

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/318882380>

# Power Supply Devices

Book · April 2015

---

CITATIONS

2

READS

22,402

2 authors, including:



Vencislav Valchev

Technical University of Varna

102 PUBLICATIONS 1,313 CITATIONS

[SEE PROFILE](#)

Some of the authors of this publication are also working on these related projects:



ERGODESIGN – IMPROVING DIGITAL SKILLS FOR ERGONOMICS AND BIOENGINEERING INNOVATIONS FOR INCLUSIVE HEALTH CARE Project Grant Agreement Number: 2021-1-PL01-KA220-HED-000031182 [View project](#)



LED Drivers [View project](#)

проф. д-р инж. Димитър Димов Юдов  
доц. д-р инж. Венцислав Цеков Вълчев

## **ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА**



**проф. д-р инж. Димитър Димов Юдов  
доц. д-р инж. Венцислав Цеков Вълчев**

# **ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА**

**2008**

В учебника са разгледани въпроси от теорията и схемните решения на най-често срещаните преобразуватели на електрическа енергия, използвани в токозахранващите устройства. В отделните глави са разгледани химически източници на ел. енергия, токоизправители, умножители на напрежения, филтри за изглаждане на изправеното напрежение, електронни преобразуватели на променливо напрежение, инвертори и стабилизатори на напрежение. Отделена е една глава на импулсните захранващи блокове.

Учебникът е предназначен за студентите от специалности "Електроника", "Комуникационна техника и технологии" и "Компютърни системи и технологии". Той може да бъде полезен и за други студенти, както и широк кръг специалисти, работещи в областта на токозахранващите устройства.

Учебникът е написан от двамата автори, като отделните глави са написани както следва:

проф. д-р Димитър Юдов - от глава 1 до глава 7, глава 10 и глава 11.  
доц. д-р Венцислав Вълчев - глава 8 и глава 9.

**ISBN 978-954-9370-57-7**

Пособието е прието за печат от Учебно-научния съвет на Център по Информатика и Технически науки при Бургаски Свободен Университет с протокол №810 от 26.05.2008 год.

© проф. д-р Димитър Юдов, автор  
© доц. д-р Венцислав Вълчев, автор  
© проф. д.т.н. Андон Лазаров, рецензент  
инж. Милка Юдова, оформление  
печат "Онгъл"  
2008 г.

## СЪДЪРЖАНИЕ

	стр.
Предговор	8
Списък на основните означения в учебника	9
<b>Глава 1. Общи сведения за токозахраниващите устройства</b>	
1.1. Същност, видове и информационни източници за токозахраниващи устройства	11
1.2. Параметри на токозахраниващи устройства	13
1.3. Полупроводникови прибори в токозахраниващите устройства	16
1.3.1. Полупроводникови диоди	16
1.3.2. Полупроводникови стабилитрони	19
1.3.3. Тиристори	21
1.3.4. Силови транзистори	24
1.3.5. Последователно и паралелно включване на полупроводникови прибори	28
1.4. Компютърно изследване на силови електронни схеми	35
<b>Глава 2. Първични източници на електрическа енергия</b>	
2.1. Химически източници на електрическа енергия	47
2.1.1. Общи сведения	47
2.1.2. Основни параметри	48
2.1.3. Галванични елементи	51
2.1.4. Акумулатори	52
2.2. Монтаж, експлоатация и режими на работа на акумулаторните батерии	59
2.3. Възобновяеми (алтернативни) източници на електрическа енергия	60
2.3.1. Структура на автономна система за преобразуване енергията на вятъра и слънцето	61
2.3.2. Слънчеви батерии	63
<b>Глава 3. Токоизправители. Работа при активен товар</b>	
3.1. Общи сведения за токоизправителите. Класификация.	
Параметри и характеристики	67
3.2. Еднофазен еднополупериоден токоизправител	69
3.3. Еднофазен двуполупериоден токоизправител	76
3.3.1. Еднофазна токоизправителна схема със средна точка	76
3.3.2. Еднофазна мостова токоизправителна схема	80
3.4. Трифазни токоизправители	84
3.4.1. Трифазна еднополупериодна схема	84
3.4.2. Трифазен мостов токоизправител	92
<b>Глава 4. Токоизправители с активно-индуктивен товар</b>	
4.1. Работа на еднофазен еднополупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар	98
4.2. Работа на еднофазен двуполупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар	102

4.3. Работа на трифазен еднополупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар	107
4.3.1. Режим на работа без взаимна комутация на вентилите	107
4.3.2. Режим на работа с взаимна комутация на вентилите	112
4.4. Работа на трифазен мостов токоизправител при активно-индуктивен товар	118
<b>Глава 5. Работа на токоизправител с противо-електродвижещо напрежение</b>	
5.1. Работа на токоизправител при активно-капацитивен товар	122
5.2. Работа на токоизправител при товар с противо-електродвиже- що напрежение	129
5.3. Токоизправители с умножение на напрежението	132
5.3.1. Несиметрични схеми на токоизправители с умножение на напрежението	133
5.3.2. Симетрични схеми на токоизправители с умножение на напрежението	136
<b>Глава 6. Управляеми токоизправители</b>	
6.1. Методи за регулиране на изправеното напрежение	142
6.2. Схеми на управляеми токоизправители	145
6.2.1. Тиристорни схеми на управляеми токоизправители	145
6.2.2. Транзисторни схеми на управляеми токоизправители	155
<b>Глава 7. Изглаждащи филтри</b>	
7.1. Общи сведения	160
7.2. Пасивни изглаждащи филтри	163
7.2.1. Капацитивен филтър	163
7.2.2. Индуктивен филтър	165
7.2.3. Г-образен LC-филтър	166
7.2.4. Г-образен RC-филтър	168
7.2.5. Многозвенен филтър	169
7.2.6. Резонансни филтри	170
7.3. Активни филтри	172
<b>Глава 8. Електронни преобразуватели на променливо напрежение</b>	
8.1 Общи сведения	178
8.2 Еднофазни променливотокови преобразуватели	178
8.3 Трифазни променливотокови преобразуватели	183
<b>Глава 9. Инвертори</b>	
9.1 Общи сведения	186
9.2 Еднофазни транзисторни инвертори на напрежение	188
9.2.1 Полумостов инвертор на напрежение	188
9.2.2 Мостов инвертор на напрежение	190
9.2.3 Инвертор на напрежение със средна точка на трансфор- матора.	192
9.3 Еднофазни тиристорни инвертори на напрежение	194

9.4 Трифазни инвертори на напрежение	195
9.5 Резонасни инвертори	196
9.5.1 Класификация	196
9.5.2 Тиристорни резонасни инвертори с обратни диоди	197
9.5.3 Транзисторни резонасните инвертори с обратни диоди	199
9.6 Регулиране на изходното напрежение на инверторни схеми	201
9.6.1 Основни понятия и съотношения	201
9.6.2 Двуполярна синусоидална ШИМ	202
9.6.3 Еднополярна синусодална ШИМ	205
9.6.4 Широко-импулсно регулиране	207
<b>Глава 10. Стабилизатори на напрежение и ток</b>	
10.1.Общи сведения. Параметри и характеристики	208
10.2. Параметрични стабилизатори на постоянно напрежение	210
10.3. Компенсационни стабилизатори на постоянно напрежение с непрекъснато действие	215
10.4. Защити на транзисторните стабилизатори по ток и напрежение	225
10.4.1. Защити с общо предназначение	226
10.4.2. Електронни защити от претоварване по ток	227
10.4.3. Електронни защити от пренапрежение	233
10.4.4. Компенсационни стабилизатори с интегрални схеми	234
10.4.5. Електронни стабилизатори на ток	246
<b>Глава 11. Импулсни стабилизатори на напрежение</b>	
11.1.Общи сведения	252
11.2. Безтрансформаторни импулсни преобразуватели	254
11.2.1. Еднотактов прав преобразувател	254
11.2.2. Повишаващ обратен преобразувател	259
11.2.3. Понижаващо-повишаващ преобразувател	265
11.2.4. Чук преобразувател	268
11.2.5. Многотактни импулсни преобразуватели	274
11.3. Трансформаторни импулсни преобразуватели	274
11.3.1. Еднотактни трансформаторни импулсни преобразуватели	275
11.3.2. Двутактни импулсни преобразуватели	277
11.4. Схеми за управление на импулсни стабилизатори на напрежение	282
11.5. Принципни схеми на импулсни стабилизатори на напрежение	288
<b>Литература</b>	304

## **ПРЕДГОВОР**

Развитието на компютърната и микропроцесорна техника, на комуникационната и информационна техника и технологии и широкото им навлизане във всички области на живота постави високи изисквания пред преобразувателите на електрическа енергия, каквито са токозахранващите устройства. Повишиха се изискванията към енергетичните показатели на традиционните токозахранващи устройства, създадоха се нови токозахранващи устройства на базата на по-високи работни честоти и нови управляеми полупроводникови елементи. Бъдещите десетилетия човечеството ще насочи своите усилия към усвояването на нови (възобновяеми) енергийни източници и за тях ще бъдат необходими нови схемни решения на високоефективни преобразуватели на електрическа енергия.

В учебника са разгледани химически източници на електрическа енергия, традиционни преобразуватели на променливо в постоянно напрежение, методите и средствата за подобряване на изправеното напрежение, методите и средствата за анализ и изследване на токозахранващите устройства. Повече внимание е отделено на импулсните преобразуватели и стабилизатори на електрическа енергия. Специално внимание е отдeleno на симулационното изследване на различни токозахранващи устройства, чрез програмния продукт "PSPICE".

Учебникът е написан съгласно действащата програма на дисциплината "Токозахранващи устройства" за студентите от специалност "Компютърни системи и технологии", "Електроника" и "Комуникационна техника и технологии" на Бургаския свободен университет.

С благодарност ще бъдат приети всички забележки и препоръки от читателите.

## СПИСЪК НА ОСНОВНИТЕ ОЗНАЧЕНИЯ В УЧЕБНИКА

$u_1, U_1; u_2, U_2$  - моментна и ефективна стойности на напреженията в първичната и вторичните намотки на трансформатора;

$i_1, I_1, i_2, I_2$  - моментна и ефективна стойности на токовете в първичната и вторичните намотки на трансформатора;

$U_{1m}, U_{2m}$  - максимална (амплитудна) стойност на напреженията в първичната и вторичните намотки на трансформатора;

$u_{ak}, i_a$  - моментна стойност на напрежението върху вентила и тока през него;

$I_a$  - средна стойност на тока във вентила;

$U_{Rm}$  - максимална стойност на обратното напрежение върху вентила;

$U_{Fm}$  - максимална стойност на правото напрежение върху вентила;

$u_d, (U_o), U_d(U_o)$  - моментна и средна стойности на изправеното напрежение върху товара  $R_o(R_o)$ ;

$i_d, (I_o), I_d, (I_o)$  - моментна и средна стойности на изправения ток през товара;

$P_d = U_d \cdot I_d$  - постояннотокова мощност в товара;

$U_{d(1)m}$  - максимална стойност на първата хармонична на напрежението върху товара;

$S_1, S_2$  - изчислителни мощности на първичната, вторичната намотки на трансформатора;

$S_T$  - типова мощност на трансформатора;

$\vartheta = \omega t$  - кръгова честота;

$\alpha$  - ъгъл на управление;

$\varphi$  - ъгъл на дефазиране;

$\psi$  - ъгъл на удължаване (времето на проводимост на вентила);

$n = U_2/U_1$  - коефициент на трансформация;

$\kappa_n = U_{o(1)m}/U_o$  - коефициент на пулсации;

$B = U_2/U_o$  - коефициент на фазата;

$D = I_2/I_o$  - коефициент на формата на тока;

$\gamma = P_1/S_1$  - коефициент на мощност;

$U_{2max}, U_{2min}, U_{2n}$  - максимално, минимално и номинално значение на напрежението  $U_2$ ;

$U_{omax}, U_{omin}$  - максимално и минимално значение на изправеното напрежение;

$P_{1n}$  - номинално значение на активна мощност;

$S_{1n}$  - номинална реактивна мощност;

$R_{обр}, r_{пр}$  - обратно и право съпротивление на вентилите;

$A$  - коефициент на усилване на операционен усилвател по напрежение.

# ГЛАВА ПЪРВА

## ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА ТОКОЗАХРАНВАЩИТЕ УСТРОЙСТВА

Електронните блокове и устройства се нуждаят от електрическо захранване. Много малък процент от тях се захранват директно от стандартна променливотокова мрежа (220 V, 50 Hz). Захранването на преносимите консуматори се осъществява от химически или слънчеви батерии, акумулатори или други първични източници на електрическа енергия. Това са маломощни консуматори. За захранване на по-мощните консуматори, които в повечето случаи са стационарни или бордови, се използва енергия от стандартната променливотокова мрежа, обикновенно преобразувана посредством електронни преобразуватели. Преобразуването се налага тъй като различните консуматори имат изискване за различно по вид и стойност захранващо напрежение. В повечето случаи те изискват изправено напрежение със зададени параметри. Електронните преобразуватели на променливо напрежение в постоянно се наричат то-коизправителите. Те са основната част от токозахранващите устройства.

Характерна особеност на електронните токозахранващи устройства е, че развитието и усъвършенстването им е възможно след развитието и усъвършенстването на електронните устройства, които те захранват.

Характерни са изискванията към токозахранващите устройства. Те трябва да бъдат компактни и с ниски загуби. Ограниченият енергийни ресурси на много източници налага изисквания за висока ефективност (к.п.д.). Портативността на повечето електронни апарати налага изисквания за малки габарити и тегло. Според някои автори, токозахранващото устройство е "сърцето" на електронните апарати (енергийния източник) и това налага повишени изисквания към надеждността им на работа. Токозахранващите устройства не трябва да внасят електрически и електромагнитни смущения в товара, захранващата мрежа и околното пространство. Те не трябва да влошават фактора на мощност ( $\cos\phi$ ) на захранващата мрежа.

На тези високи изисквания се отговоря с нови стандарти за производство на токозахранващи устройства. Това накара конструкторите да предлагат разработки с широко приложение на нови полупроводникови компоненти и с използване на нови технологии на производство, още повече, че ключовите захранвания ще работят преобладаващо на честоти над 200 kHz.

Специалистите (инженерите) които ще проектират, конструират, из-

следват и ремонтират токозахранваща техника трябва:

- да познават много добре силовите електронни прибори;
- да знаят теорията на силовата преобразувателна техника;
- да проектират и конструират силови електронни преобразуватели;
- да познават теорията на електромагнитната съвместимост и да я използват при проектирането и експлоатацията на токозахранващите устройства;
- да използват компютърна техника за проектиране, конструиране, симулация и анализ на силови електронни преобразуватели.

### **1.1. Същност, видове и информационни източници за токозахранващи устройства**

Токозахранващите устройства са част от електронните преобразуватели на електрическа енергия. Това са устройства, които осигуряват захранваща енергия на електрическа и електронна апаратура и устройства.

Токозахранващите устройства могат да бъдат:

1/ първични източници на електрическа енергия (преобразуватели на: механическа енергия, химическа енергия, вятърна, водна и слънчева енергия);

2/ вторични източници на захранване - това са преобразуватели на електрическа енергия от един вид, в друг вид, който е необходим за захранване на конкретно електротехническо или електронно устройство.

Основна част от токозахранващите устройства са вторичните източници за захранване, реализирани на базата на електронни елементи. В зависимост от вида на преобразуваната енергия те са:

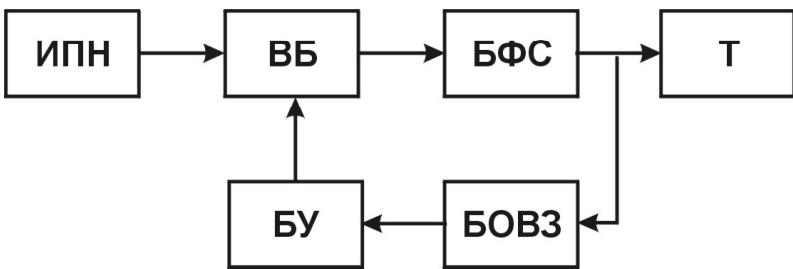
а/ **токоизправители** - преобразуват променливо напрежение и ток в постоянно (**ac/dc преобразуватели**);

б/ **инвертори** - преобразуват постоянно напрежение и ток в променливо напрежение и ток (**dc/ac преобразуватели**);

в/ **променливо-токови преобразуватели** - преобразуват променливо напрежение и ток с една стойност в променливо напрежение и ток с друга стойност (**ac/ac преобразуватели**);

г/ **постояннотокови преобразуватели** - преобразуват постоянно напрежение и ток с една стойност в постоянно напрежение и ток с друга стойност (**dc/dc преобразуватели**);

Блоковата схема на токоизправително устройство има следния вид (фиг.1.1):



Фиг.1.1 Блокова схема на токоизправително устройство

**Източникът на променливо напрежение (ИПН)** в повечето случаи е трансформатор, осигуряващ необходимата стойност на променливото напрежение за токоизправителя.

**Вентилният блок (ВБ)** е реализиран от управляеми или неуправляеми вентили, които преобразуват променливото напрежение в постоянно напрежение.

**Блокът за филтрация и стабилизация (БСФ)** може да се състои само от блок за филтрация или само от блок за стабилизация. Най-често те се съвместяват в един блок, който служи за подобряване качеството на изправеното напрежение.

**Товарът (Т)** може да бъде активно съпротивление, електрически двигател или кондензаторна батерия.

При управляемите токоизправители има още два блока- **блок за управление (БУ)** и **блок за обратна връзка и защита (БОВЗ)**.

Разгледаната блокова схема е примерна. Тя може да има и други модификации, съобразно конкретните дадености на захранващия източник и изискванията на товара.

Токозахраниващите устройства се реализират като:

**а) съсредоточени**- токозахраниващото устройство е реализирано на едно място и изпълнява всички изисквания на товара по отношение на качеството на изходното напрежение, защити и други.

**б) разпределени** - токоизправителното устройство има един основен източник на постоянно напрежение и няколко допълнителни източници (импулсни стабилизатори), които са разпределени в отделните блокове (модули) на захранващото устройство.

Изборът на единния или другия вид токозахраниващо устройство е индувидуален и зависи много от конкретният случай.

Мощното развитие на полупроводниковата елементна база създаде условия за промишлено производство на стандартизириани захранващи модули, които могат да се използват от конструкторите за създаване на

различни токозахрънващи устройства.

Производители на такива модули са световно известни фирми, като:  
Brown Boveri  
Fuji Elektric  
Hitachi Ltd.  
International Rectifier  
Mitsubishi Electric Corp.  
Motorola  
Semicron International  
Toshiba Corp. и др.

Много литература е написана и се пише в областта на токозахрънващите устройства. Това са учебници, технически книги, наръчници и справочници. Всички те отразяват непрекъснатото развитие на токозахрънващите устройства и все по-масовото им използване във всички области на техниката. Периодически издания в областта на силовата електронна преобразувателна техника, респективно токозахрънващите устройства, са:

1. Списание “Електротехника и Електроника”
2. Национална конференция “Електронна Техника”
3. IEEE Transactions on Industrial Electronics
4. IEEE Transactions on Industry Applications
5. IEEE Transactions on Power Electronics
6. European Power Electronics Conference (EPEC)
7. IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)
8. International Power Electronics Conference (IPEC) и др.

## **1.2. Параметри на токозахрънващите устройства**

Токозахрънващите устройства се характеризират с множество параметри, които се класифицират в различни групи. Значимостта на параметрите и начина на класификация се определя от спецификата на приложението им. Най-общо параметрите могат да се разделят на следните групи:

**Електрически параметри** По-съществени електрически параметри на токозахрънващите устройства са:

**a/ параметри на входа:**

1. Номинално захранващо (входно) напрежение  $U_i$  (може да бъде променливо или постоянно).
2. Минимално входно напрежение  $U_{i\min}$ ;
3. Максимално входно напрежение  $U_{i\max}$ ;
4. Допустимо колебание на захранващото (входното) напрежение  $\pm \Delta U_{iH}$ ;

5. Честота на захранващото (входното) променливо напрежение  $f_i$  (50 Hz, 60 Hz, 400 Hz, 20 kHz и др.);

6. Номинална стойност на входния ток  $I_i$ .

**б/ параметри на изхода:**

1. Номинално изходно напрежение  $U_d$ .

2. Номинален изходен ток  $I_d$ .

3. Минимално изходно напрежение  $U_{d\min}$  – при това напрежение товарът се изключва.

4. Максимално изходно напрежение  $U_{d\max}$ .

5. Нестабилност на изходното напрежение  $\delta U_d$ .

Нестабилността на изходното напрежение може да се определи по отношение на различни фактори: при промяна на входното напрежение  $\delta U_d(U_i)$ , при промяна на товара (съответно изходния ток)  $\delta U_d(I_d)$ , при промяна на температурата  $\delta U_d(t^\circ)$  и др.

$$(1.1) \quad \delta U_d = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{U_{d\max}} \cdot 100, \%$$

6. Коефициент на пулсации за n-тия хармоник  $K_{\Pi(n)}$ .

Коефициент на пулсации  $K_{\Pi(n)}$  се определя като отношение на амплитудната стойност на n-тия хармоник на изправеното изходно напрежение  $U_{d(n)\max}$  към постоянната съставка на изправеното изходно напрежение  $U_d$ .

$$(1.2) \quad K_{\Pi(n)} = \frac{U_{d(n)\max}}{U_d} \cdot 100, \%$$

**Енергетични параметри.**

Те са определящи при мощните токозахранващи устройства. Основните енергетични показатели характеризиращи токозахранващите устройства са:

1. Активна мощност, консумирана от захранващия източник ( $P_i$ ).

2. Пълна мощност ( $S_i$ ). Пълната мощност включва активната и реактивната мощност, консумирана от захранващия източник.

3. Коефициент на мощността ( $\gamma$ ):

$$(1.3) \quad \gamma = \frac{P_i}{S_i}$$

4. Номинална изходна мощност -  $P_d = U_d \cdot I_d$

5. Коефициент на полезно действие :

$$(1.4) \quad \eta = \frac{P_d}{P_i} = \frac{P_d}{P_d + P_{\text{заг}}} \cdot 100, \%$$

където  $P_{\text{заг}}$  – мощността разсейвана в елементите на токоизправителя във вид на топлина.

Съществуват и други параметри характеризиращи надеждностни, масо-габаритни, стойностни и други показатели на токозахранващи устройства.

В някой случаи интерес представляват максималното пробивно напрежение, изолационно съпротивление, време за реакция при промяна на входното напрежение или товарното съпротивление и др. Често в практиката се ползват и т.н. специфични коефициенти, представляващи отношение на номиналната изходна мощност  $P_{dH}$  към масата  $M$ , обема  $V$  или цената  $C$  на токозахранващите устройства:

а/ Теглови коефициент- представлява отношението на изходната мощност към теглото на изделието

$$(1.5) \quad \lambda_M = \frac{P_d}{M} \cdot \frac{W}{kg};$$

б/ Обемен коефициент - представлява отношението на изходната мощност към габаритните показатели (обема) на изделието

$$(1.6) \quad \gamma_V = \frac{P_d}{V} \cdot \frac{W}{dm^3};$$

в/ Ценови коефициент- представлява отношението на изходната мощност към цената на изделието

$$(1.7) \quad \gamma_S = \frac{P_d}{C} \cdot \frac{W}{\$}.$$

г/ Коефициент на използване на приборите по напрежение - представлява отношението на захранващото (входно) напрежение към максимално допустимото напрежение на използвания прибор

$$(1.8) \quad \gamma_U = \frac{U_i}{U_{Rm}};$$

д/ Коефициент на използване на електронните прибори по ток - представлява отношението на номиналната стойност на изходния ток към

допустимата средна стойност на тока на използвания прибор по каталог

$$(1.9) \quad \gamma_I = \frac{I_d}{I_{\text{адоп}}}.$$

### 1.3. Полупроводникови прибори в токозахрънващите устройства

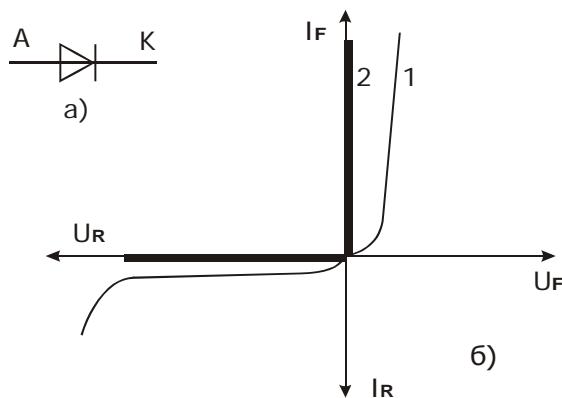
Полупроводниковите прибори, които се използват в токозахрънващите устройства, са:

- а/ неуправляеми (диоди);
- б/ полууправляеми (тиристори, симистори);
- в/ управляеми (транзистори).

