ , а товарното съпротивление  $R_T$  се свързва между общата точка на токоизправителните елементи и общата точка към вторичната намотка на трансформатора. Товарният ток протича през трите токоизправителни елемента, като във всеки момент от времето пропуска онзи токоизправителен елемент, върху който е приложено по-голямо право напрежение /фиг.12.11б/. От фиг.12.11б се вижда, че при тази схема пулсациите са по-малки от същите при еднофазните схеми.



Фиг. 12.11

При токоизправителните схеми с изведена обща точка съществуват зависимости

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}; I_0 = \frac{U_0}{R_T} \text{ и } U_{\text{обр.мах.}} = 2\sqrt{2}U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{m} = \frac{2\pi}{m} U_0,$$

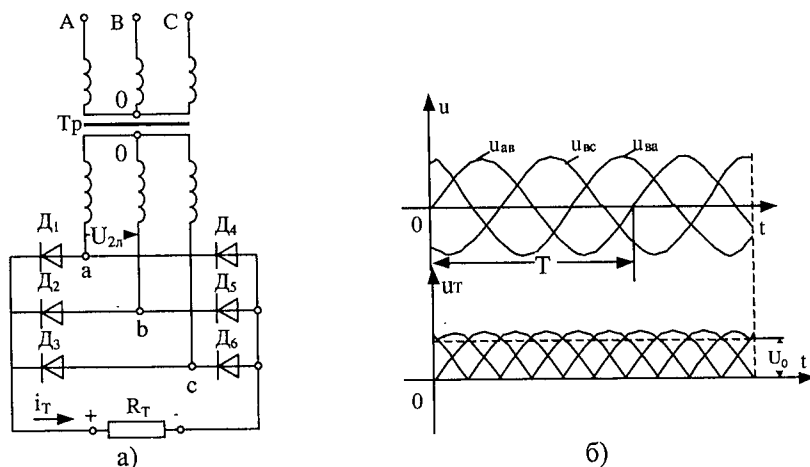
където  $U_{2\phi}$  е ефективната стойност на фазовото напрежение на вторичната намотка на трансформатора, а  $m$  е броя на фазите на вторичната намотка на трансформатора. От същите изрази се намира за трифазна схема с обща точка

$$U_0 = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_{2\phi} = 1,17 U_{2\phi} \text{ и } U_{\text{обр.мах.}} = \sqrt{2}U_{2\phi} = \frac{2\pi}{3} U_0 = 2,09 U_0;$$

Още по-малки пулсации се получават при трифазната мостова схема, изобразена на фиг.12.12.а. Кривата на изправеното напрежение при тази схема е дадено на фиг.12.12.б. При нея съществуват зависимостите

$$U_0 = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi}}{\pi} = 1,345 U_{2\phi}, \quad I_0 = \frac{U_0}{R_T} \text{ и } U_{\text{обр.мах.}} = \sqrt{2}U_{2\phi} = 1,045 U_0,$$

където  $U_{2л}$  е ефективната стойност на линейното напрежение на вторичната намотка на трансформатора.



Фиг. 12.12

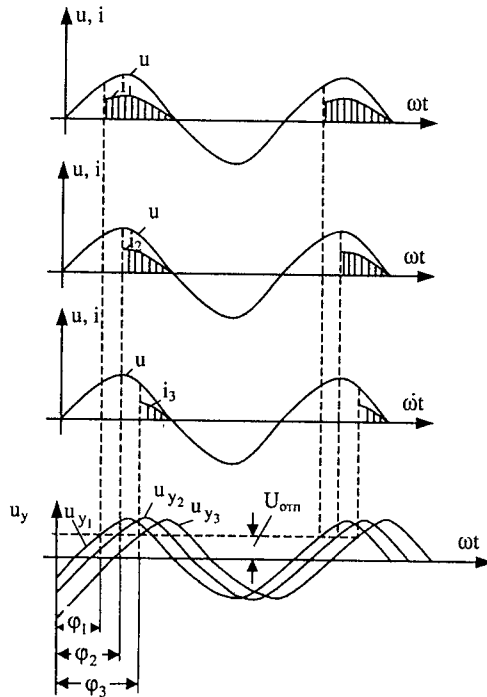
### 12.3. РЕГУЛИРУЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

Управляемите токоизправителни елементи – тиристори, симистори, дават възможност за създаване на регулируеми токоизправители, при които средната стойност на изправения ток /средната стойност на изправеното напрежение/ може да се регулира плавно от нула до определена максимална стойност. Важни предимства на регулируемите токоизправители, са голямата плавност при регулирането и малката консумация на мощност във веригите на управление, поради което токоизправителят като цяло има висок коефициент на полезно действие.