#### 1.3.1. Полупроводникови диоди

Диодите са полупроводникови елементи с еднопосочна проводимост.

Графичното означение и волт-амперната характеристика на диод са показани на фиг. 1.10 а, б.



Фиг.1.2 Волт-амперната характеристика на диод: 1- реална; 2- идеална

Криза 1 на фиг.1.2б е реалната V-A характеристика, а криза 2 е идеалната характеристика.

От реалната V-A характеристика (1) се вижда, че напрежението в права посока ( $U_F$ ) е малко, а при идеалната характеристика (2)  $U_F = 0$ , което означава малка стойност на съпротивлението в права посока.

Падът на напрежение върху отпушения диод е малък и зависи от вида на диода.

В обратна посока на свързване напрежението върху диода е голямо, а обратният ток е много малък, а при идеалния диод  $I_R=0$ . Това означава, че обратното съпротивление на диода е голямо.

За идеалния диод може да се приеме, че правото съпротивление  $R_F$  клони към нула, а обратното съпротивление  $R_R$  клони към безкрайност.

Диодите се характеризират с множество параметри. По-съществени от тях са:

- **постоянен ток в права посока  $I_F$**  - постоянен ток протичащ през диода в права посока;

- **постоянен обратен ток  $I_R$**  - постоянен ток протичащ през диода в обратна посока при приложено обратно напрежение;

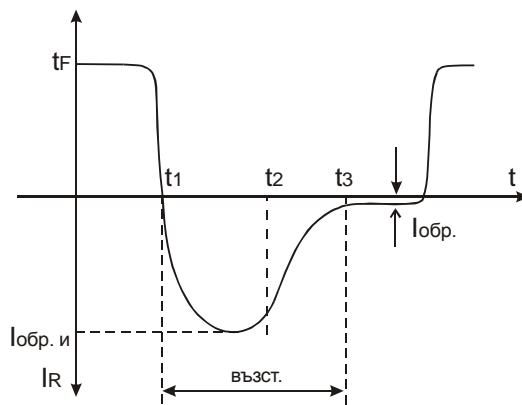
- **среден изправен ток  $I_{ad}$**  - средната стойност на тока протичащ през диода за един полупериод;

- **постоянно напрежение в права посока  $U_F$**  - напрежението върху изводите на диода, което се определя от тока в права посока;

- **постоянно обратно напрежение  $U_R$**  - постоянното напрежение приложено върху диода в обратна посока;

- **максимално постоянно напрежение  $U_{Rm}$**  - максималното обратно напрежение, на което може да издържи диода в обратна посока без да дефектира.

При работа с високи честоти съществено значение имат динамичните параметри на диодите. Тези параметри характеризират инерционните качества на диодите при смяна полярността на напрежението върху тях. Такъв е случая по време на комутация на диода.



**Фиг.1.3** Ток през полупроводников диод при комутация

На **фиг.1.3** е показан токът през полупроводников диод в права и в обратна посока. В момента  $t_1$  се изменя полярността на входното напрежение. В интервала от време  $t_1 \div t_2$  се разсейват неосновните токоносители, натрупани в преходния слой на диода. За това време в обратна посока тече обратен импулсен ток  $I_{\text{обр.и}}$ . Интервалът от време  $t_1 \div t_3$  се нарича време за възстановяване на диода  $t_{\text{въз.}}$ :

$$(1.10) \quad t_{\text{възст.}} = \tau \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_{\text{пр.}}}{I_{\text{обр.}}} \right),$$

където  $\tau$  - е времето за живот на неосновните токоносители.

Полупроводниковите диоди се използват за преобразуване на променливото напрежение в постоянно, или като обратни диоди при активно-индуктивен характер на товара.

В системите за управление на токозахраниващи устройства, диодите могат да изпълняват и други специфични функции (защита, термостабилизация и др.).

Полупроводниковите диоди работят в широк диапазон на действащи напрежения и токове (до 5 KV и 3 KA – при мрежова честота 50Hz, 2KV и 1,5KA – при повишена честота). При работа с високи честоти се ползват Шотки диоди (до 60V и 100A) или планарно-епитаксиални диоди (до 200 V и 100 A).

При работа на високи честоти се използват специални високо-честотни диоди (най-често се използват диоди на Шотки). Диодите на Шотки имат голямо бързодействие, малък пад на напрежение в права посока, но имат малко  $U_{\text{обр.}}$  и голям  $I_{\text{обр.}}$  при висока работна температура.

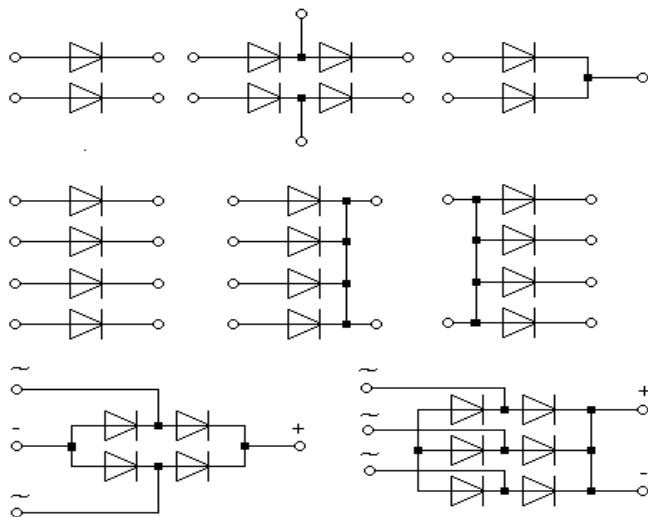
Често в практиката се ползват полупроводникови модули (диодни сборки). Те представляват конструктивно завършени елементи, в които са обособени различен брой полупроводникови диоди, свързани по определена схема. Това позволява оптимизиране на конструкцията на токозахраниващите устройства. Разработени са различни диодни сборки (фиг.1.4), които могат да се класифицират в следните групи:

**-диодни матрици** – те са изправителни компоненти, ползвани основно в нисковoltови маломощни изправители (0,1A; 50V). Произвеждат се в пластмасов малогабаритен корпус или в метало-керамичен корпус;

**-изправителни блокове** – еднофазен изправителен блок - четири диода в един корпус, свързани по схема Грец; трифазен изправителен блок - шест диода в един корпус, свързани по схема Ларионов. Изправителните блокове за малки токове се изпълняват в пласмасов корпус, а за

големи токове са с метален корпус с възможност за закрепване към радиатор с естествено или принудително охлажддане;

-**високоволтови стълбове** – последователно съединени диоди, които са предназначени за работа във високоволтови изправители (до 15kV и ток до 1A).

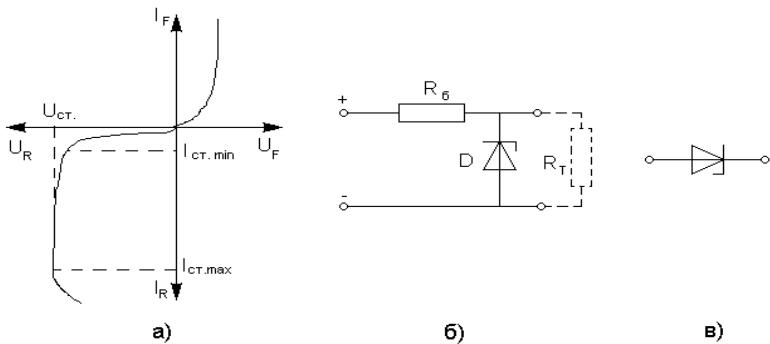


Фиг.1.4 Диодни матрици и изправителни блокове

### 1.3.2. Полупроводникови стабилитрони

Полупроводниковите стабилитрони (ценерови диоди) са диоди със специфична форма на V-A си характеристика при обратно свързване (III квадрант). Тук напрежението на стабилитрона  $U_{ct.} = U_z$  почти не се изменя при изменение на обратния ток в големи граници от  $I_{ct. min}$  до  $I_{ct. max}$  (фиг.1.5). Най-много са разпространени диоди с напрежение на стабилизация  $U_z = (3.3 \text{ до } 24) \text{ V}$ . Има стабилитрони с по-високи стойности на стабилизираното напрежение (при D817A напрежението  $U_z = 90 \text{ V}$ )

V-A характеристика на стабилитроните при право свързване (I квадрант) не се различава от тази на обикновения диод.



**Фиг.1.5** Стабилитрон; а- В-А характеристика; б - стабилизатор на напрежение;  
в- означение

Ценеровите диоди намират голямо приложение в токозахранващи устройства като стабилизиращи елементи при параметричните стабилизатори, като ограничителни и филтриращи елементи, като източници на еталонно напрежение и др. На фиг.1.5б е показана схема на свързване на ценеров диод като стабилизатор на напрежение, а на фиг.1.5в е неговото графично означение.

Полупроводниковите стабилитрони се произвеждат с напрежение на стабилизация  $U_{CT}$  от единици до стотици волтове и ток на стабилизация от милиампери до няколко ампера.

Важен параметър на ПС е температурният коефициент на стабилизация на напрежението (**ТКН**)  $\alpha_H$ :

$$(1.11) \quad \alpha_H = \frac{\Delta U_{CT}}{U_{CT} \Delta T} \cdot 100, \% / ^\circ C$$

За нисковолтовите стабилитрони ( $U_{CT} = 3,3 \div 5,6V$ ) температурният коефициент на стабилизация на напрежението (**ТКН**)  $\alpha_H$  има отрицателна стойност. За стабилитрони с  $U_{CT} > 6V$  ТКН е положителен. Правият участък на ВАХ на силициев диод и на ценеровия диод имат отрицателен ТКН. Затова при стабилитрони с  $U_{CT} > 6V$ , които имат положителен ТКН, може да се извърши термокомпенсация на положителния ТКН чрез последователно включен в права посока диод, който конструктивно се поме-

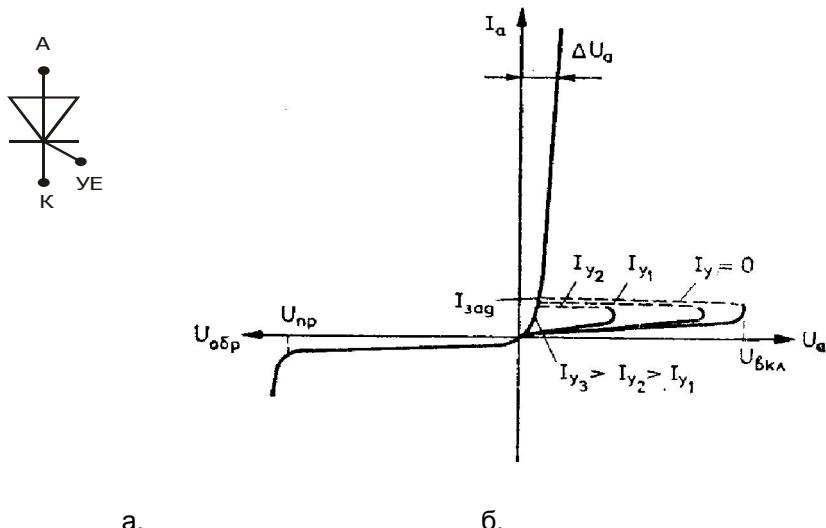
ства в корпуса на стабилитрона. За термокомпенсираните стабилитрони  $\alpha_H = 0,005 \div 0,019$ .

Термокомпенсираните прецизни стабилитрони се ползват основно като източници на опорно напрежение в компенсационни стабилизатори, в които има изисквания за нестабилност на изходното напрежение по-малка от 1% при широко изменение на температурата на околната среда или като еталонни напрежения при измервателни устройства.

Съществуват стабилитрони, в които областта на стабилизация е правия участък на ВАХ. Тези стабилитрони се ползват за  $U_{ct} = 1 \div 2V$  и  $I_{ct}$  до 100mA. Съществуват стабилитрони със симетрична характеристика (стабилизират напрежението в права и обратна посока). Такъв тип стабилитрони се ползват за изравняване на напреженията върху последователно свързани прибори (диоди, тиристори, транзистори и други).

### 1.3.3. Тиристори

Тиристорът /S/ е четирислоен полупроводников прибор с редуващи се слоеве с "р" и "н" проводимост. На фиг.1.6 са показани графичното му означение и волт-амперната му характеристика.



Фиг.1.6 Тиристор : а- означение; б -V-A характеристика

Тиристорът се отпуска чрез подаване на кратък положителен импулс на управляващия електрод (УЕ) при условие, че на анода (А) на тиристора е подадено положително напрежение спрямо катода му ( $U_{ak} > 0$ ).

Тиристорът може да се отпуши без управляващ импулс, ако анодното напрежение стане достатъчно голямо и достигне напрежението на включване на тиристора  $U_{vkl}$ , показана на ВАХ на фиг. 1.6б. Тиристорът може да се включи и при голяма скорост на нарастване на анодното напрежение в права посока  $dU/dt$ , без да му е подаден управляващ импулс и без да е достигнато  $U_{vkl}$ . Такова включване е нежелателно, тъй като тиристорът става по същество неуправляем.

Тиристорът се запушва чрез подаване на обратно напрежение между анода и катода му или чрез намаляване (прекъсване) на анодния му ток под тока му на задържане  $I_{зад}$ .

По описания метод на работа на тиристора се вижда, че той е полууправляем полупроводников ключ. Отпуска се (включва се) от управляващия електрод, но не може да се изключи (запуши) от него.

Основните статични параметри на тиристора са:

- **среден ток -  $I_a$**  – показва каква стойност на среден или постоянен ток може да пропуска тиристора в права посока продължително време, без да настъпят необратими изменения в неговата структура;

- **напрежение на включване –  $U_{vkl}$**  – характеризира момента на преминаване на тиристора от запущено в отпущен състояние без да е подаден управляващ импулс. Необходимо е анодното работно напрежение на тиристора да е по-малко от напрежението на включване ( $U_a < U_{vkl}$ ).

- **ток на задържане -  $I_{зад}$**  – минималния аноден ток, при който тиристора остава отпущен след прекратяване на управляващия сигнал. При по-малка стойност на анодния ток тиристорът се запушва;

- **постоянно напрежение в права посока -  $\Delta U_F$**  – пад на напрежение върху тиристора в отпущен състояние. Стойността на това напрежение зависи от стойността на протичащия ток през тиристора и е в границите от (1 до 2) V;

- **напрежение на обратен пробив-  $U_{Rm}$**  – напрежение, след което настъпва необратим пробив на тиристора;

- **управляващ ток -  $I_y$**  – стойност на управляващия ток, при която се включват всички прибори от даден тип;

- **управляващо напрежение -  $U_y$**  – напрежение между управляващия електрод и катода на тиристора, което осигурява необходимия ток за надеждно отпускане на тиристора ( $I_y$ ).

Работата на тиристора в преходни режими на преминаване от запущено в отпущен състояние и обратно се характеризира с динамичните си параметри.

Основните динамични параметри на тиристорите са:

- **скорост на нарастване на напрежението върху тиристора в права посока (dU/dt)** – най-голямата, допустима скорост на нарастване на анодното напрежение в права посока, при която тиристорът все още не се отпушва без управляващ импулс. Този параметър е съществен при индуктивен характер на товара. Тогава в резултат на паразитните капацитети на преходите на тиристора, той може да се включи преди да му е подаден управляващ импулс и преди да е достигнато  $U_{вкл}$ . За да се ограничи  $dU/dt$  под критичната за даден тиристор стойност, паралелно на тиристорите се включват RC групи;

- **скорост на нарастване на тока през тиристора в права посока (dI/dt)** – най-голямата скорост на нарастване на анодния ток през тиристора, при която няма опасност от разрушаване на тиристорната структура. Този параметър е съществен при активено-капацитивен характер на товара. Тогава в резултат на това, че скоростта на нарастване на тока през тиристора е по-голяма от скоростта на разпространение на проводимостта в сечението на полупроводниковия кристал, токът протича през малка площ и може да се получи повишаване на температурата в кристала, което води до необратим пробив. Този параметър е силно зависим от честотата. Ограничаването на  $dI/dt$  става чрез дросели с насищане, включени последователно на тиристорите;

- **време за отпушване на тиристора -  $t_{отп}$**  – интервал от време между началото на управляващия импулс и момента, когато напрежението в права посока върху тиристора спадне до 10% от първоначалната си стойност. Времето за отпушване на тиристора  $t_{отп}$  зависи от амплитудата и формата на управляващия импулс;

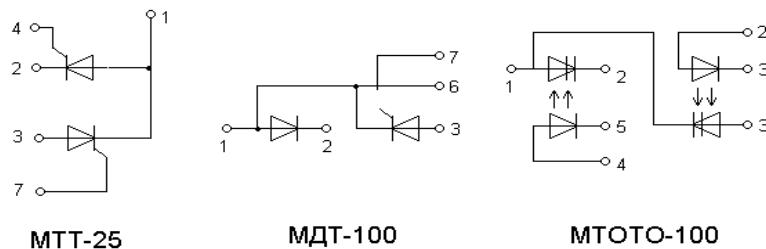
- **време за запушване (възстановяване) -  $t_b(t_q)$**  – интервал от време от момента, когато анодния ток е спаднал до нула до момента, когато през нула преминава повторно подаденото анодно напрежение в права посока без тиристорът да се отпушви.

Времето за възстановяване  $t_b$  зависи право пропорционално от тока, който тече през тиристора, от температурата на тиристора и обратно пропорционално от обратното напрежение, което запушва тиристора.

Много удобни за токозахраниващи устройства работещи на по-високи честоти са **двуоперационните тиристори (GTO – тиристор)**. Те се явяват аналоги на биполярните транзистори, тъй като могат да се отпушват и запушват чрез управляваща си електрод. Те са напълно управляеми ключове.

В практиката се използват **тиристорни модули**. Те представляват хибридни полупроводникови прибори, които съдържат два безкорпусни

прибора (тиристор-тиристор – серия МТТ; диод-тиристор – серия МДТ; оптотиристор-оптотиристор – серия МТОТО) херметизирани в общ пласмасов корпус с изводи включени за външни електрически вериги. Корпусът на модула е изолиран от токопроводящите части. Схемите на някои модули са показани на фиг.1.7.



Фиг.1.7 Тиристорни модули

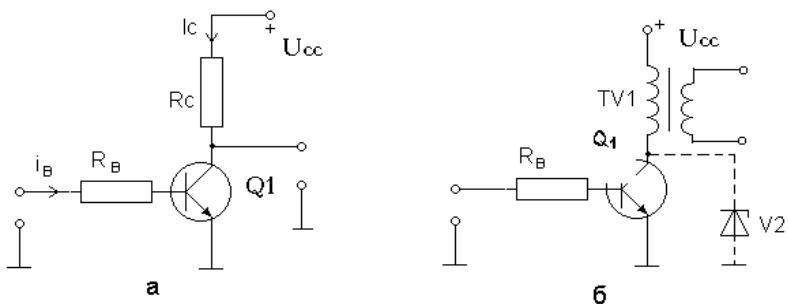
#### 1.3.4 Силови транзистори.

Силовите транзистори са напълно управляеми полупроводникови елементи. Силовите транзистори намират голямо приложение в съвременните токозахрънващи устройства. В този раздел се разглеждат само някои особености на тези транзистори с оглед на приложението им като мощни ключове в импулсни токозахрънващи устройства.

Основно се използват два вида транзисторни ключове: биполярни транзистори и полеви транзистори с изолиран управляващ електрод (MOS транзистори).

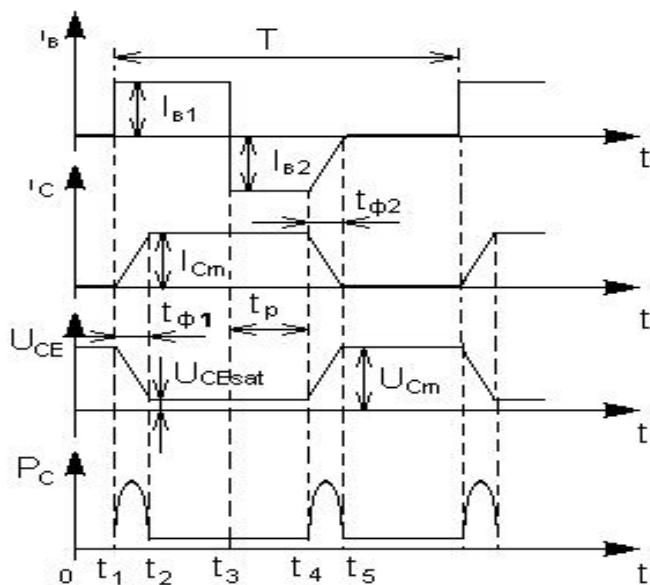
##### 1.3.4.1. Биполярни транзистори.

Биполярните транзистори превключват ток с големина до няколко десетки амperi и напрежение до няколко стотин волта. Приложението им в съвременните токозахрънващи устройства се ограничава от инерционността им при превключване от запущено в наситено състояние и обратно. Използват се главно силициеви транзистори. Най-често в схеми на импулсни токозахрънващи устройства биполярните транзистори се включват по начин показан на фиг.1.8. За фиг.1.8б се приема, че индуктивността на разсейване на трансформатора TV1 е nulla. Полупроводниковият стабилитрон V2 ограничава възможните импулсни пренапрежения на колектора на биполярния транзистор Q1.



Фиг.1.8 Биполярни транзисторни стъпала

Времедиаграмите на превключване на транзистора са показани на фиг.1.9.



Фиг.1.9 Времедиаграми

До момента  $t_1$  транзисторът е запущен. В момента  $t_1$  се подава достатъчно голям базов ток  $I_{B1}$ , водещ до отпушване и насищане на транзистора. Отпушването е инерционен процес и има продължителност  $t_{\Phi1}$ . За това време колекторният ток се установява със стойност –  $I_{Cm}$ , а напрежението върху транзистора става  $U_{CEsat}$  (тъй като транзистора се насища).

$U_{CEsat}$  – напрежение на насищане. Времето за отпушването може да се определи от израза:

$$(1.12) \quad t_{\Phi1} \approx \tau_T \cdot \ln \frac{I_{B1}}{I_{B1} - \frac{I_{Cm}}{h_{21E}}},$$

където  $\tau_T$  е времеконстантата на изменение на заряда в базата на транзистора,  $I_{Cm}$  – максимален колекторен ток,  $h_{21E}$  – коефициентта на усилване по ток за схема общ емитер в режим на голям сигнал. Максималната стойност на колекторният ток се определя като:

$$(1.13) \quad I_{Cm} = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_C}$$

Времето на отпушване на транзистора се характеризира с едновременно нарастване на тока през него и намаляване на напрежението върху него. През този интервал от време загубите върху транзистора са значително по-големи в сравнение с интервала, когато транзисторът е отпущен или запущен –  $P_C(t) = U_{CE} \cdot I_C$ .

Аналогично протичат процесите при запушване на транзистора, когато се нулира управляващия импулс.

Интервалът на запушване се състои от две части  $t_3 = t_p + t_{\Phi2}$ , където:

$t_p$  – времето за разсейване на неосновните токоносители,

$t_{\Phi2}$  – времето на задния фронт.

През интервала  $t_p$  транзисторът продължава да бъде насищен. Продължителността на  $t_p$  зависи от степента на насищане на транзистора ( $s = I_B / I_{Bsat}$ ), което е пропорционално на стойността на приложеното на базата управляващо напрежение.