За всички споменати токоизправителни елементи принципът на управление е един и същ – регулиране на момента на отпушване на елемента през време на положителните полуувълни на анодното напрежение. Принципът на това управление е пояснено на фиг.12.13, където са показани моментите на отпушване на един тиристор и формата на анодно-токовите импулси при три управляващи напрежения  $u_{y1}$ ,  $u_{y2}$  и  $u_{y3}$ , които имат различни фазови разлики спрямо анодното напрежение  $u$ . Ъгълът  $\phi/\phi_1, \phi_2$  и  $\phi_3$  /, при който става отпушването на управляемия токоизправителен елемент, се нарича ъгъл на отпушването.

Отпушването на токоизправителния елемент в определен момент на положителните полуувълни на неговото анодно напрежение става с подаване на управляващия електрод на напрежение с определена стойност /с определено ниво/. Управляващото напрежение може да бъде от различен вид – постоянно, синусоидално или с импулсно изменение във времето. Най-често се използва импулсно напрежение, тъй като при него с голяма точност се определя момента на отпушване на токоизправителния елемент и с това се постига точност при регулирането на напрежението.

Управляващите импулси се изработват с помощта на специални схеми, в които се използват пик-трансформатори, а понастоящем – електронни схеми.

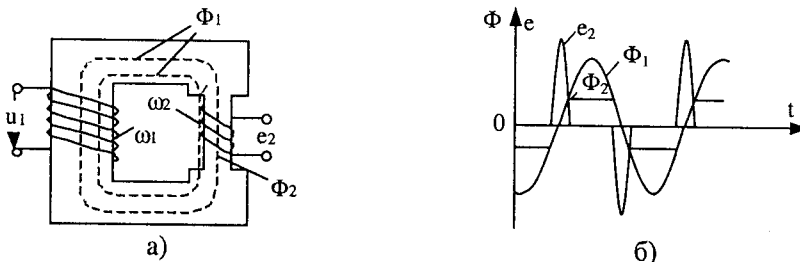


Фиг. 12.13

Принципът на действие на пик-трансформаторите е следният:

Магнитопроводът на трансформатора се прави с различно напречно сечение /фиг.12.14а/. Участъкът с малко напречно сечение се насища лесно, вследствие на което магнитният поток през този участък се получава с почти трапецовидна форма по отношение на изменението му във времето.

На фиг.12.14б са дадени формата на магнитния поток  $\Phi_1$  в участъка на магнитопровода с голямо напречно сечение и формата на магнитния поток  $\Phi_2$  в участъка с малкото напречно сечение. Вследствие на трапецовидното изменение на магнитния поток  $\Phi_2$  във вторичната намотка, която е навита върху магнитопровода в участъка с малко сечение, се индуцира е.д.н.  $e_2$  с пикообразна форма /показано на фиг.12.14б/.



Фиг. 12.14

Моментът на появата на отпушващия импулс през време на положителните полувавилни на анодното напрежение се регулира чрез изменение на фазата на на-

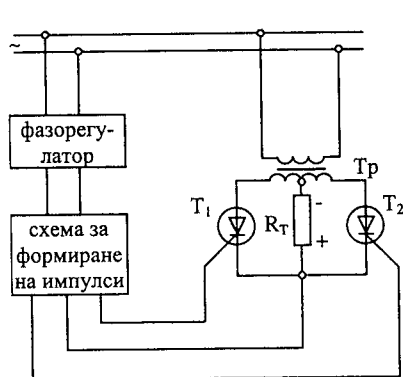
прежението от което се формират импулсите /в случая от фиг.12.14 – чрез изменение фазата на напрежението  $u_1$ /. Фазата на напрежението може да се регулира чрез фазорегулатор от машинен /електромеханичен тип/ или посредством фазорегулиращи електронни схеми.

Затова един регулируем токоизправител представлява токоизправителна схема, в която са включени регулируеми токоизправителни елементи и верига за управление, състояща се от фазорегулатор и схема за формиране на отпушващите импулси.

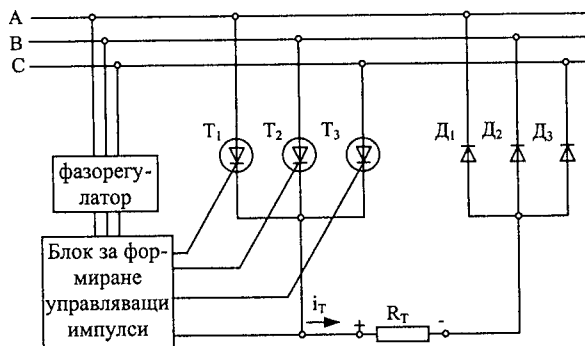
Схемите на регулируемите токоизправители са аналогични на обикновените токоизправителни схеми.

На фиг.12.15 е дадена схемата на регулируем токоизправител, изграден на базата на двуполупериодната изправителна схема със средна точка на вторичната намотка на трансформатора. Вместо обикновени токоизправителни елементи в схемата са включени тиристори. На местото на тиристорите могат да се поставят и други управляеми токоизправителни елементи. Фазорегулаторът и схемата за формиране на импулси служат за подаване на управляващи /отпушващи/ импулси в определен момент от положителните полувълни на анодното напрежение.

На фиг.12.16 е дадена схема на регулируем токоизправител, изградена на базата на трифазната мостова схема.



Фиг. 12.15



Фиг. 12.16

В схемата са дадени три тиристора и три диода. По такъв начин се получава регулируем токоизправител с по-просто и по-евтино управление.

Реглируемите токоизправители се използват широко за различни цели, но най-важното им приложение е в регулируемото електрозадвижване.

## 12.4. ИЗГЛАЖДАЩИ ФИЛТРИ

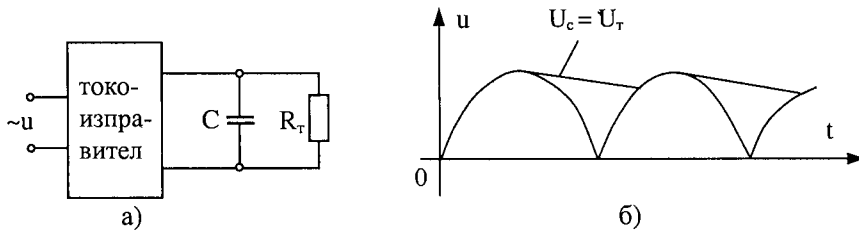
При всички разгледани токоизправителни схеми има известни пулсации за изправеното напрежение и изправения ток. В много случаи се налага тези пулсации да бъдат намалени до минимум. За тази цел след токоизправителната схема се включват специални изглаждащи филтри /фиг.12.17/, съставени от подходящо свързани кондензатори, индуктивни бобини и резистори.

Различните електроапаратури предявяват различни изисквания към захранващите ги устройства по отношение големината на коефициента на пулсации (табл. 12.1).

Таблица 12.1

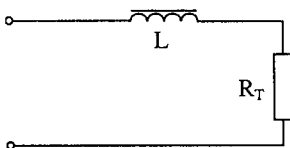
| Вид на захранваното устройство (консуматора)    | Допустима стойност на коефициента $q$ |
|---|---------------------------------------|
| 1. Микрофонен предусилвател                     | 0,0001                                |
| 2. Междинни стъпала на нискочестотни усилватели | 0,01 – 0,1                            |
| 3. Изходящи стъпала на нискочестотни усилватели | 0,1 – 0,5                             |
| 4. Електромагнитни релета                       | 2,0                                   |
| 5. Двигател за постоянен ток /мощност до 20 W/  | 5,0                                   |

На фиг.12.17а е даден токоизправител с изглаждащ филтър състоящ се от един кондензатор свързан паралелно на товара  $R_T$ . Действието на кондензатора като филтър е следното: При повишаване на напрежението той се зарежда, а когато напрежението започне да намалява, кондензаторът започва да се разрежда през товара. При правилно изчислена стойност на капацитета на кондензатора, последният не се разрежда напълно до следващото увеличение на напрежението, което предизвиква известно намаляване на пулсациите. На фиг.12.17б са дадени кривата на пулсиращото изправено напрежение преди включването на кондензатора и кривата на същото напрежение след включване на кондензатора успоредно на товара. Вижда се, че след включване на кондензатора, пулсациите на изправеното напрежение са много по-малко.

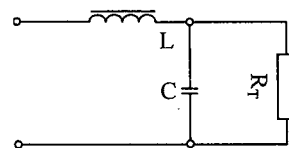


Фиг. 12.17

На фиг.12.18 е даден изглаждащ филтър съставен от индуктивна bobина. Индуктивната bobина изглажда пулсациите на тока, понеже в нея се индуцира е.д.н. на самоиндукцията, което се противопоставя на измененията на тока /принцип на Ленц/. Принципно действие на изглаждащите филтри изградени от по-голям брой елементи се основава на съвместното действие на кондензаторите и индуктивните bobини в резултат на което се получава по-добро изглаждане.