Времето за разсейване на неосновните токоносители може да се определи от зависимостта:

$$(1.14) \quad t_p = \tau \cdot \ln \frac{I_{B1} + I_{B2}}{(I_{Cm}/h_{21e}) + I_{B2}},$$

където  $\tau$  е времеконстанта на натрупване и разсейване на носителите.

При високоволтовите транзистори процесите на разсейване на зарядите са много по сложни в сравнение с нисковолтовите биполярни транзистори, поради сложното съотношение на пасивни и активни области на натрупване на заряди и поради нееднородното разпределение на съпротивлението на полупроводника.

След като се разсият неосновните токоносители започва намаляването на колекторния ток и нарастването на колекторното напрежение. През този интервал от време се формира задния фронт:

$$(1.15) \quad t_{\phi 2} \approx \tau_T \cdot \ln \frac{(I_{km}/h_{21E}) + I_{B2}}{I_{B2}}.$$

Продължителността на времената  $t_{\phi 1}$ ,  $t_p$  и  $t_{\phi 2}$  определят бързодействието на транзисторния ключ, а продължителността на предния и задния фронт ( $t_{\phi 1}$  и  $t_{\phi 2}$ ) определят стойността на комутационните загуби ( $P_{CK}$ ).

$$(1.16) \quad P_{CK} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\phi 1}} u_{CE} i_C dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_{\phi 2}} u_{CE} i_C dt$$

За даден тип транзистори  $t_{\phi 1}$  и  $t_{\phi 2}$  са константни величини от които се вижда, че с нарастването на работната честота общата загубна мощност върху транзистора също нараства.

На фиг. 1.9д е показана мощността, разсейвана в колектора на биполярен транзистор –  $P_C$

$$(1.17) \quad P_C = P_{Ci} + P_{Ck},$$

където

$P_{Ci}$  – статични загуби, обусловени от пада на напрежение на отпусния и наситен транзистор  $U_{Csat}$  и колекторния ток  $I_{Cm}$ .

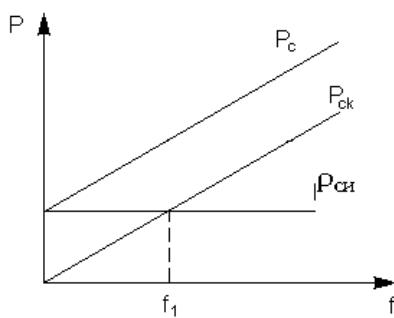
$P_{Ck}$  – динамични загуби, обусловени от пада на напрежение на отпушващия се (запушващ се) транзистор  $U_{Ck}$  и нарастващия (намаляващ) колекторен ток  $I_{Cm}$ .

$$(1.18) \quad P_{C\text{и}} = t_i \cdot U_{\text{Csat}} \cdot I_{\text{Cm}} \cdot f,$$

където:  $f$  – честота на биполярния транзистор;

$t_i$  – времето, когато транзистора е напълно отпущен.

При работа на високи честоти, както е при ключовите захранвания, често комутационните загуби са много по-големи от загубите на отпуснатия транзистор  $P_c$ , което води до общото нарастване на загубите в транзистора (фиг. 1.10)



Фиг.1.10 Загуби върху транзистора

Биполярните транзистори, които масово се ползват в токозахранващи устройства имат ред недостатъци, обуславящи постепенното им изместване от мощните полеви транзистори (ПТ). Основните недостатъци на биполярните транзистори са:

1. Малък коефициент на усиливане  $h_{21E}$  (особено при биполярните транзистори с високо напрежение  $U_{CE}$  и голям колекторен ток  $I_C$ );

2. Голям диапазон на изменение на  $h_{21E}$  при промяна на технологични и температурни фактори;

3. Големи загуби на мощност във веригата на управлението на биполярните транзистори в резултат на управлението им с ток;

4. Голямо време за превключване от насищено в запушено състояние, зависещо от полупроводниковата структура на биполярните транзистори, от технологични, температурни и експлоатационни фактори.

Тези недостатъци определят големи загуби, невъзможност да се работи с високи честоти на превключване, сложни схеми за управление на биполярните транзистори, които като цяло влошават коефициента на полезно действие на токозахранващите устройства.

### 1.3.4.2. Полеви транзистори

В съвременните токозахраниващи устройства като силови ключове се използват полеви транзистори с **изолиран управляващ електрод – MOS транзистори**.

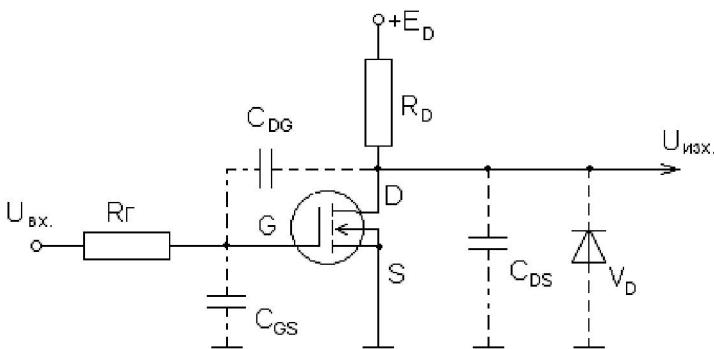
MOS транзисторите имат структура метал-окис-полупроводник, гарантираща голямо входно съпротивление ( $R_{bx} = 10^{12}$  до  $10^{15} \Omega$ ), определящо се от съпротивлението на окисния слой. MOS транзисторите както всички полеви транзистори се управляват с напрежение. В зависимост от структурата на проводящия канал дрейн-сорс различаваме два вида MOS транзистори: **с вграден канал и с индуциран канал**.

**MOS транзисторите с вграден канал** са нормално отворени ключове (при отсъствие на управляващ сигнал са отпушени).

**MOS транзисторите с индуциран канал** са нормално затворени ключове (при отсъствие на управляващ сигнал са ззапушени).

Обикновено се ползват MOS транзистори с индуциран канал. Те могат да бъдат с “n” канал, когато на дрейна се подава положително напрежение по отношение на сорса и с “p” канал, когато напрежението на дрейна е отрицателно спрямо сорса. Функционално двата вида MOS транзистори с индуциран канал са аналоги съответно на “n-p-n” и “p-n-p” биполярни транзистори.

Типична схема на включване на MOS транзистор е показана на фиг.1.11.



Фиг.1.11 MOS транзистор с индуциран канал

Дрейновото съпротивление  $R_D$  може да бъде резистор, трансформатор, дросел и др.

Входното съпротивление на MOS транзистора има капацитивен характер.

При импулсен входен сигнал трябва да се отчитат трите нелинейни капацитата гейт-корс  $C_{GS}$ , дрейн-корс  $C_{DS}$  и дрейн-гейт  $C_{DG}$ . Може да се каже, че управлението на транзистора се свежда до съответно изменение на заряда на входния капацитет. Поради това във входната верига трябва да тече ток, който нараства с увеличаването на честотата на преобразуване и се определя от капацитивния характер на входното съпротивление на транзистора.

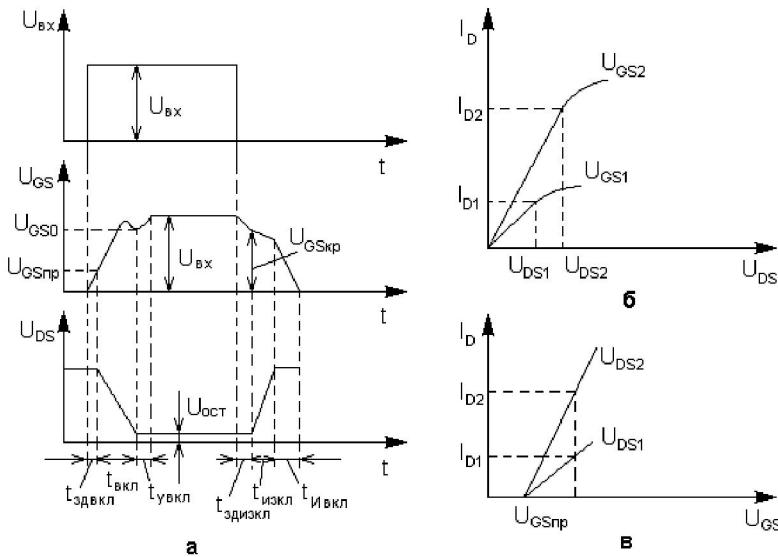
При това съществено влияние оказва и вътрешното съпротивление на източника на управляващи импулси  $R_g$ , което ограничава бързия заряд и разряд на  $C_{GS}$  и  $C_{DG}$ .

Съединението на подложката със корса образува диода  $V_D$ , шунтиращ прехода дрейн-корс в обратна посока. Този диод ограничава отрицателните стойности на  $I_D$  и напрежението  $U_{DS}$  (давани в III квадрант на изходните характеристики). Диодът  $V_D$  осигурява протичането на обратния ток в схемите на някои видове специални преобразуватели, което се явява предимство на MOS-транзисторите.

В отпущено състояние на MOS транзистора (еквивалентно на настено състояние на биполярен транзистор), дрейновия ток не зависи от параметрите на транзистора, а се определя само от  $E_D$  и  $R_D$ .

Времедиаграмите, показващи превключването на MOS транзистора при активен товар са дадени на фиг.1.12а. На фиг.1.12б и в са показани изходната и проходна характеристика на MOS транзистор. За времето  $t_{здвкл.}$  – време на задействане при включване /фиг.1.12а/, през  $R_g$  се зареждат капацитите  $C_{GS}$  и  $C_{DG}$  (фиг.1.21).  $t_{здвкл.}$  продължава до достигане на праговата стойност на напрежението гейт-корс  $U_{GSnp}$ . фиг.1.12б. През това време  $U_{DS}$  е равно на  $E_D$ . Вижда се, че за намаляване на  $t_{здвкл.}$  трябва да се намалява  $R_g$ , но при много малко  $R_g$  се увеличава зарядният ток на  $C_{GS}$ , което води до неравномерно разпределение на  $U_{GS}$  по площта на гейта и различна плътност на тока в различните сечения на индуцирания канал, което може да доведе до повреда.

Вторият етап при включване на MOS-транзистора е  $t_{вкл.}$  – време за включване. За това време транзисторът се отпушва и работи в линеен режим.



Фиг.1.12 Комутационни времедиаграми - а; Проходна характеристика - б,в.

През това време действа силна обратна връзка определена от  $C_{DG}$  (фиг.1.11) (ефект на Милър), която увеличава  $t_{вкл.}$  и намалява  $U_{GS}$ . Това влияние е най-съществено при голяма стойност на  $R_D$  и голямо  $R_g$ , а така също и при голяма стръмност на проходната характеристика на транзистора  $S$  ( $S=di_d/dU_{GS}$ ) фиг.1.12в. В някои случаи при лошо подбрани стойности на  $R_D$ ,  $R_g$  и  $S$  може да се получи многократно включване и изключване на транзистора, което води до получаване на паразитни високочестотни смущения и продължителна работа на транзистора в линеен режим.

Третият етап от включването на транзистора е  $t_{вкл.}$  – време за установяване при включване. За това време  $U_{DS}$  се установява в стойност  $U_{ост.}$ . Транзисторът се отпушва, а токът и напрежението са постоянни. Този етап е еквивалентен на наститения биполярен транзистор.

При запушване на транзистора ( $U_{BX}=0$ ), започва процес на изключване. През времето  $t_{изкл.}$  (време на задържане при изключване) се разрежда капацитета ( $C_{GS}+C_{DG}$ ) до крайната (праговата) стойност:

$$(1.19) \quad U_{GSp} = \frac{U_{GSnS} + (E_D - U_{oCt})}{R_{DS}}$$

През времето  $t_{изкл}$  (време на изключване) транзисторът е в линеен режим. Токът му  $I_D$  намалява.

През времето  $t_{уизкл}$  – време за установяване при изключване, се намалява напрежението на гейта и се установява  $U_{DS}$ .

При включване и изключване на MOS транзистора загубите във веригата на управлението са:

$$(1.20) \quad P_y = f [C_{GS} U_{bx}^2 + C_{DG} (U_{bx} + E_D)^2]$$

Загубите при комутацията на транзистора при активен товар са:

$$(1.21) \quad P_K = \frac{E_D^2 f I_H C_{DG} R_T U_{bx}}{6 U_{GSnS} (U_{bx} - U_{GSnS})}$$

При работа на MOS транзистора с индуктивен товар, напрежението  $U_{DS}$  може да превиши няколко пъти  $E_D$ , което увеличава  $t_{изкл}$ .

MOS транзисторите постепенно изместват биполярните транзистори в приложенията им като силови ключове в токозахранващи устройства.

Стойността на разсейваната мощност върху затворения ключ (за MOS транзисторите) е съизмерима с тези на биполярните транзистори, но времето за превключване в 5÷10 пъти по-малко.

MOS транзисторите се управляват с напрежение. Типична стойност на  $U_{GS}$  е 10 V,  $U_{GSmax}=20$  V. Токът в управляващия електрод еnanoамperi ( $10^{-9}$  A). Гейтът трябва да се захранва от нискоомен източник на напрежение, което налага в близост до драйвера да се свърже филтриращ кондензатор. Препоръчва се последователно във веригата на гейта да се включи резистор  $\leq 50\Omega$ , за ограничаване на паразитни импулсни скокове на напрежението при бързото превключване на транзисторите.

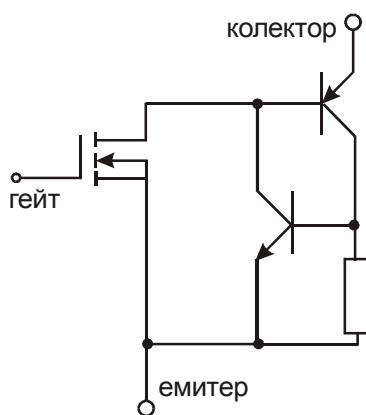
MOS транзисторите имат по-високо напрежение на насищане (остатъчно напрежение) от БТ.

При нисковолтовите MOS транзистори през последните години има съществен напредък по отношение на намаляване остатъчното напрежение  $U_{DS}$ , съответно остатъчно съпротивление  $R_{DS}$  (SIEMENS, INTERNATIONAL RECTIFIER).

### 1.3.4.3. Други силови полупроводникови прибори

#### **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors) транзистори**

**IGBT** приборите представляват комбинация от мощн MOS транзистор на входа и мощн биполярен транзистор на изхода. С втори биполярен транзистор е реализирана тиристорна структура при включване и изключване на мощн биполярен транзистор. Опростена принципна схема на IGBT транзистор е показана на фиг. 1.13.



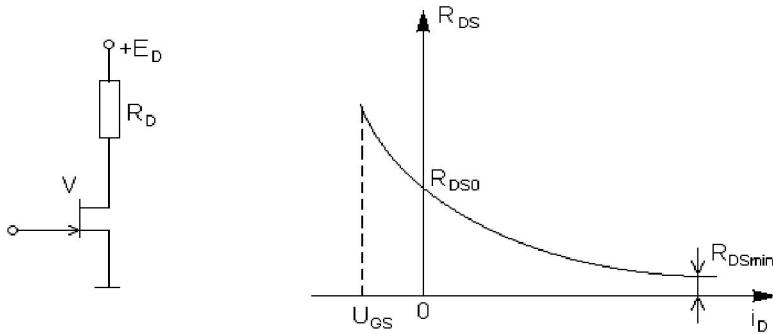
Фиг.1.13 IGBT транзистор

Времената на превключване на IGBT прибора са около 500 ns. При мощности над 500 W, тези прибори представляват добър компромис между скорост на превключване, напрежение на насищане и малка мощност в управляващата верига.

#### **SIT (Static induction transistors) транзистори**

Особена разновидност на полевите транзистори представляват SIT транзисторите (транзистори със статична индукция). Тези транзистори представляват нормално отпушени транзистори. При липса на управляващо напрежение на гейта съпротивлението на транзистора е  $R_{DS0}$  и има определена стойност. Ако на гейта се подаде достатъчно отрицателно напрежение спрямо сорса транзисторът се запушва и съпротивлението на транзистора е  $R_{DS0}$  нараства. При подаване на достатъчно положително напрежение транзисторът се насища и  $R_{DS0}$  има

много малка стойност. Начинът на включване на SIT транзистор и зависимостта на съпротивлението  $R_{DS}$  са показани на фиг.1.14.



фиг.1.14 SIT транзистори

Основните предимства на SIT транзисторите са:

- високи допустими напрежения дрейн-сурс (до няколко киловолта);
- малко остатъчно напрежение върху насищания транзистор;
- устойчивост на ионизиращи лъчения и статично електричество;
- по-голямо бързодействие при превключване в сравнение с биполярните транзистори (основно поради малкото време на изключване).

Като недостатък на SIT транзисторите при използването им в токозахранващи устройства може да се смята отпущеното им състояние при отствие на управляващ сигнал на гейта.

В таблица1.1 са показани обобщени сравнителни характеристики на съвременни активни полупроводникови прибори ползвани в токозахранващи устройства и разгледани в настоящата глава.

Таблица 1.1

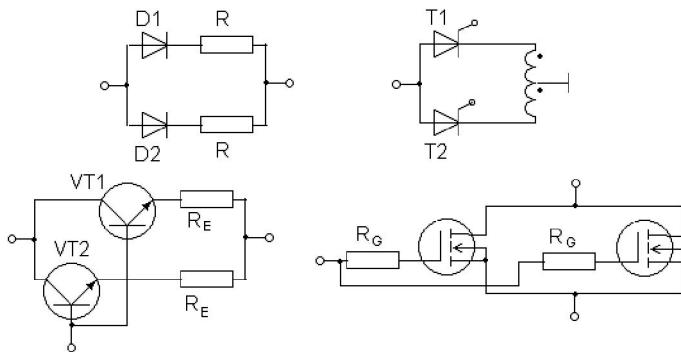
Параметър / Прибор	Напрежение на насищане	Време за превключване	Честота на превключване	Управляващ сигнал	Управляваща мощност	Разходи за управление	Относителен параметър цена/площ на кристала
Биполярен транзистор	ниско	средно до голямо	ниска до средна	ток	голяма	средни до високи	Ниска
MOS транзистор	високо	малко	висока	напрежение	малка	ниски	Висока
IGBT транзистор	ниско	средно	средна	напрежение	малка	ниски	Ниска
SIT транзистор	високо	малко	висока	напрежение	малка	средни	Висока

Съществуват и други активни полупроводникови прибори, които се ползват в токозахраниващи устройства. Като обобщение би могло да се каже, че съществуват активни прибори подходящи за всеки вид токозахраниващи устройства. Изборът на конкретния прибор е в зависимост от акцента върху качествените показатели на токозахраниващите устройства и потребителското им търсене.

### 1.3.5. Последователно и паралелно включване на полупроводникови прибори.

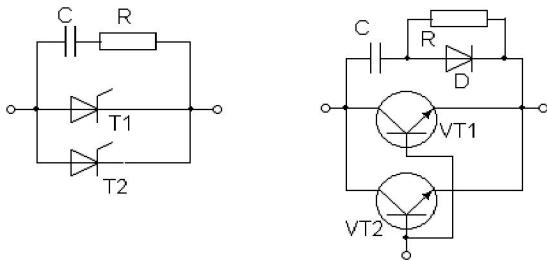
Последователно или паралелно (групово) включване на полупроводникови прибори (вентили) от един вид се използва само, когато допустимите стойности на напрежението, тока или разсейваната мощност на наличните вентили са по-ниски от необходимите за работа в дадена схема. При това трябва да се отчитат различията на характеристиките и параметрите на вентилите, независимо че за групово включване се подбират вентили от един тип със сродни параметри. Това налага включване на допълнителни елементи, които изравняват натоварването на паралелно или последователно включените прибори.

При паралелно включване на вентили за изравняване на тока през вентилите, последователно на вентилите се включват изравнителни нискоомни съпротивления или изравнителни реактори (при големи мощности). Начинът на включване на изравнителните елементи е показан на фиг.1.15.



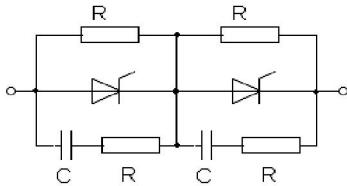
Фиг.1.15 Паралелно включване на вентили

При паралелно включване на вентили, за да се изравнят пълните съпротивления в паралелните клонове в динамичен режим е необходимо да се ползват RC групи показани на фиг.1.16.



Фиг.1.16 Паралелно включване на вентили

При последователно включване на вентили е необходимо да се изравни напрежението върху вентилите в статичен и динамичен режим. За изравняване на статичните напрежения се използват високоомни резистори включени паралелно на вентилите и провеждащи ток, по-голям от обратния ток на вентилите. За изравняване на напреженията върху последователно включените вентили в динамичен режим се използват паралелно включени RC групи фиг.1.17.



Фиг.1.17 Последователно включване на вентили

Изравняването на напреженията върху последователно включени прибори може да стане и чрез включване на прибори със стабилитронна характеристика паралелно на всеки вентил (мощни стабилитрони със симетрична характеристика). Това е по-скъпо и се прави рядко.

#### 1.4. Компютърно изследване на силови електронни схеми

През последните години се разработиха и масово внедриха много програмни продукти за научни и инженерни изследвания [14]. Такива продукти са: Desing Center (Pspice), Protel, и др.

Най-разпространената програма е Desing Center (Pspice) на фирмата MicroSim. Тя е непрекъснато усъвършенстваща се програма с основа известната програма SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis).

С Pspice могат да се реализират следните видове анализи:

- постояннотоков анализ (DC);
- изчисляване режима на работа на схемата (OP);
- честотна характеристика (AC);
- шумова характеристика (NOISE);
- постояннотокова чувствителност (SENS);
- временен анализ (TRAN);
- Фуриеров анализ (FOUR);

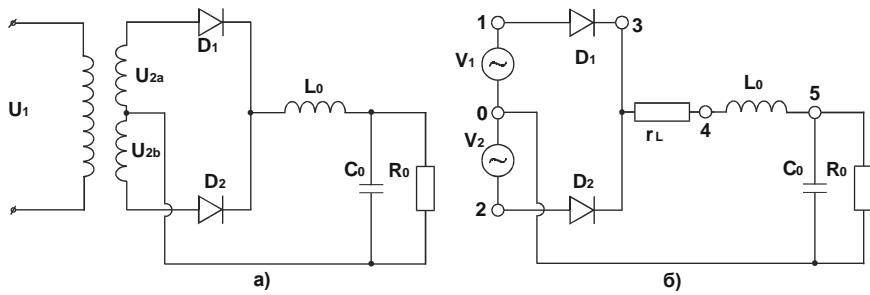
Командите в Pspice се записват във файл с разширение CIR. Файлът с описание на дадената схема може да се реализира чрез:

1/ Графичен редактор за електрически схеми DRAFT към програмния продукт ORCAD;

2/ Текстов редактор.

Файлът с текстовия редактор представлява пълно описание на елементите в схемата и техните връзки. Към това описание се добавят команди за определяне вида на анализа, използваните библиотеки, допълнителните команди за продължителност на анализа и дискретността на изчисляваните стойности във времето, моделите на някои елементи, а също така и желания вид на изходната информация.

Примерен текстов файл за еднофазен двуполупериоден токоизправител (фиг.1.18а) се пише след като се реализира pspice модел на изследваната схема (фиг.1.18б).



Фиг.1.18 Еднофазен токоизправител-а; PSPICE модел - б.

В случая мрежовия трансформатор е заместен с два източника на напрежение ( $V_1$ ,  $V_2$ ), които са с равни стойности на напреженията и с противоположни фази. Резисторът  $R_L$  отчита активните загуби в съединителните проводници и бобината. Номерацията започва от общия проводник (0).