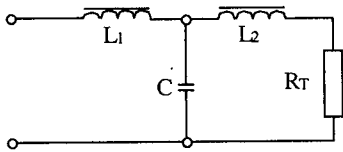


Фиг. 12.18

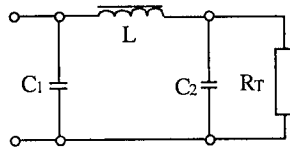


Фиг. 12.19

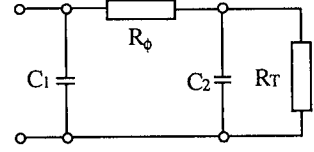
На фиг.12.19 е даден филтър съставен от индуктивна bobина и кондензатор, наречен Г-образен или LC-филтър, на фиг. 12.20 е даден Т-образен филтър /наречен още LCL-филтър/, на фиг.12.21 е даден П-образен филтър съставен от два кондензатора и индуктивна bobина /CLC-филтър/, а на фиг.12.22 е даден П-образен филтър съставен от два кондензатора и резистор /CRC-филтър/.



Фиг. 12.20



Фиг. 12.21



Фиг. 12.22

Количествено степента на пулсации на изправеното напрежение се оценява с коефициента на пулсации  $q$ , който представлява отношението на амплитудата на първата хармонична променлива съставка на изправеното напрежение  $U_{1m}$  към средната стойност на изправеното напрежение  $U_0$ , т.е.

$$q = \frac{U_{1m}}{U_0}$$

Ефективността на изглаждащите филтри се оценява количествено с тъй нареченият коефициент на изглаждане на пулсациите  $K$ . Той се дефинира като отношение между коефициента на пулсации без филтър и коефициента на пулсации с филтър:

$$K = \frac{q_{\text{без филтър}}}{q_{\text{с филтър}}}$$

## 12.5. СТАБИЛИЗАТОРИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Съвременните прецизни електронни апаратури за автоматизирано управление и контрол на технологичните процеси поставят строги изисквания по отношение на токозахранващите устройства. За правилната работа на една схема често се оказва недостатъчно осигуряването на добре филтрирано изправено захранващо напрежение. Особено внимание се обръща на постоянството на неговата стойност.

Предназначението на постояннотоковите стабилизатори на напрежение е да поддържат неизменно по стойност изправеното от токоизправителна схема напрежение.

Част от факторите, които оказват дестабилизиращо влияние върху стойността на изправеното напрежение са:

- а/ изменението на входното променливо /мрежово/ напрежение;
- б/ промяната на стойността на консумирания ток;
- в/ изменението на температурата на околната среда.

Във всички случаи стабилизацията на напрежение или ток се осъществява с помощта на нелинейни съпротивления.

В зависимост от принципа на действие стабилизаторите на постоянно напрежение имат следната класификация:

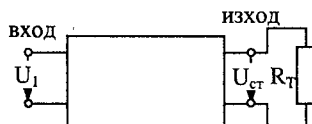
а/ *параметрични стабилизатори*, при които стабилизирането се дължи на неизменността на основния параметър на цепенерите диоди /опорните диоди/. Това е напрежението, при което възниква обратен цепенер електрически пробив, когато диода е включен в посока на непропускане.

б/ *компенсационни стабилизатори* /наричани още стабилизатори с обратна връзка/, в които напрежението на товара непрекъснато се сравнява с едно неизменно /опорно/ напрежение. В зависимост от получената разлика се въздейства върху ста-

билизираната величина така, че да се намали възникналата разлика от допустимите граници.

в/ *импулсни стабилизатори*, които се характеризират с голяма стойност на коефициента на полезно действие, а отгук и с възможност за захранване на мощни електронни устройства. При тях постоянното захранващо напрежение се подава към консуматора във вид на периодични импулси. Продължителността на импулсите може да се изменя така, че средната стойност на регулираното напрежение да остане постоянна. В схемите на импулсните стабилизатори е необходимо включването на изглаждащо устройство, което да отстрани на изхода импулсия характер на регулирането на напрежението.

На фиг. 12.23 е дадена схема на стабилизатор на напрежение в блоков вид.



Фиг. 12.23

Напрежението  $U_{ст}$  трябва да бъде постоянно по големина, като измененията на входното напрежение  $U_1$  и на товарното съпротивление  $R_T$  не трябва да влияят на неговата стойност. Степента на неутрализиране на зависимостта на напрежението  $U_{ст}$  от тези колебания се изразява числено с коефициенти на стабилизация. Те биват два вида:

а/ коефициент на стабилизация при постоянен товар, който се дефинира като отношение на относителното изменение на входното напрежение към относителното изменение на напрежението на изхода на стабилизатора:

$$K_{ст1} = \frac{\Delta U_1 / U}{\Delta U_{ст} / U_{ст}}, \text{ при } U_1 = \text{const.}$$

б/ коефициент на стабилизация при постоянна стойност на входното напрежение, който се определя от отношението на относителното изменение на товарното съпротивление и относителното изменение на изходното напрежение:

$$K_{ст2} = \frac{\Delta R_T / R_T}{\Delta U_{ст} / U_{ст}}, \text{ при } U_1 = \text{const.}$$

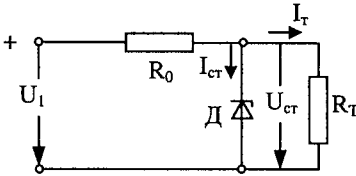
Стабилизаторите със средно качество имат коефициенти на стабилизация няколко стотици, а за висококачествените те могат да бъдат няколко хиляди.