Текстовия файл има вида:

```
* Двуполупериоден токоизправител
V1      1      0      sin (0  15  50)
V2      2      0      sin (0  15  50  0  0  180)
D1      1      3      dx
D2      2      3      dx
RL      3      4      2
L0      4      5      1m
C0      5      0      500 u
R0      5      0      20
.model   dx      d (bv = 1000  rs = 0,1)
.TRAN    .02 ms 60 ms
.LIB NOM.LIB
.PROBE
.END
```

Означението на елементите е: D<sub>1</sub> - означението на диода в схемата, като с първата цифра се номерира анода, а с втората цифра - катода. С dx се означава типа на диода, който може да бъде избран от библиотеката на пакета или да бъдат зададени определени параметри ( $b_V=1000$  е обратното пробивно напрежение, а  $r_S=0,1$  е съпротивлението в права посока). Останалите елементи (резистор R, индуктивност L, кондензатор C) се номерират съгласно означенията, като посоката е от захранващия източник към нулевия проводник (0). Примерно:

L<sub>0</sub> 4 5 1m, където:

L<sub>0</sub> - означение на индуктивността в електрическата схема;

4 - точка на свързване на единия извод на индуктивността;

5 - точка на свързване на другия извод на индуктивността;

1m - стойност на индуктивността в милихенри (mH).

Ако няма означение на стойността на елементите се приема, че е в основни единици. Примерно:

R<sub>0</sub> 5 0 20 - означава, че резистора R<sub>0</sub> е свързан между точки 5 и 0 и има стойност 20 Ω. Ако в схемата има транзистор, неговото записване е:

Q<sub>3</sub> 2 4 0 Q2N2220, където:

Q<sub>3</sub> - означението на биполярен транзистор в електрическата схема;

2 - точка на свързване на колектора на транзистора;  
4 - точка на свързване на базата на транзистора;  
0 - точка на свързване на емитера на транзистора;  
Q2N2220 - типа на транзистора, избран от библиотеката на пакета  
програми.

Другите типове транзистори се означават с други букви.

Операционният усилвател се въвежда в текстовия файл така:

X1 10 6 2 1 3 VA741, където:

X1 - обозначението на операционния усилвател в схемата;

10 - точка на свързване на неинвертиращия вход;

6 - точка на свързване на инвертиращия вход;

2 - точка на свързване на положителното захранване на операционния  
усилвател;

1 - точка на свързване на отрицателното захранване;

3 - точка на свързване на изхода на операционния усилвател.

VA741 - типа на операционния усилвател ( $\mu$ A741).

Има още много елементи, които се използват в RSPICE анализа.

В таблица 1.2 са посочени мерните единици, които се използват в  
PSPICE.

**Таблица 1.2**

Pspice	БДС	множител
F	f	$10^{-15}$
P	p	$10^{-12}$
N	n	$10^{-9}$
U	$\mu$	$10^{-6}$
M	m	$10^{-3}$
K	K	$10^{+3}$
MEG	M	$10^{+6}$
G	G	$10^{+9}$
T	T	$10^{+12}$

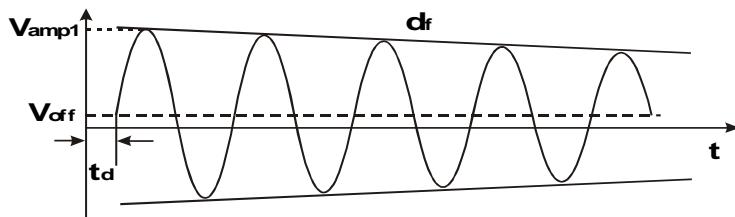
Сигналите, които се подават на входа на схемата, по форма са:  
синусоидални, импулсни, честотно-модулирани, експоненциални и др. В  
токозахраниващите устройства най-често тези сигнали са синусоидални,  
правоъгълни или експоненциални.

В текстовия файл тези сигнали се редактират със следното описание:

### a) Синусоидални сигнали

Описанието на синусоидален затихващ сигнал с постоянна компонента (фиг.1.29) е:

$$\sin(<V_{off}><V_{amp}><f><td><df><ph>)$$



Фиг.1.19 Синусоидален затихващ сигнал

Означенията на отделните параметри са дадени в таблица 1.3.

Таблица 1.3

Означение	Параметър	Стойност по подразбиране	Дименсия
$V_{off}$	постоянна съставна		[V]
$V_{amp}$	ампл. стойност		[V]
$f$	частота	$1/T$	[Hz]
$td$	закъснение	0	[S]
$df$	коеф. на затихване	0	[1/S]
$ph$	фаза	0	градуси

Ако някой от посочените параметри отсъства, следователно неговата стойност е нула.

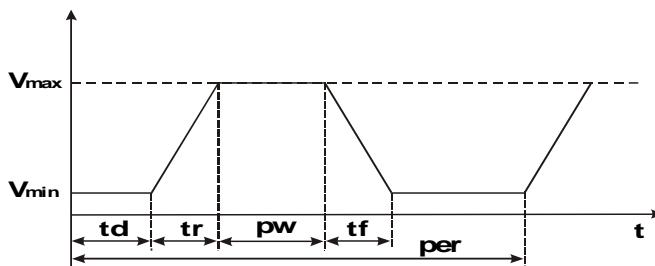
Ако имаме източник на ток, тогава на мястото на  $V$  се поставя  $I$ . Математическото описание на напрежението (тока) имат следния вид:

$$U = V_{off} + V_{amp} \cdot \sin[2 \cdot p \cdot f \cdot (t - td) - phase / 360] \cdot \exp[-(t - td) \cdot df]$$

В разглеждания пример източника  $V_2$  е източник на напрежение с амплитудна стойност  $V_{amp1}=15V$ , честота  $f=50Hz$  и е дефазирано спрямо началната точка на  $\phi=180^\circ$ . Това напрежение няма постоянна съставна, закъснение и затихване.

б) **Периодични правоъгълни импулси** (фиг.1.20).

PULSE(  $<V_{min}>$   $<V_{max}>$   $<td>$   $<tr>$   $<tf>$   $<pw>$   $<per>$  )



Фиг.1.20 Правоъгълен сигнал

Таблица 1.4

Означение	Параметър	Стойност по подразбиране	Дименсия
$V_{min}$	минимална стойност	-	[V]
$V_{max}$	максимална стойност	-	[V]
$td$	време на закъснение	0	[S]
$tr$	време на нарастване на импулса	TSTEP	[S]
$tf$	време на спадане на импулса	TSTEP	[S]
$pw$	ширина на импулса	TSTEP	[S]
$per$	период	TSTEP	[S]

Примерното описание на правоъгълен сигнал е:

$Vq \ 6 \ 0 \ PULSE \ (-.05V \ 5V \ 100us \ .2us \ .1us \ 100us \ 1ms)$

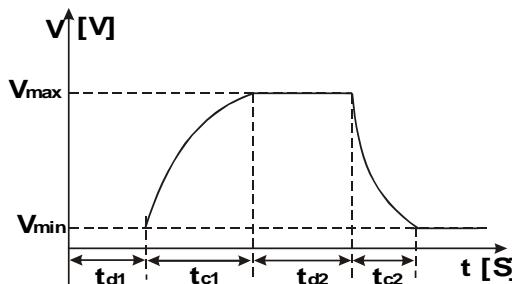
Входното напрежение  $Vq$ , включено в точки 6 и 0, е PULSE - правоъгълни импулси с минимална стойност - 0,05V и максимална стойност

5V. Останалите параметри са: закъснение на импулса  $td=100\mu s$ , време на нарастване на импулса  $tr=0,2\mu s$ , време на спадане  $tf=0,1\mu s$ , широчина на импулса  $pw=100\mu s$  и период на повторение 1ms.

### в) сигнали с експоненциална форма

Описанието на експоненциалните сигнали фиг.1.21) е:

$\exp(<V_{min}><V_{max}><td1><tc1><td2><tc2>)$



Фиг.1.21 Експоненциален импулс

Параметрите на съответните означения са дадени в таблица 1.5

Таблица 1.5

Означения	Параметър	Стойност по подразбиране	Дименсия
$V_{min}$	минимална стойност	-	[V]
$V_{max}$	максимална стойност	-	[V]
$td1$	закъснение	0	[S]
$tc1$	константа на нарастване	$<td1> + TSTEP$	[S]
$td2$	закъснение на максималната стойност	$TSTEP$	[S]
$tc2$	константа на намаляване	$TSTEP$	[S]

Пример:  $V 8 4 \exp(0 .2 2\mu s 20\mu s 40\mu s 20\mu s)$  означава  $\exp$  напрежение включено в точки от схемата 8 и 4 и започва: от 0 напреже-

ние и има максимална стойност 0,2 V, закъснява от началото  $t_{d1}=2\mu s$ , има константа на нарастване и на намаляване  $t_{c1}=t_{c2}=20\mu s$  и има закъснение на максималната стойност  $t_{d2}=40\mu s$ .

След последния ред от описанието на електрическата схема файла съдържа команди за управление на PSPICE. Всички команди започват с точка (.), а всички коментари със звезда (\*) не се изпълняват.

Посредством командите се задават:

-математическите модели на използваните нелинейни елементи или библиотеките в които се съдържат;

-един от осемте вида анализи, които ще извършваме в момента със съответните определящи параметри;

-изходният формат на данните;

-команда .END, за край.

-Дефиниране на моделните параметри на елементите от схемата.

.model dx D(bv=1000 rs=.001)

Където: D- математически модел на диод;

bv - обратно пробивно напрежение;

rs - право съпротивление;

Могат да се дадат и други параметри, описващи по-точно качествата на диода (CJO-бариерен капацитет на покой, IS-обратен ток на диода, TT-време на пренасяне на заряда и др.)

.model - команда за описание на моделите;

dx - задаване на името на описания модел.

Моделите на транзисторите се вземат от библиотеките с които се разполага или се създават.

Всички величини, които не се задават се приемат в анализа с техните идеални стойности, съгласно идеалните характеристики на прибора.

### Задаване на библиотечен файл.

.lib nom.lib

Където:

.lib е команда за задаване на библиотеката

nom.lib - име на библиотечния файл.

**Дефиниране на анализите** (тук разглеждаме само постояннотоков и временен анализ):

-постояннотоков стъпков анализ за входно напрежение, ток, температура и др.

.DC LIN NPN I2 5mA -5mA 0.01mA

.DC е команда за задаване на постояннотоковият анализ

[LIN] - задаване на типа на скалата на изменение на стойностите.

На мястото на LIN (линейната скала) може да се поставят и:

DEC - логаритмична скала по декади;

OCT - логаритмична скала по октави;  
LIST - поредица от дискретни стойности.  
I2 - величината която се изменя;  
5mA - началната стойност на изменяемата величина;  
-5mA - крайна стойност на изменяемата величина;  
0.01mA - стъпка в изменението на величината.

Преходен (временен) анализ

.tran 2m 40m

където:

.TRAN - задаване на преходен (времеви) анализ:

2m - стъпка на времевия анализ;

40m - общо време за анализа.

При някои (по-сложни) анализи е необходимо да се зададат граници и контролни параметри за симулацията. Те се задават с команда Options.

Програмата за анализ се стартира от ДОС със следния формат:

C:\PSPICE <входен файл> <изходен файл>

<входен файл> - текстов файл на описание на схемата и командите за вида на анализа, параметрите, библиотеките и моделите на елементите. Ако не се зададе име на файл при стартирането, името на файла може да се зададе след стартиране на програмата. Файльтът е с разширение CIR.

<изходен файл> - текстов файл с резултати от анализа на входния файл в табличен вид. По подразбиране се създава файл с името на входния файл и с разширение OUT. При възникване на грешки те се описват в този файл.

Програмата PSPICE проверява входния файл за грешки, извършва изчислението по отделните анализи и при нужда създава файл с информация за графичния постпроцесор PROBE с име PROBE.DAT.

Стартирането на графичния постпроцесор става автоматично след създаване на горния файл.

Добавянето на напрежения и токове в PROBE става посредством опцията от менюто на графичния постпроцесор Add Trace:

-напрежение в една точка спрямо маса - V(1) и т. н.

- напрежение между две точки- V(1,2) и т. н.

- ток през елемент - I(Ro), I(C2) и т.н.

- ток през дефиниран извод на транзистор I(E), I(B) и т.н.

## ГЛАВА ВТОРА

### **ПЪРВИЧНИ ИЗТОЧНИЦИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ**

Първични източници на електрическа енергия са източниците, които преобразуват определен вид неелектрическа енергия в електрическа.

Такива първични източници на електрическа енергия са:

- химически токоизточници - преобразуват химическа енергия в електрическа;
- термоелектрически генератори - преобразуват топлина енергия в електрическа;
- фотоелектрически генератори - преобразуват светлина в електрическа енергия;
- вятърни генератори - преобразуват енергията на вятъра в електрическа енергия;
- атомни генератори - преобразуват енергията на ядрената реакция в електрическа енергия;
- други.

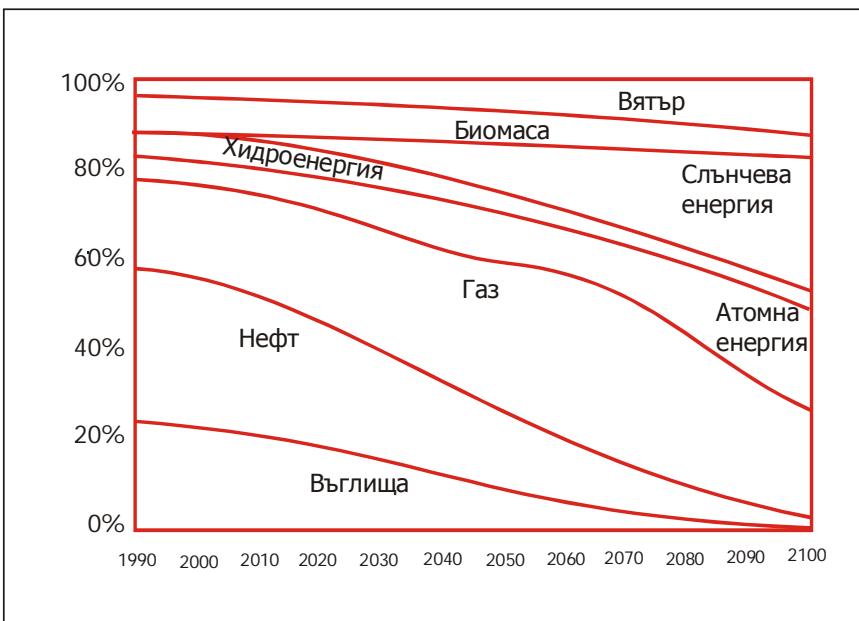
Изискванията към първичните източници на електрическа енергия са:

- да осигурява енергия с точно определени параметри - напрежение, честота, мощност;
- да са съвместими с окръжаващата ги среда;
- да имат лесна експлоатация;
- да са с висок коефициент на полезно действие;
- да са евтини и др.

Изпълнението на тези показатели зависи от много фактори, поради което изборът и приложението на даден вид първичен източник на енергия на различни места на земята и при различни условия е различно.

Например в началото на XX век широко се използват ТЕЦ (топло-електрически централи). Поради все по-категоричното изчерпване на готовите природни горива (въглища, нефт), замърсяването на околната среда, изгарянето на кослорода, създавайки озоновата дупка постепенно те ще отсъпват място на други, алтернативни източници на електрическа енергия. Тези източници се наричат още възобновяеми, защото използват практически неизчерпаемата енергия на слънцето и неговите производни - вятъра, морските вълни и др.

На фиг.2.1 е дадена прогнозата за използване на различни видове електрическа енергия [UN Climate Convention] за 60 год. напред.



**Фиг.2.1.** Основни тенденции на относителното разпределение на използваните енергоизточници до 2100 год.

От фиг.2.1 се вижда, че традиционните енергийни източници (въглища и нефт) са със силно западащи функции през настоящото столетие, поради изчерпването на природните ресурси.

В световен мащаб се отделя все по-голямо внимание на атомната енергия, на вятърна и слънчева енергия и други нови енергийни източници.

Особено внимание и много средства се дават за екологично чистите, възобновяеми енергийни източници- вятър, вода, слънце.

За сведение общата застроена енергийна мощност в България към септември 2002 г. [27] е 12668 MW, от които:

- 6,556 MW или 51,7% - топлоцентрали;
- 3,760 MW или 29,7% - ядрени централи;
- 1,920 MW или 15,2% - водни централи;
- 432 MW или 3,4% - помпени акумулиращи централи.

## **2.1. Химически източници на електрическа енергия**

Химическите източници на електрическа енергия преобразуват химическата енергия в електрическа. Те се делят на две големи групи: галванични елементи (първични химически източници при които химическата реакция е необратима) и електрически акумулатори (вторични химически токоизточници, които позволяват многократно зареждане и разреждане).

Галваничните елементи се използват дотогава, докато се изчерпи целият им запас от химическа енергия, съхранен в активните им елементи.

При акумулаторите електрохимическите процеси протичат двупосочко. Първоначално електрическата енергия се превръща в химическа и след това химическата се превръща в електрическа.

За разлика от галваничните елементи акумулаторите не произвеждат електрическа енергия, а я съхраняват (акумулират) в процеса на тяхното зареждане.

Процесите заряд-разряд могат да се повтарят многократно, при което обаче постепенно настъпват необратими химически и механически промени, които водят до загубване на качеството на акумулатора да съхранява и отдава енергия.

### **2.1.1. Общи сведения**

Химическите източници на електрическа енергия имат сравнително нисък капацитет (възможността да съхраняват и отдават определено количество енергия) и висока цена. Независимо от това, те намират много широко приложение, тъй като в много случаи те са единствения възможен токоизточник (лесно преносима електронна апаратура). Химическите източници са идеални източници на електрическа енергия, тъй като напрежението им на изводите няма променлива съставяща. Това им качество ги прави много удобни за захранване на електронни устройства с много голяма чувствителност, като източници на еталонно напрежение, захранване на мобилни и преносими апаратури. Химическите източници намират голямо приложение в комуникациите (мобилни телефони, съобщителна техника, компютрите и др.). Тези източници се използват масово като резервни захранвания (пощи, банки, летища, болници и др.), в автомобилната индустрия, в електротранспорта, във водния и авиа транспорт и други.

### 2.1.2. Основни параметри

1. **Електродвижещо напрежение  $E_0$**  (Е.Д.Н.) – представлява потенциалната разлика между електродите на химическият източник при отворена верига. Неговата стойност се дава с уравнението на Гибс-Хелмхолц:

$$(2.1) \quad E_0 = \frac{Q_t}{n \cdot F} + \frac{dE_0}{dT} \cdot T^0$$

където:

$Q_t$  е топлинен еквивалент на химическата реакция, протичаща в него;

$T^0$  е абсолютна температура на работа на токоизточника;

$dE_0/dT$  е температурен коефициент на изменение на  $E_0$ ;

$n$  е брой електрони в уравнението на токообразуващата реакция;

$F$  е константа на Фарадей ( $F=96500Q$ ).

Изразът за  $E_0$  е валиден за идеален химически източник, при който електрохимичните процеси протичат напълно обратимо и няма дефекти, които да влошават химическата реакция.

Реално при химическите източници съществува поляризация, която намалява  $E_0$ .

$$(2.2) \quad E = E_0 - E_{\Pi}$$

където:

$E$  е реално електродвижещо напрежение на химическия източник;

$E_{\Pi}$  е електродвижещо напрежение на поляризация.

2. **Вътрешно съпротивление  $r_i$**  – вътрешното съпротивление на химическия източник на енергия е съществен фактор, който ограничава тока му. То зависи от множество фактори, по съществени от които са: съпротивление на електродите, разположение на електродите, съпротивление на електролита, степен на поляризация и др. Те от своя страна са чувствителни към концентрацията на електролита, температурата на електролита, токът, с който се товари химическият източник и др. Това обуславя широкият диапазон, в който се мени  $r_i$  в процеса на експлоатация на химическия източник (десети от ома до хилядни от ома). (Зареденият източник има малко  $r_i$ , положителната температура намалява  $r_i$  с (1,7 до 2)% на градус, вида на деполяризатора също влияе на  $r_i$ ).

Както електродвижещото напрежение (ЕДН), така и вътрешното съпротивление ( $r_i$ ) е съставено от две компоненти:

$$(2.3) \quad r_i = r_0 + r_n$$

където:

$r_0$  е активно съпротивление на електродите и електролита;

$r_n$  е съпротивление на поляризация.

При идеален акумулатор се приема вътрешното съпротивление  $r_i = 0$ , от това следва, че напрежението на изводите на акумулатора при товар  $U_{AB} = E$ . Това дава основания в еквивалентни схеми да се представя акумулатора като кондезатор с безкрайно голяма стойност.

При реален акумулатор вътрешното съпротивление  $r_i > 0$  и следователно напрежението на изводите на акумулатора при товар  $U_{AB} = E - r_i \cdot I_p$ , където  $I_p$  е токът на разряда.

3. **Капацитет  $Q_p$ .** Представлява количеството електричество, което може да се отдаде при определен режим на разреждане. Капацитетът на химическите източници зависи от режима на разреждане: консумиран ток; товарно съпротивление; характер на натоварването, както и от температурата на електролита и минималното напрежение на разреждане.

$$(2.4) \quad Q_p = \int_0^{t_p} i_p dt, \text{ A.h}$$

където:

$i_p$  е токът на разреждане;

$t_p$  е времето на разреждане до нормално допустимо напрежение.

Капацитетът зависи от активните вещества на химическия източник.

В общия случай, при КПД на източника 100%, капацитетът може да се определи чрез израза:

$$(2.5) \quad Q_p = \frac{m \cdot n \cdot F}{M}, \text{ A.h}$$

където:

$m$  е масата на активното вещество;

$n$  е броят на електроните, участващи в окислението;

$F$  е Фарадеева константа;

$M$  е молекулната маса на веществото.

Често в практиката се използва параметърът специфичен капацитет. Той се дава по отношение на масата или обема на химическия източник.

$$(2.6) \quad Q_m = \frac{Q_{nom}}{m}, \text{ Ah/kg}$$

$$(2.7) \quad Q_v = \frac{Q_{nom}}{V}, \text{ Ah/dm}^3$$

където:

$Q_{nom}$  е номиналният капацитет при номинална температура;

$m$  е масата на химическия източник;

$V$  е обемът на химическия източник.

При сравняване на химически източници с различно напрежение по-удобно е да се ползва като по-всеобхватна характеристика специфичната енергия.

Специфичните енергийни характеристики се дават при определена температура ( $20^\circ C$  или  $25^\circ C$ ).

\* **Номинално напрежение  $U_n$**  – напрежението, за което е изработен източника. Максималното напрежение е с 15% по-голямо от  $U_n$ .

\* **Начално напрежение  $U_{nac}$**  – напрежението на източника при номинално разрядно съпротивление в началото на разреждането.

\* **Номинално разрядно съпротивление  $R_n$**  – съпротивлението, при което се определя продължителността на работа на химическия източник.

\* **Крайно напрежение при разреждане  $U_{kp}$**  – минимално допустимо напрежение при разреждане.

\* **Продължителност на работа  $t_p$**  – времето, за което източникът достига напрежение  $U_{kp}$  при работа с  $R_n$ .

\* **Срок за съхранение** – срокът за съхранение на неизползван химически източник. През времето, при което химическият източник не е включен в електрическата верига, се получава загуба на част от капацитета му, в резултат на саморазреждане. Саморазреждането ограничава срока за съхранението на химическите източници и поради това е важна тяхна характеристика.

\* **Ток на зареждане  $I_z$**  – ток, с който се зарежда химическия източник до достигане на номинален капацитет и номинално напрежение.

\* **Брой цикли “заряд–разряд”** – в рамките на този брой акумуляторът запазва номиналния си капацитет.

### 2.1.3. Галванични елементи

Галваничният елемент се състои от съд (корпус), в който са поместени електролит и електроди. Електродите са потопени в електролита, т.е. имат непосредствен контакт с него. Електролитът представлява воден разтвор на основи, киселини или соли. Той осигурява добра проводяща среда между химически активните вещества (електродите). В зависимост от вида на електролита галваничните елементи биват течни, сухи и полусухи. При потапянето на електродите в електролита на граничния слой между електролита и електродите се създава разлика в потенциалите. Ако двата електрода са изработени от различни метали или се поставят в различни електролити, между тях възниква потенциална разлика, която е толкова по-голяма, колкото е по-положителен зарядът на единия електрод и по-отрицателен зарядът на другия електрод. Колкото е по-голяма потенциалната разлика между електродите на галваничния елемент, толкова той е по-добър.

В таблица 2.1 са дадени някои стойности на нормални потенциали, измерени при 18°C спрямо нормалния водороден електрод.

Таблица 2.1

№ по ред	Химически елемент на електроуреда	Електроден потенциал (V)	№ по ред	Химически елемент на електроуреда	Електроден потенциал (V)
1.	Li (литий)	-3,02	9.	Ni (никел)	-0,25
2.	K (калий)	-2,92	10.	Pb (олово)	-0,13
3.	Ca (калций)	-2,76	11.	H (водород)	0
4.	Mg (магнезий)	-1,55	12.	Cu (мед)	+0,34
5.	Al (алуминий)	-1,28	13.	O (кислород)	+0,41
6.	Mn (мangan)	-1,1	14.	Ag (сребро)	+0,80
7.	Zn (цинк)	-0,76	15.	Hg (живак)	+0,86
8.	Fe (желязо)	-0,44	16.	Au (злато)	+1,38

Знакът “+” или “-“ пред електродният потенциал дава вида на заряда му спрямо електролита, в който е потопен електрода. От таблица (2.1) се вижда, че най-голямо електродвижещо напрежение ще има този галваничен елемент, на който единият електрод има най-висок отрицателен заряд, а другият – най-висок положителен заряд. Не винаги най-добраният вариант от гледна точка на потенциалната разлика между електродите е възможен за реализиране (това е валидно и за акумулаторите). Масово използваните доскоро електролити на водна основа реагират силно с активната маса на някои електроуреди. С разработването на нови видове електролити: течни органични, неорганични, полимерни твърди, неорганични твърди и други се разшириха възможностите за получаване на

качествени химически източници. Тези електролити са стабилни и работят с различни активни елементи, но имат много по-лоша проводимост в сравнение с водни електролити. Това налага използване на електроди с по-голяма повърхност, и конструиране на източници с минимално разстояние между електродите.

#### **2.1.4. Акумулатори**

Способността на акумулаторите да натрупват енергия при зареждане с постоянен ток и след това да я отдават на консуматорите ги е направила в много случаи предпочитан източник на електроенергия. Редица изследвания на пазара на химически източници на енергия показват трайна тенденция на увеличено търсене на акумулаторни батерии, за сметка на спад в потреблението на галванични елементи.

Съществува голямо разнообразие от акумулаторни батерии с различни технико-икономически характеристики и параметри. За съжаление все още няма акумулатор, съчетаващ положителните качества на различните видове. Това налага избор на конкретен вид акумулатор в зависимост от изискванията на приложението и пазарните характеристики.

Съществуват две групи акумулаторни батерии в зависимост от вида на електролита им: киселинни (с киселинен електролит) и алкални (с основен електролит).

В практиката най-голямо приложение от традиционно използваниите акумулатори, са намерили оловните, никел-кадмиеовите, сребърно-цинковите, сребърно-кадмиеовите и никел-цинковите акумулатори.

Най-широко разпространени са днес акумулаторите в транспортните средства и мобилната комуникационна техника.

Освен конвенционално използваниите акумулаторни батерии, в края на 80<sup>te</sup> и началото на 90<sup>te</sup> години на 20 век, потребителите на телекомуникационната техника и технологии, наложиха създаването на нови акумулатори. Тези акумулатори са развити на базата на перспективни, нови активни вещества и електролити. Типични представители на тези акумулатори са: литиевите, никел-металхидридните и цинково-въгленовите и др.

Бурното увеличаване на количеството на използваниите акумулаторни батерии води до разработване на нови токозахранващи (зарядни) устройства и тяхното масово производство.

#### ***Киселинни акумулатори***

#### **Оловни акумулатори**

Оловните акумулатори са намерили масово приложение поради ниска си цена, големият си срок на работа и сравнително високото си елект-

родвижещо напрежение. По отношение на електрохимичните процеси в оловният акумулатор, активните му съставни части в заредено състояние са отрицателен електрод – гъбесто олово Pb, положителен електрод – оловен двуокис PbO<sub>2</sub>, електролит – воден разтвор на сярна киселина H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub> с относителна плътност 1,2-1,3. Най-често се използва електролит с относителна плътност 1,28.

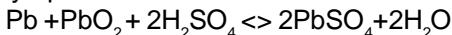
Според предназначението си оловните акумулатори се делят на:

- **стационарни** (за електростанции и съобщителни съоръжения);
- **преносими.**

Преносимите от своя страна биват:

- **стартерни** (автомобилни);
- **тягови** (за електрокари, електромобили, самолети и др.).

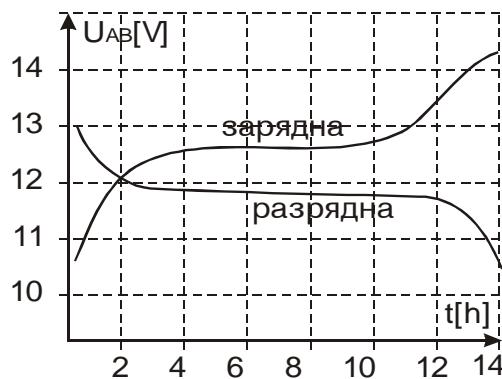
Химическите процеси при разреждане и зареждане на акумулатора протичат съгласно теорията на двойната сулфатизация. Според нея при разреждане оловото се сулфатизира, а при зареждане оловото се очиства от сулфатния слой:



Посочената реакция е двустранна и протича в едната или другата посока в зависимост от режима на работа на акумулаторната батерия.

Разбиването при разреждане на сулфатния слой се получава, когато се пропусне електрически ток през акумулатора от външен източник.

Важна характеристика за акумулаторите е зарядно-разрядната характеристика (фиг.2.2).



**Фиг.2.2** Зарядно-разрядната характеристика

Зарядно-разрядната характеристика има 3 характерни участъка:

1/ Начален - в интервал около 2 часа следва бързо и не-голямо изменение на напрежението на акумулатора.

2/ Работен - тук акумулаторната батерия се зарежда при относително постоянно напрежение.

3/ Краен - при него напрежението на АБ бързо се изменя и в двата случая (заряд, разряд). Ако не се преустанови бързото изменение на напрежението възниква аварийна ситуация при която обикновенно акумулатора дефектира.

Важно преимущество на киселинните акумулатори е малкото им вътрешно съпротивление, което ги прави незаменими източници на напрежение.

$$(2.5) \quad r_i = \frac{0,25}{q_{\text{ном}}}, \Omega$$

Оловните акумулатори се произвеждат в съдове от пласмаса или ебонит, като се събират определен брой клетки в една кутия. Връзките между отделните клетки е посредством дебели шини на капака на съда, който е залят с изолационна битумна смес. Съществуват акумулатори с възможност за достъп до клетките за контрол, доливане или подмяна на електролита и други които са херметически затворени и достъп до отделните клетки няма. Електролитът при херметизирани акумулатори е във вид на паста и изпаряването му е сведено практически до нула

Недостатъци на оловните акумулатори са: голямата им маса, лошите експлоатационни характеристики при ниска температура и невъзможността да се съхраняват дълго време незаредени.

У нас се произвеждат основно следните видове оловно-киселинни акумулатори и батерии:

- стартерни за всички видове автомобили и дизелови локомотиви;
- тягови - за всички видове електрокари и руднични електровози;
- стационарни - за нуждите на телекомуникациите;
- ж.п.акумулатори - за нуждите на подвижния железопътен транспорт.

Стarterни акумулатори се произвеждат във фирмите "Старт"-Добрич, "МОНБАТ"-Монтана, "ЕЛХИМ-ИСКРА" - Пазарджик.

Тягови акумулатори се произвеждат в "Енергия"- Търговище и "ЕЛХИМ-ИСКРА"-Пазарджик.

## **Алкални акумулатори**

### **· Никел-кадмиеви акумулатори**

Тези акумулатори се характеризират с голяма механична якост, голям срок на работа, възможности за херметична конструкция, за работа при ниски температури и бърз заряд.

Специфичната енергоемкост  $W_m$  на кадмиево-никеловите акумулатори е по-малка от тази на никел-цинковите акумулатори. Положителният им електрод е от никелов хидроокис с добавка на графит, а отрицателният – гъбест кадмий с добавка на желязо. Електролитът на тези акумулатори е воден разтвор на калиева основа (КОН) с относителна плътност 1,19-1,21. Към него се добавя 10-15g/l литиева основа (LiOH). Тя увеличава вътрешното съпротивление на акумулатора, но увеличава дълготрайността на работа на акумулатора чрез предпазване на положителния му електрод от пасивиране. Този тип електролит е предназначен за работа в температурен обхват  $-15^{\circ}\text{C}$  до  $+40^{\circ}\text{C}$ . За работа при по-ниски температури (до  $-40^{\circ}\text{C}$ ) се ползва електролит от калиева основа с по-голяма плътност. При високи температури (до  $+60^{\circ}\text{C}$ ) се препоръчва за електролит натриева основа (NaOH) с относителна плътност 1,17-1,19 с прибавка 15g/l литиева основа.[11]

Вътрешното съпротивление на алкалните акумулатори е по-голямо от съпротивлението на оловните:

$$(2.6) \quad r_i = \frac{0,45}{q_{\text{ном}}}, \Omega$$

Предимства на Ni – Cd батерии:

- Бърз и лесен заряд, дори и след дълго съхранение
- многообразни цикли на заряд / разряд
- позволява презареждане при ниски температури
- елементарно съхранение и превоз

Недостатъци:

- ефекта на “напрежителната памет”, който лесно може да се появи при неправилна употреба
- природонесъобразни – Ni – Cd съдържа токсични метали
- относителен бърз саморазряд – необходимо презареждане след съхранение след съхранение.

### **· Сребърно-цинкови акумулатори**

Тези акумулатори осигуряват голям разряден ток, по-високо елект-

родвижещо напрежение и имат шест пъти по-добра енергоемкост на единица маса ( $W_M = 130 \text{ Wh/kg}$ ) в сравнение с никел-кадмиевите акумулатори ( $W_M = 25-30 \text{ Wh/kg}$ ). Характеризират се още с висок КПД и голяма механическа якост и запазват качествата си в широк температурен диапазон (до  $-40^\circ\text{C}$ ) и при продължително съхранение. Недостатъци на тези акумулатори са високата им цена и чувствителността им към презареждане (имат малък брой цикли “заряд-разряд”). Използват се основно за военни цели и на места, където се изисква малка маса, компактност, голям разряден ток и напрежение (ракети, торпеди и др.).

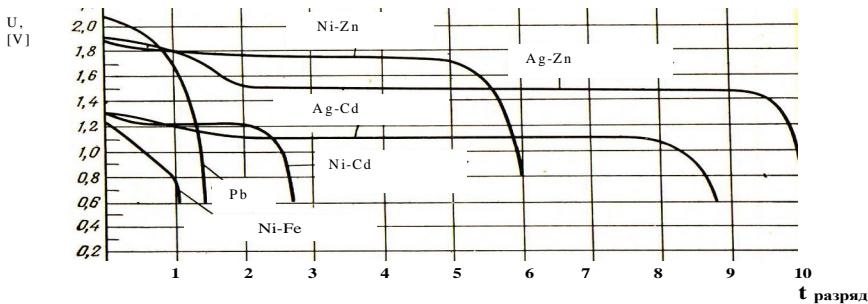
#### **· Сребърно-кадмиеви акумулатори**

Тези акумулатори имат много добра специфична енергоемкост, голям срок на работа, характеризират се с достатъчно голяма чувствителност към презареждане (по-голям брой цикли “заряд-разряд” в сравнение със сребърно-цинковите акумулатори) и голям срок на съхранение в заредено и незаредено състояние. Сребърно-кадмиевите акумулатори са сравнително скъпи и се използват на места, където цената им не е от определящо значение.

#### **· Никел-цинкови акумулатори**

Тези акумулатори имат малко по-малка специфична енергоемкост, сравнително голям брой цикли “заряд-разряд”, добри разрядни характеристики и са по-евтини в сравнение със сребърно-цинковите, което ги прави течен сериозен конкурент.

На фиг. 2.3 са дадени типични разрядни характеристики на акумулатори с еднаква маса и при равни условия на разряд.



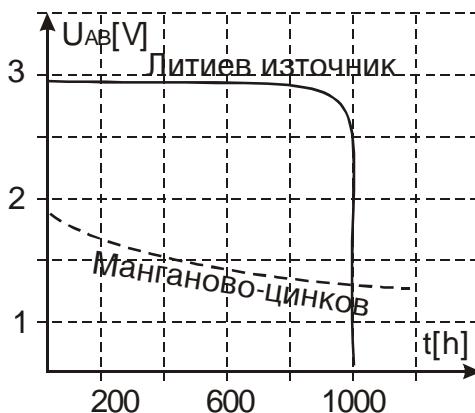
**Фиг.2.3** Разрядни характеристики

### Литиеви акумулатори

Литиевите химически източници на енергия са най-перспективните и най-динамично развиващи се. Причина за това са отличните им технически параметри и характеристики: най-добра енергоемкост от другите традиционно използвани химически източници, много голям срок на съхранение (10 и повече години), голям брой цикли "заряд-разряд" (до 3000). Капацитетът на съвременните литиеви източници е от 1mA/h до 20000A/h.

Много голямо тяхно предимство е конструктивната им съвместимост с технологията за производство на печатни платки. Литиевите източници имат сравнително високо и стабилно напрежение под товар (2,95V) и малко вътрешно съпротивление. Намирали са огромно приложение в компютърната техника и медицината (например, в електрокардио-стимулаторите се използват литиеви батерии със срок на работа 6-10 години, което показва извънредно малкия им саморазряд).

Характерът на разряда на литиеви източници на енергия, сравнен с разряда на някои традиционни химически източници, е показан на фиг. 2.4. [12]



Фиг.2.4 Разрядення характеристика

Предимства на Li-ion акумулатори:

- голяма енергийна плътност и по-висок капацитет
- не е необходима дълга подготовка когато е нова – един обикновен заряд е достатъчен
- относително слаб саморазряд – наполовина по малък в сравнение с никел базираните батерии.

- не е необходим периодичен разряд – няма опасност от появата на ефекта “напрежителна памет”

Недостатъци на Li-ion акумулатори:

- изискват се защитни вериги, за да се поддържа напрежението и тока в безопасни граници
  - ефект на стареене, дори и ако не е в употреба – той може да се намали ако се съхранява с 40%-ен статус на заряда на хладно място
  - скъпо за производство – около 40% повече от това на Ni – Cd
  - непълно развитие – металите и химикалите се променят с течение на времето
  - електролит на базата на химическото съединение:  $\text{LiC}_6\text{-LiCoO}_2$ .

### *Li – polymer батерии*

Li – polymer се различава от общоприетата батерия с видът електролит, който е използван.

Повечето от Li – pol батерии, които са използвани днес за мобилни телефони са хибридни клетки и съдържат електролитен гел.

Предимства:

- много тънък профил
- гъвкави размери и форми
- малко тегло
- подобрена безопасност – по-голяма устойчивост на прекомерен заряд, по-малък риск от изтичане на електролита

Недостатъци:

- по – ниска енергийна плътност и намален брой цикли в сравнение с Li – ion
- скъпо производство

### **• Никел-металхидридни акумулатори**

Тези акумулатори намират голямо приложение в битовата електроника, компютърната, измервателна и медицинска техника. Използват се предимно малогабаритни никел-металхидридни акумулатори с капацитет от 60 до 3000 mA/h и напрежение от 1,2 до 9,6 V. Цената им е по-висока в сравнение с тази на традиционните акумулатори, но специфичната им енергия е значително по-голяма.

Други предимства на тези акумулатори са: отсъствие на токсични материали в конструкцията им; продължителен срок на работа, възможност за ускорен заряд и др. По-съществени недостатъци на тези акумулатори са: чувствителност към високи температури ( $>45^{\circ}\text{C}$ ) и висока степен на саморазряждане.

#### **· Цинково-въгленови акумулатори**

Тези акумулатори са разработени на базата на алкалният галваничен елемент – Zn-MnO<sub>2</sub>. Известни са на пазара под наименованието RAM елементи (Rechargeable Alkaline Manganese). Имат сравнително ниска цена, незначителен саморазряд и са екологично приемливи. Недостатъци на тези акумулатори са сравнително малката им мощност и ограниченият им брой цикли “заряд – разряд”.

### **2.2. Монтаж, експлоатация и режими на работа на акумулаторни батерии**

Правилата и условията за монтаж и експлоатация на химически източници на енергия зависят от вида и конструкцията на източниците. Необходимо е да се работи внимателно с нехерметизирани акумулатори с течен електролит (например оловни акумулатори). При тяхната експлоатация се отделя водород и кислород, образуващи взрывоопасни смеси. Освен това, течният електролит изисква определени условия на работа, тъй като се борави с киселинни разтвори и разтвори на основи. Задължително е такива акумулатори да се инсталират в помещения с вентилация. Ако режимът на работа позволява, добре е зарядът на акумулаторите да става в специални помещения с необходимото оборудване.

Обемът на вентилираният въздух [11] трябва да е:

\* за стандартни помещения:

$$(2.10) \quad V = 55 \cdot N.I, \quad [l/h];$$

\* за корабни помещения:

$$(2.11) \quad V = 110 \cdot N.I, \quad [l/h],$$

където:

N е брой клетки на акумулаторната батерия;

I е заряден ток на акумулаторната батерия.

Когато се извършва принудително вентилиране на въздуха в помещения с акумулатори, добре е всмукването на чистия въздух да става близо до пода, а отвеждането на въздуха от помещенията - по обезопасени канали в близост до тавана, по възможност на страната, намираща се срещу мястото, където се вкарва чистият въздух. Вентилацията трябва да съществува задължително заряда на акумулаторите. Помещенията, в които се инсталират акумулаторите, трябва да осигуряват условия за експлоатацията им: проверка и доливане на електролита, почистване на полюсните изводи от окиси, смазване на изводите и др.

## **2.3 Възобновяеми (алтернативни) източници на електрическа енергия**

Възобновяемите (алтернативни) източници на енергия са особено актуални в условията на очертаващата се в бъдеще енергийна и екологична кризи. Аргументацията за тази пессимистична прогноза е неоспорима поради бързото изчерпване на конвенционалните енергийни ресурси на Земята и поради негативния ефект върху околната среда създаван при изгарянето на тези ресурси. Масовото използване на ядреното гориво като алтернативен източник на енергия не е перспективно решение на задачата на развитието на света, поради екологичните проблеми и свързаните с тях недоверие и неодобрение в обществото към ядрената енергетика. Това обективно налага търсенето на нови екологично чисти и възобновяеми източници на енергия. Съществуването на Земята на такива източници, които практически са неизчерпаеми предопределят развитието на този род енергетика. Възобновяеми източници на енергия са тези, които съществуват постоянно или периодично се появяват и могат бързо да се възстановят. Известни са различни нетрадиционни решения за получаване на енергия (електрическа, механична, топлинна и др.). По разпространени източници на енергия са: енергията на слънцето, енергията на вятъра, енергията на приливите и отливите, енергията на биомаса и др. През последните години използването на такива източници е все по-масово в развитите страни в Европа, Азия, Северна Америка, Австралия и др. У нас в националната ни програма за енергийна ефективност е предвидено към 2010 г., около 1,5% от произвеждана електроенергия да се добива от алтернативни източници. Това е сравнително малък дял, но на този етап той трудно може да бъде по-голям поради необходимост от големи инвестиции и липсата на нагласа у хората за ползване на такива източници.

Средно голям действащ в момента у нас източник на електрическа енергия, задействан от вятъра, е на брега на морето в Бургаския регион и се използва за автономно захранване на напълно автоматизиран свинекомплекс на фирма "КАРА - ООД".

Комплексното използване на няколко алтернативни източника в обща система дава големи възможности и е задължително на места където има два или повече такива източника. Подходящ район у нас за такива комплексни източници е черноморското крайбрежие. В него и слънчево-то грее и движението на въздушните маси от морето към брега и обратно са големи. Анализът на тези два източника показва, че те взаимно се допълват. Доказано е че при максимално слънчево грее (в деноно-

щието и в годината), има минимум на енергията от въздушните маси (вятъра) и обратно. Това дава основание да се прилагат комплексни автономни системи за преобразуване на енергията на слънцето и вятъра [3,27].

Значим проблем при използването на възновяеми източници на енергия е необходимостта от преобразуването на енергията. В структурата на съществуващите системи на алтернативни източници на енергия, задължително се включват акумулаторни батерии, които осигуряват автономност на тези системи. Това изисква включването в такива системи на преобразователни устройства за заряд на акумулаторите и за преобразуване на енергията (DC-DC, DC-AC преобразуватели) с минимални загуби, подходящи характеристики и параметри.

### **2.3.1. Структура на автономна система за преобразуване на енергията на вятъра и слънцето (АСПЕВС).**

Изискванията за синтезиране на структура на АСПЕВС се обуславя от конкретното приложение. В най-общия случай това е:

- едно или няколко фамилни домакинства - от 1 до 15KW;
- малки или средни фирми - от 15 до 150KW;
- големи производители на електрическа енергия - > 150KW;
- всякакъв вид изолирани консуматори, нуждаещи се от електрическа енергия.

Общите изисквания при съставянето на структурата за автономна система за преобразуване енергията на вятъра и слънцето са:

- минимални загуби на празен ход;
- максимален коефициент на полезно действие;
- лесно обслужване;
- ниска цена.

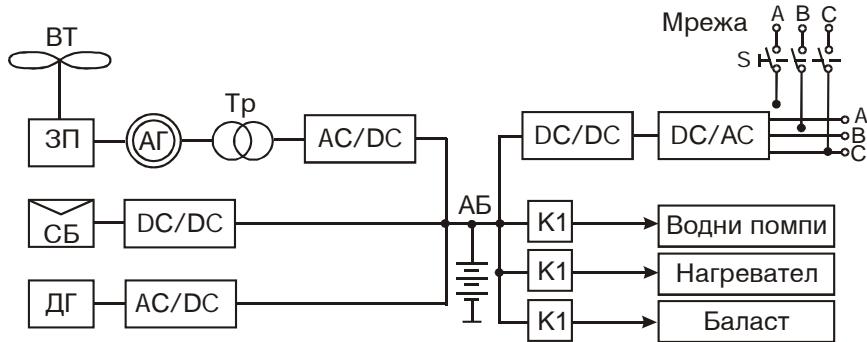
Структурата на АСПЕВС може да бъде реализирана:

1/ Само с един преобразувател на енергиен източник (вятър, слънце, газ и др.).

2/ Комбинация на няколко преобразувателя на електрическа енергия, което осигурява по-голяма непрекъсваемост на захранването.

Извесно е, че в повечето дни, когато няма слънце или вятър.

На фиг.2.5 е показана структурна схема на АСПЕВС. Показано е, че към същата система може да се включи дизел -генератор, при което се реализира АСПЕВС, която е по-слабо зависима от метеорологичните условия.



**Фиг.2.5** Структурна схема на възобновяем електрически източник

АСПЕВС включва:

ВТ - вятърна турбина - с променлив ъгъл за посрещане на вятъра и регулиране скоростта на въртене;

СБ - слънчева батерия;

ДГ - дизел-генератор;

ЗП - редуктор- повишава оборотите на ВТ до необходимите на асинхронния генератор;

АГ - асинхронен генератор - превръща механичната енергия в електрическа;

Tp - трансформатор, трансформира напрежението на АГ до необходимото за токоизправителя;

AC/DC - токоизправител, трифазен мостови;

DC/DC - постоянно-токов преобразувател- съгласува по стойност напреженията;

DC/AC - еднофазен или трифазен инвертор;

К - силов комутатор;

АБ - акумулаторна батерия.

След трифазния инвертор следват товари за трифазен ток или при излишък на енергия се подава чрез комутатора S към трифазната мрежа.