Параметричният стабилизатор може да се разглежда като делител на напрежение, съставен от ограничителен резистор  $R_0$  и ценов диод  $D$  /фиг. 12.24/.

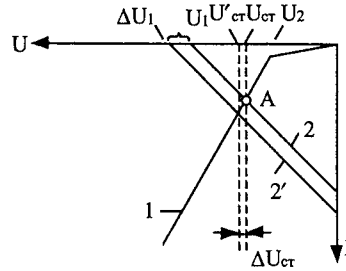
Стабилизиращото действие на схемата може да се обясни графично по следния начин. За връзката между приложеното входно напрежение  $U_1$  и напрежителните падове, съгласно II закон на Кирхов, може да се запише:

$$U_{ст} = U_1 - R_0(I_T + I_{ст})$$

На фиг. 12.25 кривата 1 представлява работната част на волт-амперната характеристика на ценовия диод  $D$ , а правата 2 е построена съгласно горното уравнение, при постоянни товарен ток  $I_T$  и входно напрежение  $U_1$ . Стойността на напрежението  $U_{ст}$  се определя от координатата на пресечната точка  $A$  на характеристиката на диода с построената права /товарна права/.



Фиг. 12.24

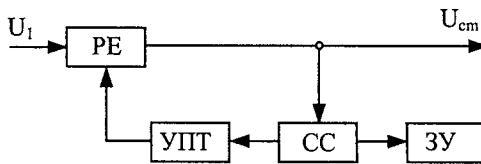


Фиг. 12.25

При увеличение на  $U_1$  с  $\Delta U_1$  се променя положението на товарната права в полето на волт-амперната характеристика на диода, като тя се премества успоредно сама на себе си /права 2'/. Пресечната точка на правата 2' с характеристиката на диода определя нова стойност  $U'_{ст}$  на напрежението върху товара. Разликата между двете стойности на изходното напрежение определя неговото изменение  $\Delta U_{ст}$ , което е предизвикано от промяната на входното напрежение на стабилизатора. Ако диодът беше идеален, неговата волт-амперна характеристика щеше да бъде успоредна на ординатната ос. Тогава напрежението върху товара нямаше да се изменя. От направеното разглеждане следва, че по-добра стабилизация се получава при използване на ценови диоди с малко вътрешно съпротивление /по-стръмна характеристика 1 в трети квадрант – фиг.12.25/.

Стабилизаторът на постоянно напрежение с обратна връзка представлява система с автоматично регулиране /САР/, в която с предварително зададена точност се поддържа постоянно напрежение на изхода, независимо от влиянието на дестабилизиращи фактори.

Функционалното предназначение на отделните звена и взаимодействието на входните и изходни сигнали в САР е показано на фиг.12.26.



Фиг. 12.26

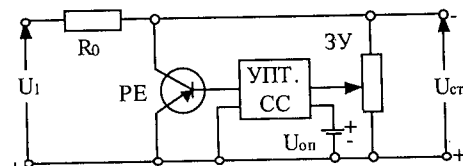
Изменението на входното напрежение предизвиква изменение на изходното напрежение. Новата стойност на  $U_{ст}$  се сравнява в схемата за сравнение /СС/ с предварително установена еталонна стойност на изходното стабилно напрежение от задаващото устройство /ЗУ/. В зависимост от съществуващата разлика се изработва тъй нареченият сигнал от разсъгласуване, който се усилва в усилвател на постоянен ток /УПТ/ и се подава с нужната фаза на регулиращия елемент /РЕ/. Сигналят от разсъгласуване предизвиква такова изменение на съпротивлението на регулиращия елемент, което води до съответно изменение на напрежителния пад върху него, така че възникналите промени на изхода се компенсират и стойността на изходното напрежение се възстановява със зададената степен на точност.

В полупроводниковите стабилизатори с обратна връзка /компенсационни стабилизатори/ като регулиращ елемент се използва транзистор. Усилвателят на постоянен ток може да бъде едностъпален, а при прецизните стабилизатори на напрежение се използват схеми на многостъпални усилватели на постоянен ток с непосредствена връзка или операционни усилватели.

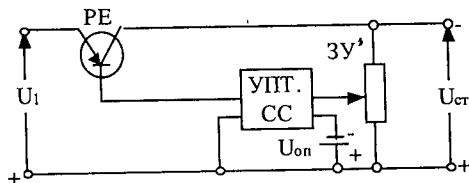
Схемата за сравнение съдържа източника на опорно напрежение /ценеров диод/, делител на изходното напрежение и обикновено се реализира в първото стъпало на усилвателя на постоянен ток. Задаващото устройство е потенциометър, който обикновено представлява елемент от делител на напрежение на изхода на стабилизатора.

Регулиращият елемент може да бъде включен паралелно или последователно на товара на стабилизатора. В зависимост от начина на включване на регулиращия елемент /PE/ се използват две основни схеми на компенсационни полупроводникови стабилизатори – паралелна и последователна. На фиг.12.27 е дадена блокова схема на паралелен стабилизатор на напрежение, а на фиг.12.28 – на последователен.

По-голямо разпространение са получили последователните стабилизатори, които осигуряват голям коефициент на полезно действие поради по-малката мощност, която се разсейва в регулиращия транзистор.



Фиг. 12.27



Фиг. 12.28

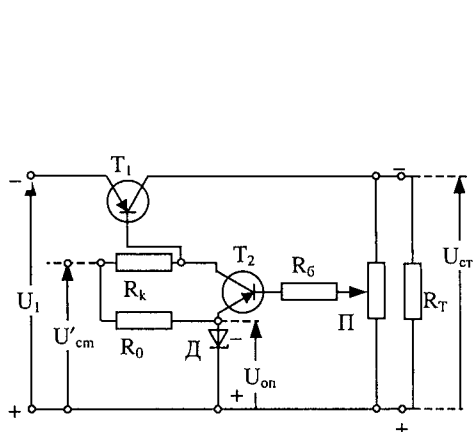
На фиг.12.29 е дадена принципна схема на стабилизатор с обратна връзка, в която транзисторът  $T_1$  е регулиращият елемент, а  $T_2$  – постояннооточковият усилвател. Частта от изходното напрежение, която се получава върху долната част, под плъзгача на потенциометъра П, се подава в базисната верига на транзистора  $T_2$ . Това напрежение се сравнява с опорното напрежение върху ценеровия диод Д. За да работи в област с малко вътрешно съпротивление, през него се пропуска допълнителен ток посредством резистора  $R_0$ . Разликата между двете напрежения, която се усилва от транзистора  $T_2$ , определя базисния ток на стабилизиращия транзистор  $T_1$ .

Обратната връзка в схемата действа така, че когато изходното напрежение  $U_{ст}$  се изменя, напрежителният пад върху транзистора  $T_1$  компенсира възникналите изменения.

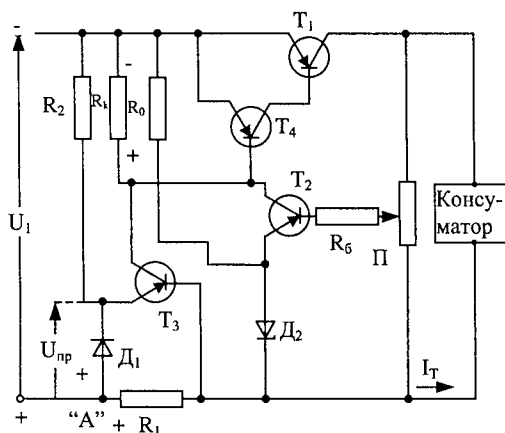
Коефициентът на усилване на постояннооточковите усилватели зависи от стойността на захранващото напрежение и евентуална промяна на стойността му би влошила действието на схемата. Поради това колекторната верига на транзистора  $T_2$  се захранва от отделен, допълнително стабилизирани източник на малка мощност с напрежение  $U'_{ст}$ . Коефициентът на стабилизация при тази мярка в разглежданата схема може да достигне до 100.

Разгледаният стабилизатор има недостатъка, че не е защитен от късо съединение. При наличие на късо съединение на изхода на стабилизатора, поради повреда в консуматора или други причини, цялото входно напрежение  $U_1$  се прилага към регулиращия транзистор  $T_1$ , а то е значително по-голямо от напрежението при което

работи транзистора. Схемата излиза от режим на стабилизация, при което през транзистора протича значителен по стойност ток и в резултат на голямата отделена в колектора мощност моментално настъпва необратим топлинен пробив. Стабилизаторите от паралелен тип са освободени от този недостатък, като при претоварване или в режим на късо съединение регулиращият елемент напълно се разтоварва.