Съществува и друг подход за получаване на променливотокова енергия от постоянно-токови източници (слънчеви батерии). Той се базира на подходящо управление на превключването на няколко батерии или модули и формиране на квазисинусоидално напрежение. При този подход

отпада междинното преобразуване на енергията и това води до увеличаването на КПД на системата [5]. Като най-перспективен източник на алтернативна енергия се смята Слънцето. Основен аргумент на това твърдение е факта, че количеството слънчева енергия, достигащо до повърхността на Земята за една седмица, превишава енергията на всички запаси на Земята от въглища, нефт, газ и уран, взети заедно [12]. От друга страна България е сред страните с добри ресурси на слънчева енергия със средна годишна продължителност на слънцегреене 2100-2300 часа. Този факт е добра предпоставка за по-широко навлизане на слънчевите батерии като основен алтернативен източник на електрическа енергия у нас.

### **2.3.2. Слънчеви батерии**

Слънчевите батерии намериха много голямо приложение в бита на хората – използват се в битовата електроника (калкулатори, часовници, фотоапарати, радиоприемници, хладилници), за осветление, в селското стопанство (помпи, вентилатори), в телекомуникациите и дори в електроснабдяването (централни слънчеви станции с мощност до десетки мегавата). Номенклатурата на произвежданите слънчеви батерии е многообразна. Произвеждат се батерии с различна форма (плоска, кръгла, шестоъгълна и др.), с различни размери, изходно напрежение и мощност (напрежение - от единици до десетки волтове, мощност - части от вата до няколко десетки вата). За получаване на големи мощности (KW, MW) се включват паралелно множество батерии, а за големи напрежения се сумират напреженията на няколко батерии [5]. Работата на слънчевите батерии се основава на вътрешния фотоефект, който по същество представлява генерация на токоносители, в резултат на облъчване със светлинна енергия.

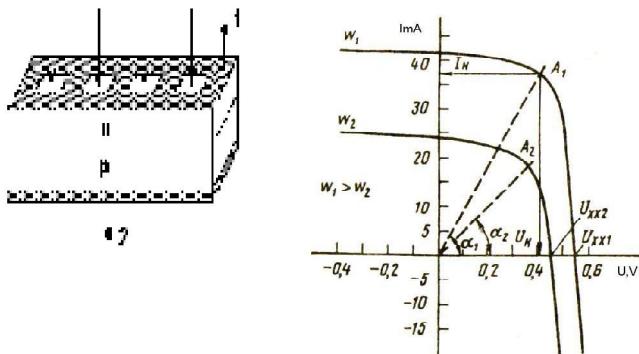
За изработка на елементите на слънчевите батерии се използва силиций, тъй като неговата характеристика на поглъщане добре се съгласува със спектралната характеристика на слънчевото излъчване. На фиг. 2.6 е показана схема, даваща най-обща представа за структурата на фотодиода. Той представлява р-п преход с изведени контакти от 'n' и 'p' областта (1,2). При облъчване на фотодиода със светлина се получават добавъчни носители: електрони и дупки. Потенциалната бариера, възникваща в р-п прехода, разделя добавъчните заряди. В 'p' областта се концентрират добавъчните дупки, а в 'n' областта – добавъчните електрони. Тези заряди обуславят появата на ток в твора, ако се включи

такъв между електродите 1 и 2.

Концентрацията на движещите носители, а следователно и на електродвижещото напрежение на элемента, зависят не само от мощността на погълнатата светлина, но и от тока в товара. Затова външната характеристика на фотоелемента има специфичен вид, показан на фиг. 2.6 за две стойности на мощността на погълнатата светлина  $W_1$  и  $W_2$ . От фиг. 2.6 се вижда, че най-голяма мощност може да се получи от елемент, работещ в т.А<sub>1</sub>:

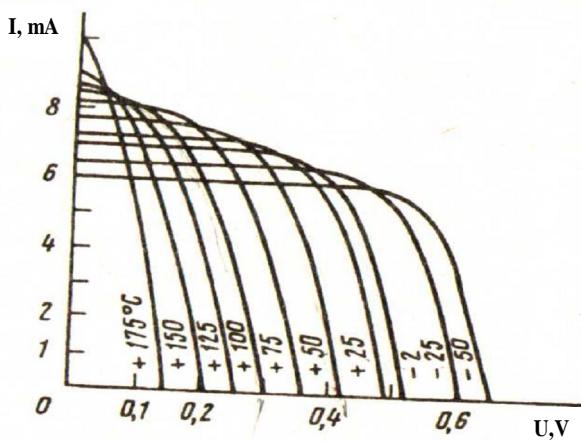
(2.12)

$$P_T = I_T \cdot U_T \approx 15,2 \text{ mW}$$



Фиг.2.6 Структура и характеристика на фотоелемент

На работната точка А<sub>1</sub> съответства товарно съпротивление  $R_{T1}$  и ъгъл  $\alpha_1$ . При други стойности на  $R_T$  изходната мощност на елемента е по-малка. За всяка външна характеристика съществува оптимално товарно съпротивление, при което може да се получи максимална мощност върху товара. Външната характеристика на един слънчев (фото) елемент зависи и от температурата. На фиг. 2.7 са показани семейство външни характеристики на слънчев елемент за различни стойности на околната температура:



Фиг.2.7 Външна характеристика на слънчев фотопанел

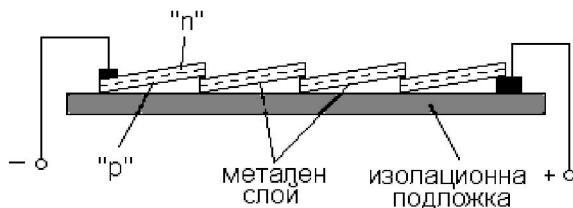
От фиг. 2.7 се вижда, че с увеличаването на температурата на околната среда се намалява напрежението на празен ход  $U$  и се увеличава токът на късо съединение  $I$  на слънчевия елемент.

Например, нарастването на температурата от  $50^{\circ}\text{C}$  до  $100^{\circ}\text{C}$  води до почти 200% намаление на  $U$ , а увеличението на  $I$  е само 15-20%, т.е. слънчевите елементи имат по-голяма електрическа ефективност при пониски работни температури. Поради тези причини слънчевите батерии в експлоатационни условия генерират само около 60% от енергията, която теоретично биха могли да генерират.

Като пример могат да се посочат данните за слънчеви батерии сърийно руско производство, които при плътност на слънчево излъчване  $1\text{ kW/m}^2$  осигуряват ток  $I \approx 20-25\text{ mA/cm}^2$  и напрежение  $U_{\text{px}} \approx 0.5-0.55\text{ V}$ .

При температура  $25^{\circ}\text{C}$  те генерират върху товара напрежение  $U_T \approx (0.35 - 0.4)\text{ V}$  и отдават ток  $I_T \approx (15-20) \text{ mA/sm}^2$ .

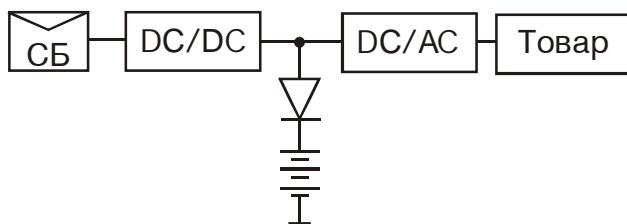
На фиг. 2.8 е показана примерна конструкция на слънчева батерия. Слънчевите батерии, използвани в космическата техника, са много по-сложни и с по-голяма площ на елементите, което осигурява по-голям ток (до 250mA). Площта на батериите дава възможност за получаване на мощности над 100kW при напрежения над 120V. Батериите са изпълнени във вид на модули, които са изцяло резервирали за повишаване надеждността на работата им.



Фиг.2.8 Конструкция на слънчева батерия

Като цяло коефициентът на полезно действие на слънчевите батерии е сравнително нисък 12-15%. Това се дължи основно на факта, че едва 20-23% от падащата върху светочувствителната повърхност на слънчевите батерии енергия осигурява електрическите параметри на батерията. Останалата част се отразява, отива за повишаване температурата на батерията, без да генерира токоносители или се губи.

В повечето случаи слънчевите батерии работят съвместно с акумулаторни батерии, които се зареждат през деня, а през нощта се черпи енергия от акумулаторите. Между слънчевата батерия и акумулатора се включва разделителен диод, предпазващ акумулатора от разряд при недостатъчна осветеност на слънчевата батерия (фиг. 2.9).



Фиг.2.9 Блокова схема на фотоволтаична система

## ГЛАВА ТРЕТА

### ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ РАБОТА ПРИ АКТИВЕН ТОВАР

#### **3.1 Общи сведения за токоизправителите. Класификация. Параметри и характеристики.**

Токоизправителите са устройства, които преобразуват променливо напрежение и ток в постоянно напрежение и ток.

Преобразуването на променливото напрежение в постоянно се извършва от вентилен блок (фиг.1), който в най-общия случай се изпълнява от полупроводникови диоди, тиристори или транзистори. Прието е към токоизправителят да се прибавя и входния трансформатор в случаите, когато има такъв.

Токоизправителите са основен блок в токозахраниващото устройство. В токоизправителното устройство може да има още филтьрен блок, стабилизатор на напрежение или ток, блок за обратни връзки, защити и др.

**Класификацията на токоизправителите** се извършва по следните основни признания: изходна мощност, фазността на захранващия източник, броя на изправените полупериоди, типа на вентилите, вида на схемата, работната честота и др.

##### **1. Изходна мощност:**

- а) токоизправители за малка мощност (от няколко вата до 1 kW);
- б) токоизправители за средна мощност (от 1 kW до 100 киловата);
- в) токоизправители за големи мощности (над 100 kW).

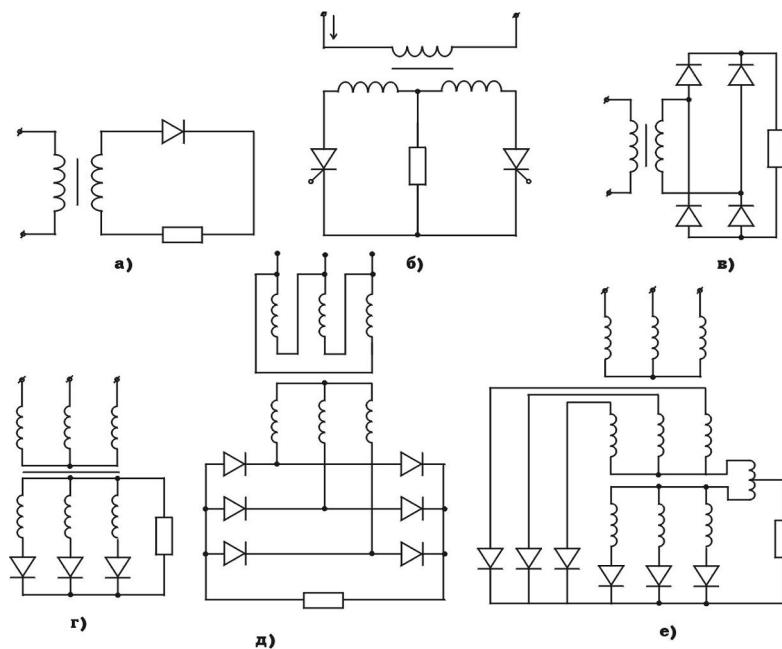
Класификацията по този показател има условен характер и зависи от мощността на захранваното устройство. Примерно 1 kW е много голяма мощност за компютърно захранване и много малка мощност за захранване на заваръчен агрегат.

##### **2. Според броя на fazите на захранващия източник:**

- а) еднофазни (фиг.3.1а, б, в.) - захранващия токоизточник е еднофазен;
- б) многофазни (фиг.3.1г, д, е) - захранващия токоизточник е трифазен.

##### **3. Според броя на изправените полупериоди на захранващото напрежение в рамките на един период:**

- а) еднополупериодни - когато от захранващия източник се консумира ток само в единия полупериод на захранващото напрежение (фиг.3.1а, г);
  - б) двуполупериодни - когато от източника се консумира ток през два полупериода на захранващото напрежение (фиг.3.1б, в, д).



**Фиг.3.1** Токоизправителни схеми

#### 4. Според типа на изправителните вентили:

- а) нерегулируеми - когато са реализирани само с диоди (фиг.3.1а,в,г,д);
- б) регулируеми - когато са реализирани с управляеми вентили (тиристори, транзистори) (фиг.3.1б).

#### 5. Според типа на схемата:

- а) прости - когато са реализирани от една от токоизправителните схеми (фиг.3.1а,б,в,г,д);
- б) сложни - състоят се от две и повече токоизправителни схеми (фиг.3.1е).

#### 6. Според работната честота:

- а) нискочестотни- до 400 Hz;
- б) високочестотни- над 400 Hz. Използват се в конверторите с работни честоти от 20 kHz до 200 kHz.

В зависимост от вида на товара се различават следните **режими на работа** при:

- а) активен ( $R$ ) товар;
- б) активно-индуктивен ( $R, L$ ) товар;
- в) активно-капацитивен ( $R, C$ ) товар;
- г) работа на противо е.д.н.

**Основните параметри и характеристики**, които определят експлоатационните характеристики на токоизправителите са:

- а) Средна стойност на изправеното напрежение и ток- $U_d, I_d$ ;
- б) Коефициент на полезно действие ( $\eta$ ).

Дефинира се като отношение на консумираната от товара и от захранващия източник мощности:  $\eta = P_d / P_1$ ;

в) Коефициент на пулсации ( $k_n$ ). Представлява отношението на максималната стойност на променливата съставяща на изправеното напрежение към средната му стойност. В действителност първата хармонична е с най-голяма амплитуда и затова обикновено коефициента на пулсации се взема по отношение на първата хармонична:  $k_n = U_{d(1)m} / U_{d..}$ ;

г) Външна характеристика. Определя се като отношение на изменението на изходното напрежение от изходния ток:  $U_d = f(I_d)$ ;

д) Регулировъчна характеристика. Отразява зависимостта на изменението на изходното напрежение от ъгъла на управление:  $U_d = f(\alpha)$ .

При проектирането и разработката на токоизправителите е необходимо да се знаят електрическите натоварвания на елементите на схемата.

За избора на вентилите е необходимо да се определят:

1. Средната ( $I_a$ ) и максималната ( $I_{am}$ ) стойности на тока през вентила при номинален товар или допустими претоварвания.

2. Максимално обратно напрежение върху вентила ( $U_{R.m}$ ).

За избора или проектиране на трансформатор са необходими следните параметри:

1. Ефективните стойности на тока и напрежението във вторичните намотки ( $I_{2n}, U_{2n}$ ).

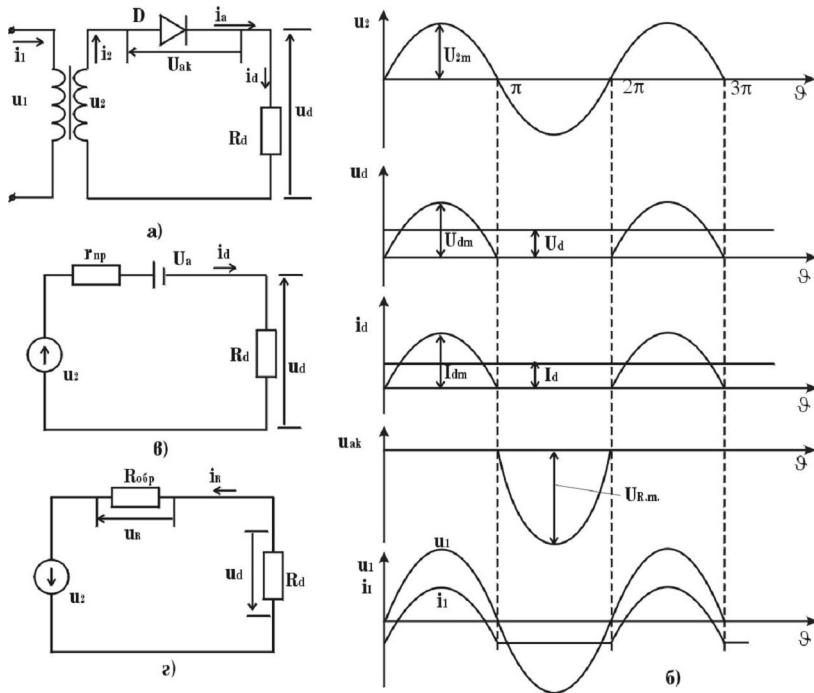
2. Ефективните стойности на тока и напрежението в първичната намотка ( $I_1, U_1$ ).

3. Изчислителната мощност на всяка намотка ( $S_1, S_2 \dots S_n$ ) и общата типова мощност на трансформатора ( $S_T$ ).

### **3.2. Еднофазен еднополупериоден токоизправител**

Захранващият източник при еднофазния еднополупериоден токоизправител се свързва към товара през единия полупериод. Еднофазната еднополупериодна схема (фиг.3.2а) е най-елементарния в схемно отно-

шение токоизправител. Времедиаграмите на напреженията върху елементите на схемата и токовете през тях са показани на фиг.3.2.б. Времедиаграмите са направени при идеализиране на елементите на схемата - идеален трансформатор и идеален вентил.



Фиг.3.2 Еднофазен еднополупериоден токоизправител

В интервала от време  $\theta=0-\pi$  захранващото напрежение  $u_2$  се прилага с положителна стойност към анода на диода по отношение на неговия катод. При това условие диодът е отпущен и захранващото напрежение  $u_2$  се прилага върху товара. Еквивалентната заместваща схема на токоизправителя в интервала от  $\theta=0-\pi$  и при идеален трансформатор е дадена на фиг.3.2.в при което  $r_{np}$  е съпротивлението на отпушения диод, а  $U_a \approx 0.6V$  е пада на напрежение върху диода. Еквивалентната заместваща схема на токоизправителя в интервала от  $\theta=\pi-2\pi$  е дадена на

фиг.3.2.г при което  $R_{обр}$  е съпротивлението на запушения диод.

Извесно е, че  $r_{np} << R_d, R_{обр} >> R_d$ . Това дава основание да представим диода като идеален ключ, при което се получава:

$$(3.1) \quad u_d = u_2 = U_{2m} \cdot \sin \vartheta \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi \\ u_d = 0 \quad \pi \leq \vartheta \leq 2\pi$$

където:  $\vartheta = \omega t$ ;  $\omega = 2\pi f$ ;  $f$  е честотата на захранващата мрежа.

При активен товар формата на кривата на тока повтаря кривата на напрежението. Това означава, че в интервала на проводимост тока е:

$$(3.2) \quad i_d = \frac{u_2}{R_d} = \frac{U_{2m}}{R_d} \cdot \sin \vartheta$$

Величината  $U_{2m}/R_d$  е амплитудната стойност на товарния ток. Направените извеждания (3.1) и (3.2) са верни при допускане за идеалност на елементите на схемата. Ако се отчете, че съпротивлението на намотките на трансформатора не е нулево и диодът има някакво съпротивление в права посока ( $r_{np} \neq 0$ ) и обратното му съпротивление не е безкрайно голямо ( $R_{обр} \neq \infty$ ) то върху тях ще се получи някакъв пад на напрежение по отношение на захранващото напрежение. Тогава:

$$(3.3) \quad u_d = u_2 - r_{np} \cdot i_d \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi \\ u_d = u_2 - R_{обр} \cdot i_{обр} \quad \pi \leq \vartheta \leq 2\pi$$

Анализът на тази и следващите схеми се извършва при условие за идеалност на елементите на схемата, освен ако изрично не се изисква тяхното отчитане.

При проектиране на токоизправителни устройства обикновенно са зададени: средна стойност на изходно напрежение ( $U_d$ ), товарното съпротивление ( $R_d$ ) или средната стойност на товарния ток ( $I_d$ ) и ефективната стойност на напрежението на захранващия източник ( $U_1$ ).

Задачата на анализа на токоизправителната схема е да определи връзката на параметрите, характеризиращи натоварването на елементите на схемата със зададените входно-изходни параметри - за диода това са: максимално обратно напрежение ( $U_{R.m}$ ) и средна стойност на правия ток ( $I_a$ ) и за трансформатора - напрежението  $U_2$  и токовете  $I_1$  и  $I_2$ .

Връзката между средната стойност на изправеното изходно напрежение и променливото захранващо напрежение е:

$$(3.4) \quad U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{2m}}{\pi}$$

Ефективната стойност на напреженията върху намотките на трансформатора са:

$$(3.5) \quad U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_d}{\sqrt{2}} = 2,22.U_d$$

$$(3.6) \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{2,22.U_d}{n}$$

където:  $n = \frac{U_2}{U_1}$  коефициент на трансформация.

Максималната стойност на обратното напрежение върху диода се определя от (3.3) като:

$$(3.7) \quad U_{R.m} = U_{2m} - I_R \cdot R_d \approx U_{2m} = \pi \cdot U_d$$

където  $I_R$  – обратният ток през диода.

Средната стойност на тока през диода е равна на средната стойност на тока през товара -  $I_a = I_d$ .

Максималната стойност на тока на диода и трансформатора по отношение на средната стойност на товарния ток е:

$$(3.8) \quad I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_{2m}}{\pi}$$

$$I_{am} = I_{2m} = \pi I_d$$

*Диодът се избира по следните параметри:*

1/ Максимална стойност на обратното напрежение върху него

$$U_{R.m} = \pi \cdot U_d;$$

2/ Средна стойност на тока през диода

$$I_a = I_d;$$

*Трансформаторът се избира по типова мощност:*

Необходимо е да се определят ефективните стойности на токовете през намотките ( $I_1, I_2$ ). Ефективната стойност на тока във вторичната намотка е:

$$(3.9) \quad I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m}^2 \cdot \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{2} \cdot I_d = 1.57 I_d$$

Токът през първичната намотка е приведената стойност на променлива съставна на тока във вторичната намотка сумиран с токът на подмагнитване на трансформатора ( $i_\mu$ ):

$$(3.10) \quad i_1 = n.(i_2 - I_d) + i_\mu$$

При добре избран или оразмерен трансформатор  $i_\mu \ll i_1$ . Пренебрегвайки  $i_\mu$  за ефективната стойност на тока се получава:

$$(3.11) \quad I_1 = n\sqrt{I_2^2 - I_d^2} = n.1,21.I_d$$

Изборът или проектирането на трансформатора става като полусума от изчислителните мощности на първичната и вторични намотки, което е типова мощност на трансформатора:

$$\begin{aligned} S_1 &= U_1.I_1 = n.1,21.I_d.(2,22 U_d)/n = 2,26P_d \\ S_2 &= U_2.I_2 = 2,22.U_d.1,57 I_d = 3,49P_d \\ (3.12) \quad S_T &= (S_1 + S_2)/2 = 2,87P_d \end{aligned}$$

От (3.12) се вижда, че типовата мощност на трансформатора при еднофазния еднополупериоден токоизправител е повече от три пъти по-голяма от консумираната от товара мощност.

За по-пълното определяне качествата на токоизправителя е необходимо да се изчислят още допълнителните коефициенти:

### 1. Коефициент на използване на трансформатора

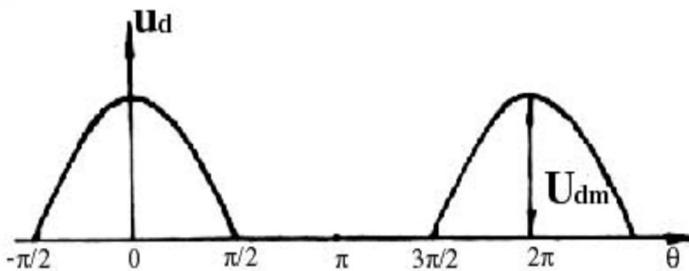
$$\eta_{tr} = \frac{R_d}{S_T} = \frac{1}{3,09} = 0,324 = 32.4\%$$

### 2. Коефициент на пулсации.

$$k_\Pi = \frac{U_{d(1)m}}{U_d}$$

Коефициентът на пулсации може да се определи и по отношение на другите по високи хармонични. Тъй като първата хармонична е с най-голяма амплитуда обикновено коефициентът на пулсации се разглежда само за първата хармонична.

За удобство при изчислението изправеното напрежение се избира симетрично спрямо координатната система и следователно то се описва като косинусоидална функция ( $U_d = U_{dm} \cos \vartheta$ , фиг. 3.3).