Фиг. 12.29



Фиг. 12.30

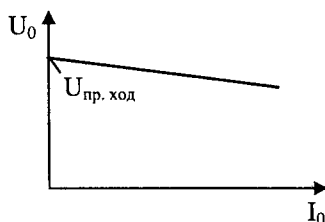
За защита на стабилизаторите от претоварване се използват предимно бързодействащите електронни схеми. Топимите предпазители не се използват в полупроводникови схеми поради своята инертност, което води до повреда на елемента, преди веригата да е прекъсната. Съществуват специално разработени за целта топими бързодействащи предпазители.

На фиг.12.30 е дадена схемата на стабилизатор от последователен тип, при който електронна защита осигурява ограничаване на тока при късо съединение на изхода, което предпазва елементите от повреда. След премахване на късото съединение или причините за претоварване схемата заработва нормално.

Диодът  $D_1$  е включен в посока на пропускане посредством резистора  $R_2$  към входа на стабилизатора. Върху него се получава напрежителен пад  $U_{пр}$ , който при силициев диод достига до 1 V, а при германиев е около 0,5 V. Емитерът на транзистора  $T_3$  получава отрицателен потенциал по отношение на точка "А". Резисторът се подбира с такова съпротивление, че при товарни токове по-малки от номиналния, напрежителният пад създаван върху него от товарния ток да бъде по-малък от напрежението на диода  $D_1$ . В такъв случай транзисторът  $T_3$  е запушен и цялата схема действа като обикновен стабилизатор на напрежение. При увеличаване на товарния ток над номиналния напрежението върху резистора  $R_1$  става по-голямо от напрежението  $U_{пр}$ , базата на транзистора  $T_3$  става по-отрицателна по отношение на емитера и  $T_3$  се отпушва. От протичащия колекторен ток в резистора  $R_3$  се получава напрежителен пад, чийто положителен полюс е приложен на базата на транзистора  $T_4$ , което води до неговото запушване и предизвиква запушването на транзистора  $T_1$ . Повишеното съпротивление между колектора и емитера на транзистора  $T_1$  ограничава тока на късо съединение. След премахване на късото съединение в консуматора, схемата автоматично възстановява стабилизиращото си действие.

## 12.6. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРИ НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛИТЕ

Зависимостта на изправеното напрежение  $U_0$  от изправения  $I_0$  (товарен) ток е основна характеристика на всяко токозахранващо устройство и се нарича външна характеристика:  $U_0 = F(I_0)$  (фиг.12.31). Намалението на напрежението на изхода на токоизправителя с увеличение на консумирания от него ток се дължи на нарастването на напрежителния пад в съпротивлението на вторичната намотка на трансформатора, в съпротивлението в посока на пропускане на изправителните елементи и в съпротивлението на последователно включеното рамо на изглаждащия филтър (дротел или резистор). Напрежението на изхода се нарича напрежение на празен ход ( $U_{0\text{пр.х.}}$ ) когато товарният ток има нулева стойност (товарът е изключен).



Фиг. 12.31

Стойността на изходното съпротивление е важен качествен параметър на дадено токозахранващо устройство. То се определя от израза:  $R_{\text{изх}} = \Delta U_0 / \Delta I_0$ . По-малките стойности на  $R_{\text{изх}}$  /по-малки от 1  $\Omega$ / характеризират по-висококачествени токозахранващи устройства.

## 12.7. НЕПРЕКЪСВАЕМИ ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА (UPS)

Въпросът за създаване на сигурно резервно токозахранване е бил поставян като задача пред конструкторите на електронната апаратура едновременно с навлизането и в отговорни за човешката дейност области. Например във военната техника, авиацията и корабоплаването това са радарните установки и системите за противовъздушна отбрана, електрооборудването на подводниците; в медицината – операционните зали на хирургични отделения; в железопътния транспорт – осигурителните инсталации и сигнализацията в гарите и междугарията, които се използват за безопасно движение на влаковете; в големите обществени сгради – асансьорните уредби и т.н. С прилагането на компютъризирани устройства за управление на различни технологични процеси обезпечаването на непрекъснато токозахранване също представлява актуален въпрос. Например при зареждането на големи по обем програмни продукти или прехвърляне на големи масиви от данни, където дори и при бързи компютърни системи, процесите са доста продължителни, спирането на електрозахранването е недопустимо. То би могло да доведе и до физическа /хардуерна/ повреда.

Първите устройства, които се използват и понастоящем, представляват генератори на е.д.н., задвижвани от двигатели с вътрешно горене. Основно изискване при тях е да обезпечат необходимата електрическа мощност, както и да подадат

електрическа енергия със стандартни параметри /напрежение, честота/ за минимален период от време след прекъсване на основното мрежово захранване.