Фиг.3.3 Косинусоидална функция на  $u_d$

Тъй като  $u_d$  е четна функция, то при разлагането в ред на Фурье се получават само косинусоидалните членове.

Амплитудата на първата хармонична на изправеното напрежение е:

$$(3.13) \quad U_{d(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_d \cos \theta d\theta = \\ = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_{dm} \cos^2 \theta d\theta = \frac{U_{dm}}{2} = \frac{\pi}{2} U_d$$

За коефициента на пулсации се получава:

$$k_\Pi = \frac{U_{d(1)m}}{U_d} = 1,57 = 157\%$$

При този токоизправител амплитудата на първата хармонична на изправеното напрежение е по-голяма от средната му стойност.

### 3. Коефициент на полезно действие:

$$(3.14) \quad \eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{U_{d,I_d}}{U_1,I_1} = \frac{P_d}{2,26 P_d} = 0,44$$

Ниският коефициент на полезно действие се получава поради несинусоидалната форма на тока в двете намотки на трансформатора. Коефициентът на полезно действие в действителност е още по-малък, тъй като има загуби във всички елементи на схемата, които не са отчетени.

**4. Коефициент на мощност**  $\xi$  – отношението между активната и пълната мощност, консумирана от първичната страна на трансформатора

$$(3.15) \quad \xi = \frac{P_1}{S_1}$$

За синусоидална форма на захранващото напрежение

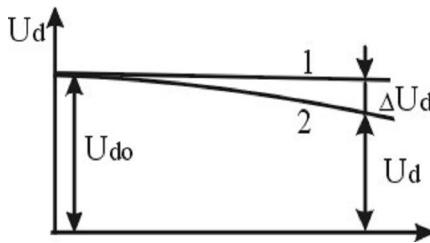
$P_1 = U_1 \cdot I_{1(1)} \cdot \cos\phi$  е активната мощност, а  $S_1 = U_1 \cdot I_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{(q)}^2}$  е пълната мощност, консумирана от първичната намотка на трансформатора.

### 5. Външна характеристика на токоизправителя.

Дава зависимостта на стойността на изходното напрежение  $U_d$  от изходния ток  $I_d$ . При идеален токоизправител (отсъстват загуби в трансформатора, вентилите и съединителните проводници) външната характеристика (фиг.3.4, означение 1) е идеална (права линия). При реална външна характеристика (фиг.3.4, означение 2) се изменя стойността на изходното напрежение  $U_d$  при изменение на изходния ток  $I_d$ . Тя се описва с уравнението:

$$(3.16) \quad U_d = U_{do} - \Delta U_d = U_{do} - I_d(r_{np} + r_{Tp})$$

където  $U_{do}$  – изходното напрежение при празен ход;  
 $r_{np}$  – съпротивление на диода в права посока.  
 $r_{Tp}$  – активно съпротивление на трансформатора.



Фиг.3.4 Външна характеристика на токоизправител

Поради лоши енергетични показатели еднофазния еднополупериоден токоизправител се използва в маломощни източници или при високочестотни източници за захранване.

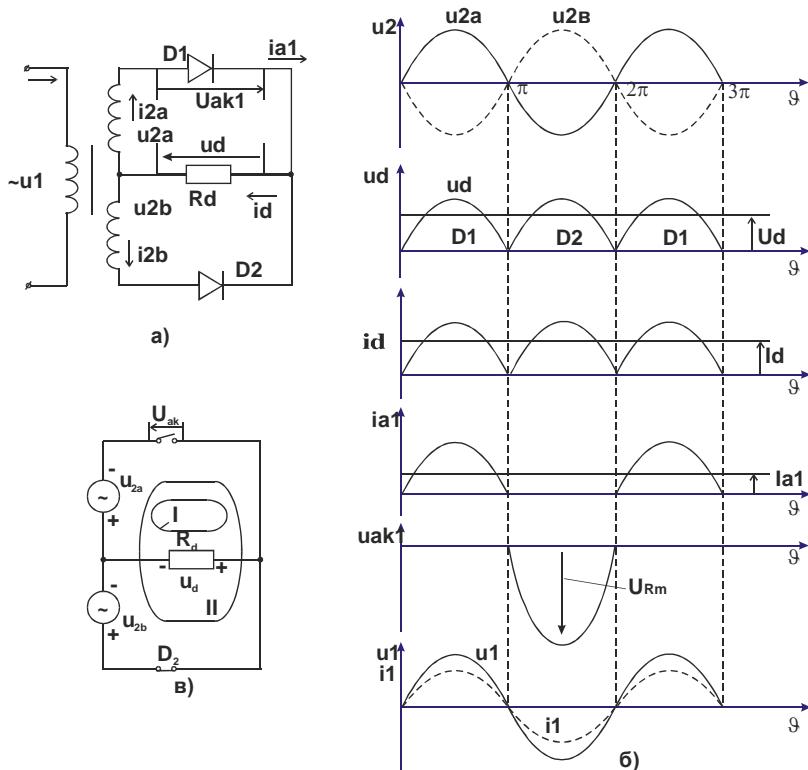
### 3.3. Еднофазни двуполупериодни токоизправители

При еднофазните двуполупериодни токоизправители се изправят двата полупериода на захранващото напрежение. В даден момент е отпущен само онзи диод, чийто анод е положителен по отношение на катода му ( $u_{ak} > 0$ ).

Съществуват два схемни варианта на еднофазния двуполупериоден токоизправител - схема със средна точка (фиг.3.1.б) и мостова схема (фиг.3.1.в).

#### 3.3.1. Еднофазна токоизправителна схема със средна точка

При тази схема мрежовият трансформатор е тринамотъчен с две вторични намотки (фиг.3.5а).



Фиг.3.5 Еднофазен токоизправител със средна точка

Двете вторични намотки са с равен брой навивки ( $w_2=w_3$ ) и са свързани последователно. Това обуславя наличието на две изходни напрежения с еднакви стойности и дефазирани на  $180^\circ$ .

Наличието на две напрежения дава основание на някои автори да наричат този токоизправител двуфазен.

Ако приемем, че през първия полупериод ( $\vartheta=0$  до  $\pi$ ) напрежението на диода  $D_1$  ( $u_{2a}$ ) е положително на анода спрямо катода (фиг.3.5б) следва, че ще е отпущен диода  $D_1$ , а диода  $D_2$  ще бъде запущен, тъй като на неговия анод се подава отрицателно напрежение. През следващия полупериод ( $\vartheta=\pi$  до  $2\pi$ ) напреженията  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  си сменят знака, при което напрежението  $u_{2b}$  става положително за диода  $D_2$  и той се отпуска, а диода  $D_1$  се запушва, защото неговия анод е отрицателен спрямо катода му.

Анализът на еднофазният двуполупериоден токоизправител със средна точка се извършва в същата последователност и допускане за идеалност на елементите, както при еднофазният еднополупериоден токоизправител.

Зависимостта на средната стойност на изходното напрежение с максималните стойности на напреженията на вторичната намотка на трансформатора е:

$$(3.17) \quad U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 2u_d \cdot d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \\ = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 0,6366U_{2m}$$

Ефективните стойности на напрежението върху вторичните и първична намотки на трансформатора са:

$$(3.18) \quad U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} = 1,11 U_d$$

$$(3.19) \quad U_i = U_2 / n = 1,11 U_d / n$$

Обратното напрежение върху диодите се определя от еквивалентната заместваща схема на токоизправителя (фиг.3.5в) при която трансформаторът е заменен с два идеални източника на напрежение ( $u_{2a}$  и  $u_{2b}$ ), а диодите са представени като идеални ключове. Напрежението на запушения диод ( $D_1$ ) може да се определи по два

затворени токови контура (1) и (2).

По контур (1):  $U_{ak} = -(U_{2a} + U_d)$

По контур (2):  $U_{ak} = -(U_{2a} + U_{2b})$

Знакът (-) означава, че напреженията  $U_{2a}$  и  $U_{2b}$  се подават със своя положителен знак (+) към катода на диода  $D_1$ .

Като се има предвид, че в разглеждания интервал от време е отпущен диода  $D_2$ , следва че  $U_d = U_{2b}$ . Т.е. двете формули за напрежението  $U_{ak}$  са еднакви.

Максималната стойност на обратното напрежение върху запушения вентил е:

$$(3.20) \quad U_{R.m} = -U_{ak,max} = U_{2am} + U_{2b,m} = 2.U_{2m} = 3,14 \cdot U_d$$

Това е така, защото двете напрежения  $U_{2a}$  и  $U_{2b}$  са дефазирани точно на  $180^\circ$ .

Токовото натоварване на вентилите и трансформатора се определя по отношение на средната стойност на изходния ток ( $I_d$ ) и максималната стойност на тока във вторичната намотка на трансформатора:

$$(3.21) \quad I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} I_{2m}$$

Средната и максимална стойност на тока през диодите е:

$$(3.22) \quad I_a = \frac{1}{\pi} I_{2m} = \frac{I_d}{2}$$

$$(3.23) \quad I_{am} = I_{2m} = \frac{\pi}{2} I_d$$

При не голяма разлика между  $I_a$  и  $I_{am}$  диодите се избират по  $I_a$  и  $U_{R.m}$ .

Токът във вторичните намотки на трансформатора е пулсиращ (не-синусоидален), поради което ефективната му стойност се определя както в (3.9):

$$(3.24) \quad I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m}^2 \cdot \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{4} \cdot I_d = 0,785 I_d$$

Тъй като през първичната намотка се консумира ток през двата полу-

периода при едни и същи условия следва, че той ще има синусоидална форма.

Неговата ефективна и максимална стойност са свързани с  $\sqrt{2}$ :

$$(3.25) \quad I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = n \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = n \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2}} = n \cdot 1,11 I_d$$

За изчислителната мощност на първичната и вторични намотки на трансформатора се получава:

$$S_1 = U_1 I_1 = \frac{1.11 U_d}{n} \cdot n \cdot 1,11 I_d = 1,23 P_d,$$

$$S_2 = 2 \cdot U_2 I_2 = 2 \cdot 1,11 \cdot U_d \cdot 0,785 I_d = 1,75 P_d,$$

Където:  $P_d = U_d \cdot I_d$  - постояннотокова мощност върху товара.

Типовата мощност на трансформатора е полусумата от изчислителните мощности на първичната и вторични намотки:

$$(3.26) \quad S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,49 P_d$$

Допълнителните коефициенти които определят качеството на токоизправителя са:

### **1. Коефициент на използване на трансформатора:**

$$(3.27) \quad \eta_{Tr} = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{1,49} = 0,66 = 66\%$$

### **2. Коефициентът на пулсации при тази схема съгласно (3.13) е:**

$$(3.28) \quad K_{n(1)} = K_n = U_{(1)m}/U_d = 0,667$$

### **3. Коефициент на полезно действие на токоизправителя:**

При активен товар може да се приеме  $P_1 = S_1$

$$(3.29) \quad \eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{1,23 P_d} = 0,81 = 81\%$$

#### **4. Коефициент на използване на вторичната намотка на трансформатора:**

$$(3.30) \quad \eta_{W2} = \frac{P_d}{S_2} = \frac{1}{1,75} = 0,57 = 57\%$$

#### **5. Коефициент на фазата:**

$$(3.31) \quad B = \frac{U_2}{U_d} = \frac{0,707 \cdot U_{2m}}{0,637 \cdot U_{2m}} = 1,11$$

#### **6. Коефициент на формата на тока:**

$$(3.32) \quad D = \frac{I_2}{I_d / m} = \frac{\pi \cdot I_d}{4 \cdot I_d / 2} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

където  $m$  е фазността на токоизправителя. В случая  $m = 2$ .

Като се сравнят получените резултати със същите при еднофазния единополупериоден токоизправител за една и съща изходна мощност ( $P_d$ ), могат да се направят следните **изводи**:

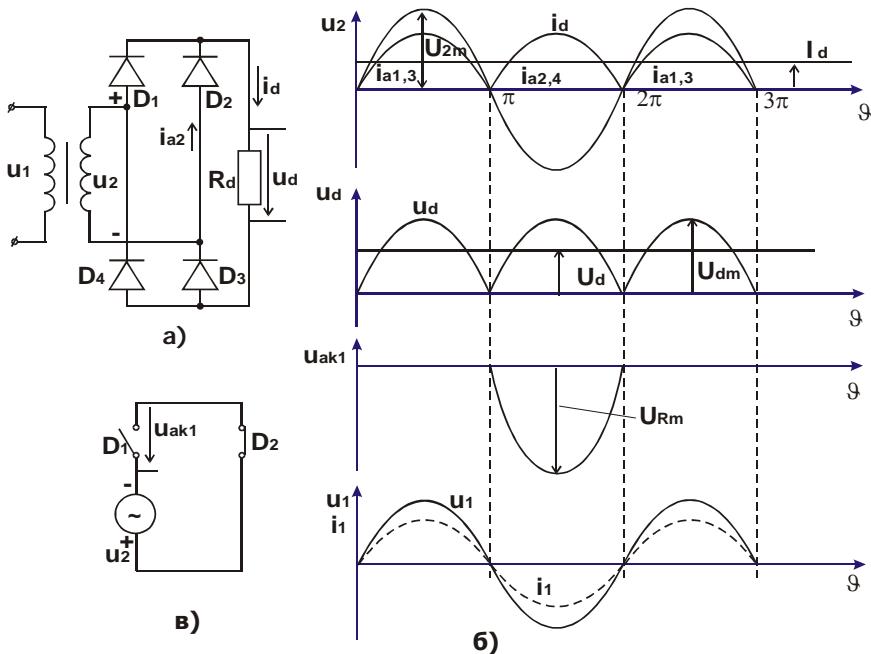
1. Натоварването на вентилите по ток е два пъти по-малко.
2. Натоварването на вентилите по напрежение е два пъти по-голямо.
3. Коефициентът на полезно действие на токоизправителя и на трансформатора са значително по-големи.
4. Коефициентът на фазата и коефициентът на формата на тока са значително по-малки, което говори за внасяне на по-малки изкривявания в захранващата мрежа.

#### **3.3.2. Еднофазна мостова токоизправителна схема**

Еднофазната мостова токоизправителна схема е двуполупериодна схема и се използва за получаване на изправено напрежение, когато мрежовия трансформатор е с една вторична намотка (фиг.3.5а) или когато може да се реализира токоизправител без мрежов трансформатор.

Тази схема е известна още с името "схема Грец".

Еднофазната мостова токоизправителна схема представлява мост в раменете на който са включени четири вентила, в единия диагонал е свързан захранващия източник (вторичната намотка на трансформатора), а в другия диагонал е включен товара на токоизправителя (фиг.3.6).



Фиг.3.6 Токоизправителна схема Грец

Вентилите  $D_1$  и  $D_2$  са свързани с общ катод, затова се наричат катодна група, а вентилите  $D_3$  и  $D_4$  се наричат анодна група.

Принципът на действие на токоизправителя се илюстрира с времедиаграмите на фиг.3.6б. Във всеки момент от време са отпушени по два вентили – по един от катодната и анодната групи. Винаги е отпушен този вентил от катодната група, чийто анод е положителен и е отпушен вентил от анодната група, чийто катод е отрицателен.

Както е показано на първата времедиаграма през първия полупериод ( $\theta=0$  до  $\pi$ ) са отпушени вентилите  $D_1$  и  $D_3$ , защото на анода на  $D_1$  се подава положително напрежение, а на катода на  $D_3$  се подава отрицателно напрежение. Токът в товара протича във веригата  $+u_2$ ,  $D_1$ ,  $R_d$ ,  $D_3$ ,  $-u_2$ . През следващия полупериод ( $\theta=\pi$  до  $2\pi$ ) са отпушени диодите  $D_2$  и  $D_4$ , като посоката на тока в товара се запазва.

Времедиаграмите на напреженията и токовете имат същия вид както-са при еднофазния двуполупериоден токоизправител със средна точка. Затова получените резултати от аналитичното изследване на схемата са същите, както при еднофазния двуполупериоден токоизправител със средна точка. Различия има само при определянето на:

**1. Обратното напрежение върху вентилите.** При допускания за идеалност на елементите е съставена еквивалентна схема (фиг.3.5в). В случая диодът  $D_1$  е запущен, а диодът  $D_2$  е отпушен. Очевидно е, че напрежението върху запушения диод е захранващото напрежение ( $U_a = U_2$ ), а максималната му стойност е:

$$(3.33) \quad U_{R.m} = U_{2m} = 1,57 \cdot U_d$$

**2. Ефективна стойност на тока във вторичната намотка.** Токът е променлив и синусоидален през двета полупериода.

Следователно:

$$(3.34) \quad I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = 0,707 I_{2m} = 1,11 \cdot I_d$$

### 3. Пълна типова мощност на трансформатора

Тъй като схемата е напълно симетрична отсъства постояннотоково подмагнитване на трансформатора и двете намотки са с еднакви типови мощности:

$$(3.35) \quad S_T = S_1 = S_2 = 1,11 \cdot U_d \cdot 1,11 \cdot I_d = 1,23 P_d$$

При изчисляване на допълнителните коефициенти се получава:

#### 1. Коефициент на използване на трансформатора:

$$(3.36) \quad \eta_{Tr} = \frac{P_d}{S_2} = \frac{1}{1,23} = 0,81$$

#### 2. Коефициент на пулсации.

Има същата стойност, както при еднофазния двуполупериоден токоизправител.

$$(3.37) \quad \kappa_p \frac{U_{d(1)}}{U_d} = 0,667$$

#### 3. Коефициент на полезно действие на токоизправителя:

$$(3.38) \quad \eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{1,23 \cdot P_d} = 0,81$$

#### 4. Коефициент на фазата В:

$$(3.39) \quad B = \frac{U_2}{U_d} = \frac{0,6366 \cdot U_{2m}}{0,707 \cdot U_{2m}} = 1,11$$

#### 5. Коефициент на формата на тока:

$$(3.40) \quad D = \frac{I_2}{I_d / m} = \frac{1,11 \cdot I_d}{I_d / 2} = 2,22$$

От получените коефициенти се вижда, че:

1. Преимуществата на мостовата токоизправителна схема пред схемата със среден извод са:

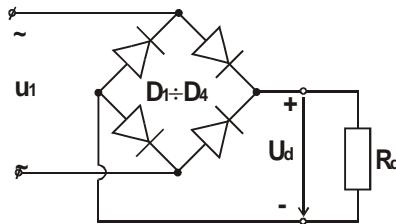
- по-добро използване на трансформатора;
- по-добър коефициент на формата на тока;
- по-добро използване на вентилите по напрежение.

2. Недостатъците на мостовата токоизправителна схема пред схемата със среден извод са:

- по-голям брой вентили;
- токът тече в два последователно свързани вентила, което увеличава загубите на мощност във вентилите. Този недостатък е от значение при токоизправители с ниски изходни напрежения и големи токове в товара.

Мостовата токоизправителна схема има още две преимущества, които все повече намират приложения:

1. Възможност за непосредствено включване на мостовата схема към захранващата мрежа (фиг.3.7). Намира широко приложение при реализиране на импулсни захранващи блокове.



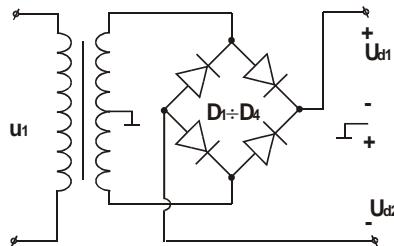
Фиг.3.7 Схема Грец с непосредствено включване към мрежата

2. За получаване на две биполярни напрежения се избира вторичната намотка на трансформатора да е със среден извод (фиг.3.8). Тази схема намира широко приложение за захранване на електронни схеми с операционни усилватели, където захранващото напрежение е двуполярно. При

избора на диодите  $D_1 - D_4$  или токоизправителен блок схема "Грец" е необходимо да се отчита напрежението върху тях, както при токоизправителна схема със средна точка.

$$U_{R.m} = -U_{ak,max} = U_{2am} + U_{2b,m} = 2.U_{2m} = 3,14 \cdot U_d$$

В действителност това са два еднофазни двуполупериодни токоизправители със средна точка, включени към общ захранващ източник.



Фиг.3.8 Схема Грец с двуполярно изходно напрежение

Изходните напрежения  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$  са еднакви по стойност, но консумирания ток от тях може да бъде различен, което позволява да се изберат различни по ток диоди.

Токоизправителна схема Грец е широко разпространена като хибридна схема с четири извода и широка гама на стойност по ток и напрежение.

### 3.4. Трифазни токоизправители

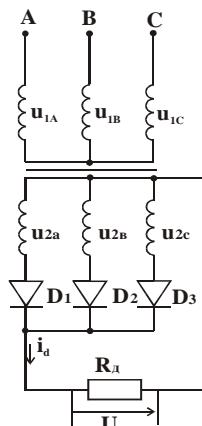
Трифазните токоизправители се захранват от трифазно напрежение. Използват се за захранване на консуматори за средни и големи мощности.

Първичните намотки на трифазния трансформатор са три и могат да се свържат в звезда или триъгълник. Вторичните намотки са три или кратни на три.

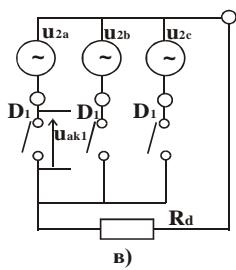
В схемно отношение трифазните токоизправители са: трифазна еднополупериодна, трифазна със средна точка и трифазна мостова схема. Има и други трифазни токоизправители, които се отнасят към сложните токоизправителни схеми. Трифазните токоизправители се използват за захранване на постояннотокови електрически двигатели, електролизни вани, заваръчни апарати, зарядни станции и други големи консуматори, както и при специализирани захранвания, каквито са бордовите автономни захранвания.

#### 3.4.1. Трифазна еднополупериодна схема (схема Миткевич)

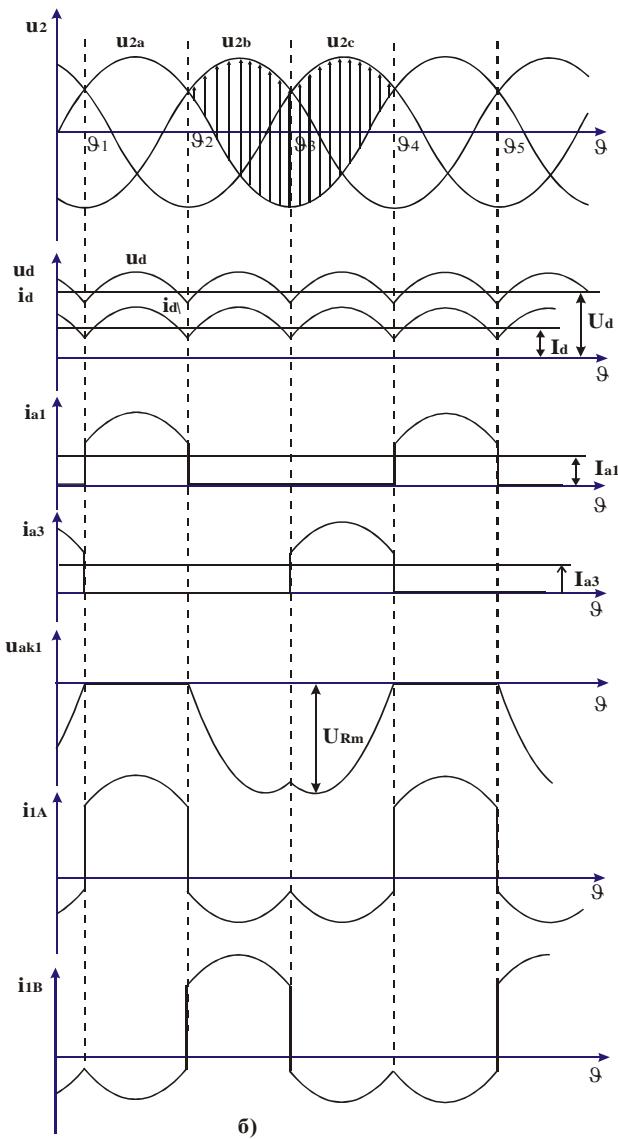
При трифазната еднополупериодна схема всеки вентил е отпущен през част от единия полупериод на съответната фаза. При трифазната еднополупериодна схема първичната намотка може да бъде свързана в звезда или триъгълник и това няма значение за принципното действие на схемата.



a)



b)



б)

Фиг.3.9 Трифазна еднополупериодна схема (Миткевич)

Вторичната намотка обаче трябва да има нулев извод (фиг.3.9а).