За резервиране електрозахранването на компютърните системи се използват автоматизирани схемни решения, с принцип на действие, подобен на действието на разгледаните в тази глава устройства. Такова устройство в практиката е популярно чрез използваната за означаването му абревиатура UPS (Uninterruptible Power System). Тяхното основно предназначение е да защитят захранването прецизно електрооборудване от прекъсване на напрежението, а същевременно и да стабилизират параметрите на захранващото напрежение. Те се изработват във вид на компактно самостоятелно устройство, което включва и акумулаторна батерия. Снабдени са с програмно осигуряване, което управлява "UPS"-устройството при прилагането му както за самостоятелни работни места, така и при компютърни мрежи.

Действа по следния начин: при нормални условия, когато има напрежение в мрежата, се черпи слаб ток, който поддържа напълно заредени батериите /акумулатора/. Захранващото мрежово напрежение се подава директно към изхода на устройството и оттам към компютъра. В този случай акумулатора не участва в захранването.

При аварийно спиране на мрежовото напрежение, устройството се включва автоматично в действие. Извършва се физическо превключване на компютъра от мрежата към вградения електронен блок, захранван от акумулатора. Процесът на превключване е бърз, но все пак свързан с крайно време на превключване. Обикновено компютрите не "усещат" паузата, но съществуват и неблагоприятни комбинации между бързодействието на устройството за резервирано електрозахранване и на компютъра. Възможно е компютърът да се рестартира в момента на превключването, което очевидно е нежелателно. Съвременните захранващи устройства превключват и осигуряват нормално напрежение за по-малко от половин период на променливия ток, което на практика е достатъчно бързо и не се усеща от повечето персонални компютри. При тях се използва специален трансформатор, към който е свързана и входната и изходната верига на устройството. Когато мрежовото напрежение отпадне, включването се извършва за време от около половин период, а в този момент енергията на магнитното поле в магнитопровода на трансформатора поддържа липсващия половин период, докато трае превключването.

Традиционните "UPS"-устройства обезпечават висока степен на защита от токови удари. Трансформаторът, който се използва при по-новите модели, елиминира много от проблемите.

Типичните стойности на основните параметри на непрекъсваемите токозахранващи устройства се намират в следните граници:

- Входно напрежение: 166 – 260 V.
- Работна честота: 50/60 Hz.
- Коефициент на полезно действие: 96 %.
- Изходно напрежение: 220 – 240 V.
- Изходна мощност: 300 VA (180 W) – 650 VA (400 W) , като достига при някои модели и до 1000 VA.

Тези устройства не се препоръчват за захранване и на лазерните принтери, тъй като вградените в тях нагревателни елементи се характеризират с големи пикови стойности на тока при включване.

## ЛИТЕРАТУРА

1. И. Тонев, В. Буцев, К. Куртев "Електротехника и електроника", изд. "Техника", София, 1991.
2. И. Тонев, В. Буцев, А. Томайов, К. Куртев, А. Гадавелов - "Приложна електротехника и електроника", издание на печатна база към КНТПВО, София, 1976 г.
3. Ръководство за лаб. у-ния по "Електротехника и електроника" за ВХТИ -София, Печатна база към МКНП, 1989 г., София.
4. Ръководство за лаб. у-ния по "Електротехника, електрически измервания и електроника" за ВХТИ - София, Печатна база към МНП, 1984 г., София.
5. Ръководство за лаб. у-ния по "Приложна електротехника и електроника" за ВХТИ София, Печатна база към МНП, 1979 г.
6. Ръководство за лаб. у-ния по "Приложна електротехника и електроника" за ВХТИ София, Печатна база към МНП, 1975 г.
7. Цветков Д., Цанов Д., Павлов Л. - Електротехника и електроника, ПБТУ, София, 1997.
8. Попов Ив. - "Електрически машини", изд. "Техника", 1959 г., София.

**ПРИЛОЖНА  
ЕЛЕКТРОТЕХНИКА  
И ЕЛЕКТРОНИКА**

Първо издание

***Автори:***

доц. д-р инж. Асен Гадавелов

доц. д-р инж. Андрей Мирев

д-р инж. Антон Антонов

доц. Илия Тонев

инж. Валери Тодоров

***Графично оформление:***

А. Брамска

инж. Н. Манова

**ISBN 954-9740-58-7**

Издавателство •**НОВИ ЗНАНИЯ**•

1125 София

бул. “Г.М. Димитров” № 54

тел.: 02/971-95-39; 02/971-38-38; факс: 02/971-36-00

E-mail: btel\_eng@netbg.com