Принципът на действие на схема Миткевич се илюстрира с времедиаграмите (фиг.3.9б). Както при всички диодни токоизправителни схеми в даден момент от време пропуска онзи диод, чийто анод е положителен по отношение на катода му ( $u_{ak} > 0$ ). За трифазната еднополупериодна схема това условие е изпълнено за диода, чието фазно напрежение е най-положително.

В интервала от  $\vartheta_1$  до  $\vartheta_2$  най-положително е напрежението на фаза А, и следователно е отпущен диода  $D_1$ .

В момента  $\vartheta = \vartheta_2$  напреженията на фаза А( $u_{2a}$ ) и на фаза В ( $u_{2b}$ ) са положителни и равни. В следващия момент напрежението на фаза В ( $u_{2b}$ ) става по-положително от напрежението  $u_{2a}$  (фаза А) и следователно диода  $D_2$  се отпуска. В такъв случай напрежението между анода и катода на първия диод  $D_1$  (фиг.4.1в) е  $u_{ak1} = u_{2a} - u_{2b} < 0$  и той се запушва.

Аналогично след момента  $\vartheta = \vartheta_3$  диодът  $D_2$  получава по-малко положително напрежение на анода си ( $u_{2b}$ ) в сравнение с положителното напрежение на анода на диода  $D_3$  и се запушва. От описания процес на работа на вентилите се вижда, че напрежението върху товара е последователно сумиране на най-положителните части на фазните напрежения, а всеки диод е отпущен в интервал от  $120^\circ$ .

При идеализирано разглеждане на процеса ( $r_{tr}=0$ ,  $L_s=0$ ,  $r_{np}=0$ ) комутацията на вентилите става мигновенно в точките на пресичане на фазните напрежения.

При активен товар кривата на изправения ток повтаря кривата на изправеното напрежение. Токът през вентилите ( $i_{a1}, i_{a2}, i_{a3}$ ) са част от полусинусоида и са дефазирани един от друг на  $120^\circ$  ( $\frac{2\pi}{3}$ ).

Токът през даден вентил е тока в съответната намотка на трансформатора. Напрежението върху вентила, както беше казано по-горе, е различната от напрежението на собствената фаза (със съответния знак) и фазата на отпуснения в момента вентил. Примерно:

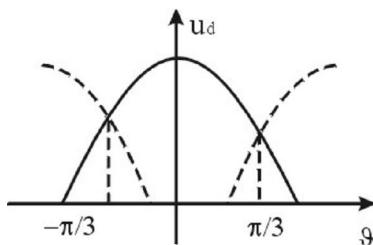
$$u_{ak1} = u_{2a} - u_{2b} \text{ за } \vartheta = \vartheta_2 \text{ до } \vartheta_3;$$
$$u_{ak1} = u_{2a} - u_{2c} \text{ за } \vartheta = \vartheta_3 \text{ до } \vartheta_4.$$

Тъй като по-голяма част от напрежението  $u_{2a}$  е със знак (-), то максималната стойност на обратното напрежение се получава като сума от векторите на фазните напрежения.

Следователно максималното обратно напрежение е равно на линейното напрежение:

$$(3.41) \quad U_{R.m} = \sqrt{3} U_{2m}$$

За проектиране на схемата е необходимо да се знаят зависимостите между изходните (дадените) величини  $U_d$ ,  $I_d$  и останалите параметри, определящи натоварването на вентилите и трансформатора. Като се има в предвид, че изходното напрежение и ток ( $u_d$ ,  $i_d$ ) са отрезъци от фазното напрежение симетрично спрямо амплитудната си стойност по рационално би било  $u_d$  да се представи като косинусоидална функция (фиг.3.10), три пъти повтаряща се в рамките на един период.



Фиг.3.10 Изходно напрежение

Следователно честотата на пулсации на изправеното напрежение при схема Миткевич е три пъти по-висока от честотата на захранващата мрежа.

Средната стойност на изправеното напрежение е:

$$(3.42) \quad U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} u_d \cdot d\theta = \frac{3 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = \\ = \frac{3}{\pi} U_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{3}$$

Ефективните стойности на напреженията във вторичната и първична намотки са:

$$(3.43) \quad U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{U_d}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3}} = 0.855 U_d$$

$$(3.44) \quad U_1 = U_2/n = 0.855.U_d/n$$

Връзката между максималната стойност на обратното напрежение и средната стойност на изходното напрежение е:

$$(3.45) \quad U_{R.m} = \sqrt{3} U_{2m} = 2.1 U_d$$

Съотношението между максималната и средна стойност на тока през товара се определя от:

$$(3.46) \quad I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_{2m} \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3}}{R_d} = I_{2m} \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3}$$

От времедиаграмите се вижда, че максималната стойност на тока през вентила е:

$$(3.47) \quad I_{am} = I_{2m} = 1,21 I_d$$

Тъй като вентилът пропуска през 1/3 от периода на захранващото напрежение следва, че средната стойност на тока през него е:

$$(3.48) \quad I_a = I_d/3$$

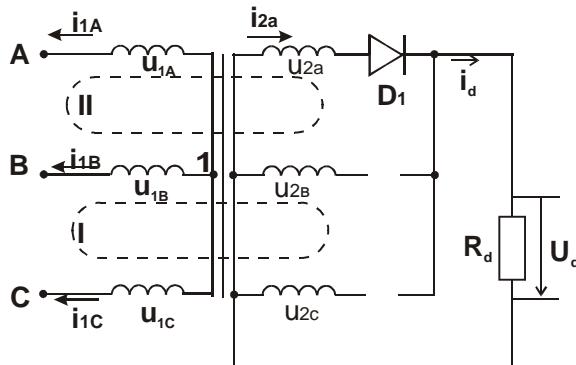
По формули (3.45), (3.47) и (3.48) се избират диодите в схема Миткевич.

Изборът на трансформатора налага намирането на ефективните стойности на токовете в първичните и вторични намотки. Ефективната стойност на тока в една вторична намотка на трансформатора, като се има в предвид несинусоидалната му форма е:

$$(3.49) \quad I_2 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_{2m}^2 \cos^2 9.d\vartheta} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{3} + \frac{1}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{3}\right)} = \\ = 0,485 I_{2m} = 0,585 I_d$$

Ефективната стойност на тока в първичната намотка зависи от начина на свързване на трансформатора. В случая при схема на свързване звезда токът в едната фаза (намотка) зависи от другите две фази. За да се определи тази зависимост трябва да се съставят и решат уравнения, характеризиращи моментното електромагнитно състояние на сърцевината на трансформатора за трите характерни режима на работа (фиг 3.11):

1. Диодът  $D_1$ -отпушен, а диодите  $D_2, D_3$  - запушени;
2. Диодът  $D_2$ -отпушен, а диодите  $D_1, D_3$  - запушени;
3. Диодът  $D_3$ -отпушен, а диодите  $D_1, D_2$  - запушени.



Фиг.3.11 Еквивалентна схема на трифазен токоизправител

За първият режим на работа за точка 1 и магнитните вериги I и II е валидна системата уравнения:

$$(3.50) \quad \begin{aligned} i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} &= 0 \\ w_1 i_{1A} - w_1 i_{1B} - w_2 i_{2a} &= 0 \\ w_1 i_{1B} - w_1 i_{1C} &= 0 \end{aligned}$$

Където  $w_1, w_2$  - са броят на навивките в първичната, респективно вторичната намотки на трансформатора.

Като се реши системата (3.50) се получава:

$$(3.51) \quad \begin{aligned} i_{1A} &= \frac{2}{3} \cdot n \cdot i_{2a} \\ i_{1B} = i_{1C} &= -\frac{1}{3} \cdot n \cdot i_{2a} \end{aligned}$$

Където:  $n = \frac{w_2}{w_1}$  - коефициент на трансформация.

При следващите  $120^\circ$ , когато е отпушен диода  $D_2$  и енергията в това-ра се подава от фаза В.

След аналогично съставяне и решаване на съответната система диференциални уравнения, валидни за вторият разглеждан интервал от време се получава:

$$(3.52) \quad i_{1B} = \frac{2}{3} \cdot n \cdot i_{2b}$$

$$i_{1A} = i_{1C} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot i_{2b}$$

За последната третина от периода, когато е отпущен диода  $D_3$  и се консумира енергия от фаза С и за токовете през трите първични намотки се получава:

$$(3.53) \quad i_{1C} = \frac{2}{3} \cdot n \cdot i_{2c}$$

$$i_{1A} = i_{1B} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot i_{2c}$$

От получените зависимости (3.51) (3.52) и (3.53) са построени време-диаграмите на токовете  $i_{1A}$  и  $i_{1B}$ , съответно във фаза А и фаза В. От тях се вижда, че токът в първичната намотка е съставен от три еднакви косинусоидални по форма и различни по големина тока, което означава, че ефективната стойност на първичния ток се получава като сума от токовете през трите интеграла:

$$(3.54) \quad I_1 = n \cdot \left[ \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left( \frac{2}{3} I_{2m} \cos \theta \right)^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left( \frac{1}{3} I_{2m} \cos 3\theta \right)^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= 0,395 \cdot n \cdot I_{2m} = 0,47 \cdot n \cdot I_d$$

От ф-ли (3.43) (3.44) (3.49) и (3.54) се изчисляват изчислителните мощности на първичните и вторични намотки и типовата мощност на трансформатора:

$$(3.55) \quad S_1 = 3.U_1.I_1 = 3 \cdot \frac{1,21.U_d}{n} \cdot 0,47.n.I_d = 1,22.P_d$$

$$S_2 = 3.U_2.I_2 = 3 \cdot 1,21.U_d \cdot 0,58.I_d = 1,48.P_d$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,35.P_d$$

При изчисляването на допълнителните коефициенти се получава:

#### **1. Коефициент на използване на трансформатора:**

$$(3.56) \quad \eta_{Tr} = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{1,35} = 0,741 = 74,1\%$$

#### **2. Коефициент на пулсации.**

$$(3.57) \quad k_{Pi} = \frac{U_{d(I)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25$$

#### **3. Коефициент на полезно действие на токоизправителя:**

$$(3.58) \quad \eta = \frac{P_d}{P_i} = \frac{P_d}{1,22.P_d} = 0,82 = 82\%$$

#### **4. Коефициент на фазата B:**

$$(3.59) \quad B = \frac{U_2}{U_d} = \frac{1,21.U_d}{U_d} = 1,21$$

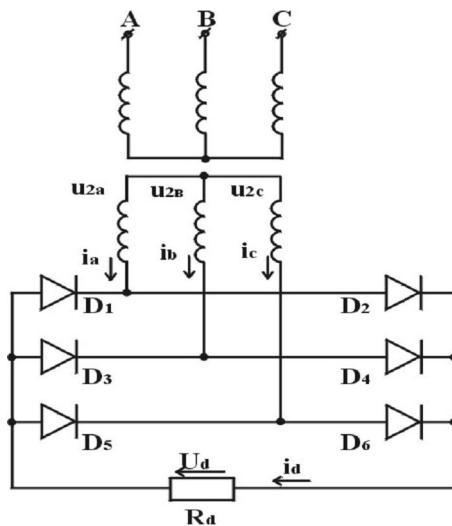
#### **5. Коефициент на формата на тока:**

$$(3.60) \quad D = \frac{I_2}{I_d/m} = \frac{0,585.I_d}{I_d/3} = 1,75$$

От получените коефициенти се вижда, че трифазната еднополупериодна схема има по-добри технически показатели от еднофазните схеми, но не много по-добри от мостовата еднофазна схема. Това се дължи на обстоятелството, че токът в първичната намотка не е симетричен и има постояннотоково подмагнитване на трансформатора, което се дължи на небалансирана магнитнодвижеща сила. Това се вижда от решението на система (3.50).

### 3.4.2. Трифазен мостов токоизправител

Трифазният мостов токоизправител (**схема Ларионов**) е аналогичен на еднофазния мостов токоизправител, реализиран за трифазна мрежа. Първичните и вторични намотки на трансформатора могат да бъдат свързани в звезда, в триъгълник или смесено (фиг.3.12).



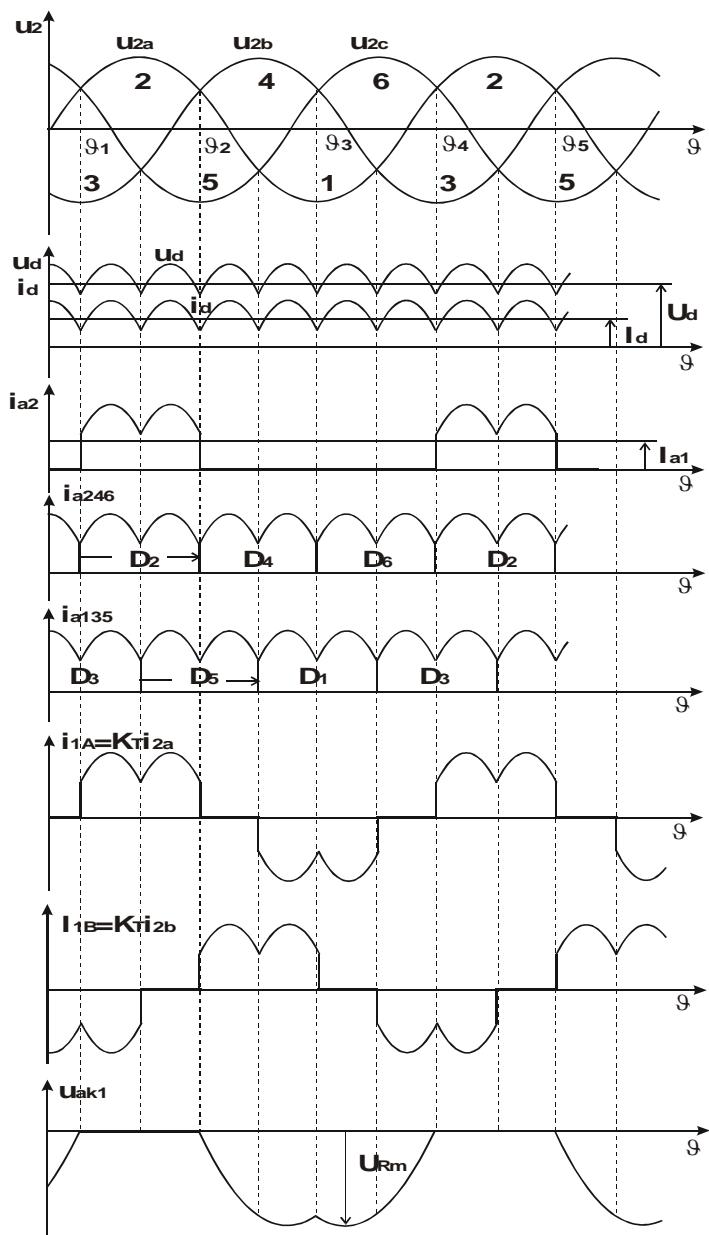
Фиг.3.12 Трифазна мостова токоизправителна схема

На фиг.3.13 са дадени времедиаграмите, описващи процесите в трифазната мостова схема.

Както при схема Грец, диодите които имат общ катод се наричат катодна група (  $D_2, D_4, D_6$  ), а диодите, които имат общ анод (  $D_1, D_3, D_5$  ) – анодна група. В изходите на тези групи са свързани двата края на товара.

За да протича ток през товара е необходимо да бъде отпущен поне по един диод от всяка група. По аналогия на трифазния еднополупериоден токоизправител в даден момент ще работи този диод от катодната група, чийто анод е най-положителен, а от анодната група ще бъде отпущен този диод, чийто катод е най-отрицателен.

В интервала от  $\vartheta_1$  до  $\vartheta_3$  е отпущен диода  $D_2$ , тъй като неговото фазно напрежение е най-положително. Диодът  $D_1$  е отпущен заедно с диода  $D_3$  в интервала от  $\vartheta_2$  до  $\vartheta_3$ , а от  $\vartheta_1$  до  $\vartheta_2$  е отпущен заедно с диода  $D_5$ . След момента  $\vartheta = \vartheta_3$  фазното напрежение на диода  $D_4$  става по-положително,



Фиг.3.13 Времедиаграмми

поради което диодът  $D_2$  се запушва, а диодът  $D_4$  се отпушва. Диодът  $D_5$  продължава да работи с диода  $D_4$ , докато приложеното напрежение на неговия катод е по-отрицателно от това на диода  $D_1$ . В момента  $\vartheta = \vartheta_4$  диодът  $D_5$  се запушва и се отпушва диодът  $D_1$  и т.н. От принципа на действие се вижда, че във всеки момент върху товара се прилага линейно напрежение, а всеки вентил е отпущен в продължение на  $2\pi/3$  от периода, а пулсациите на изправеното напрежение са с честота шест пъти по-висока от честотата на захранващата мрежа  $f_n = 50 \times 6 = 300 \text{ Hz}$ .

Аналогично на показаната методика за анализ на токоизправителните схеми при R товар, при другите показани схеми се търси връзката между изходните величини ( $U_d$  и  $I_d$ ) и останалите величини, които определят натоварването на елементите от схемата. Зависимостта на изправеното напрежение  $U_d$  от максималната стойност на захранващото напрежение  $U_{2m}$  е:

$$(3.61) \quad U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} U_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6}{\pi} \sqrt{3} U_{2m} \sin \frac{\pi}{6}$$

Максималната стойност на линейното напрежение е:

$$(3.62) \quad U_{2mm} = \frac{U_d}{\frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6}} = 1.05 U_d$$

Ефективните стойности на линейното и фазното напрежение са:

$$(3.63) \quad U_{2L} = \frac{U_{2mm}}{\sqrt{2}} = 0.742 U_d$$

$$(3.64) \quad U_2 = \frac{U_{2L}}{\sqrt{3}} = 0.428 U_d$$

Обратното напрежение върху диодите се определя както при трифазната еднополупериодната схема. Когато е запущен даден диод напрежението върху него е равно на неговото фазно напрежение плюс фазното напрежение на отпушения от същата група диод с обратен знак. Примерно за диода  $D_2$  в интервала  $\vartheta = \vartheta_3$  до  $\vartheta_5$  се получава обратно напрежение:

$$U_{ak2} = U_{2a} - U_{2b} = U_{2,L(a-b)}.$$

В интервала  $\vartheta = \vartheta_5$  до  $\vartheta_7$  е отпущен диода  $D_6$ . Тогава:

$$U_{ak2} = U_{2a} - U_{2c} = U_{2,n(a-c)}.$$

Следователно обратното напрежение върху диода винаги следва линейното (междуфазно) напрежение, а неговата максимална стойност е:

$$(3.65) \quad U_{R,max} = \sqrt{3}U_{2m} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_2 = 1,05U_d$$

Средната стойност на изправения ток е:

$$(3.66) \quad I_d = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} I_{2m} \cos 9d\vartheta = \frac{6}{\pi} I_{2m} \sin \frac{\pi}{6} = 0,952I_{2m}$$

Максималната стойност на вторичния ток е:

$$(3.67) \quad I_{2m} = \frac{I_d}{0,952} = 1,05I_d$$

Тъй като всеки вентил работи по време  $2\pi/3$  от периода следва, че средната стойност на тока през диодите е:

$$(3.68) \quad I_{ad} = \frac{I_d}{3}$$

*Диодите се избира по следните параметри:*

1/ Максимална стойност на обратното напрежение върху него

$$U_{R,m} = 1,05U_d;$$

2/ Средна стойност на тока през диода

$$I_a = I_d/3.$$

*Трансформаторът се избира по типова мощност:*

За намиране на изчислителната мощност на намотките на трансформатора е необходимо определянето на ефективната стойност на напрежението върху първичните и вторични намотки и тока през тях.

Формата на напрежението върху първичните и вторични намотки е синусоидална, поради което се изчислява с коефициента на трансформация:

$$(3.69) \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{0,428U_d}{n}$$

Формата на тока във вторичната намотка ( $i_{2a}$ ) е променлива, симетрична, но не е синусоидална. Това означава, че постоянна съставяща в нея няма да има, но ефективната стойност се определя по формулата за ефективна стойност на несинусоидална величина:

$$(3.70) \quad I_2 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} I_{2m}^2 \cos^2 9.6\theta} = 0,781.I_{2m} = 0,817.I_d$$

Отсъствието на постоянна съставяща на вторичния ток означава, че отнощението на вторичния ток към първичния ток се определя с коефициента на трансформация:

$$(3.71) \quad I_1 = n.I_2 = n.0,817.I_d$$

За изчислителната мощност на вторичните и първични намотки на трансформатора се получава:

$$S_2 = 3.U_2.I_2 = 3.0,428U_d \cdot 0,817I_d = 1,05P_d$$

$$S_1 = 3.U_1.I_1 = \frac{3.0,428.U_d}{n} \cdot n.0,817.I_d = 1,05.P_d$$

Следователно типовата мощност на трансформатора е:

$$(3.72) \quad S_T = S_1 = S_2 = 1,05P_d$$

При изчисляване на допълнителните коефициенти за трифазната мостова схема се получават следните коефициенти:

### 1. Коефициент на използване на трансформатора:

$$(3.73) \quad \eta_{Tr} = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{1,05} = 0,95 = 95\%$$

Това е много добър коефициент на използване на трансформатор при мрежова частота 50 Hz и е най-добрия от всички до сега разгледани схеми, особено като се има в предвид, че той при еднофазния еднополупериоден токозправител (стр.71) е 32,4%.

### 2. Коефициент на пулсации.

$$(3.74) \quad k_p = \frac{U_{d(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057$$

Вижда се, че при схема "Ларионов" коефициента на пулсации е едва 5,7% е най-малкия от всички до тук получени (157% при еднофазния еднополупериоден токозправител).

### 3. Коефициент на полезно действие на токоизправителя:

$$(3.75) \quad \eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{1,05 \cdot P_d} = 0,95$$

### 4. Коефициент на фазата В:

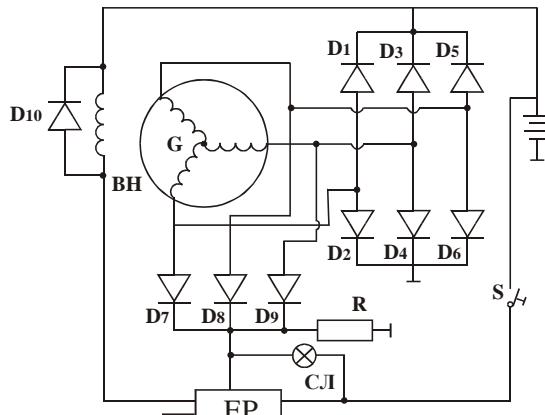
$$(3.76) \quad B = \frac{U_2}{U_d} = \frac{0,428 \cdot U_d}{U_d} = 0,428$$

### 5. Коефициент на формата на тока:

$$(3.77) \quad D = \frac{I_2}{I_d / m} = \frac{0,817 \cdot I_d}{I_d / 6} = 4,9$$

Трифазната мостова схема има много добро използване на трансформатора, най-високия (от разгледаните до тук схеми) коефициент на полезно действие и най-ниския коефициент на пулсации.

Трифазната мостова схема намира широко приложение при реализирането на средномощни и мощнни токоизправители в комуникациите, електроздвижването, енергетиката и др. Генераторите за получаването на електрическа енергия в автомобилите са променливотокови и има два токоизправителя, реализирани по схема "Ларионов" и схема "Миткевич" (фиг.3.14).



Фиг.3.14 Зареждане на АБ в автомобили

Тук: G - трифазен генератор; EP - електронен регулатор.

При нормална работа на генератора и регулатора напрежението на акумулатора при работещ двигател трябва да е от 13 до 14 V. При пониско или по-високо напрежение АБ не се дозарежда или се презарежда, вследствие на което дефектира.

## ГЛАВА ЧЕТВЪРТА

### ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С АКТИВНО-ИНДУКТИВЕН ТОВАР

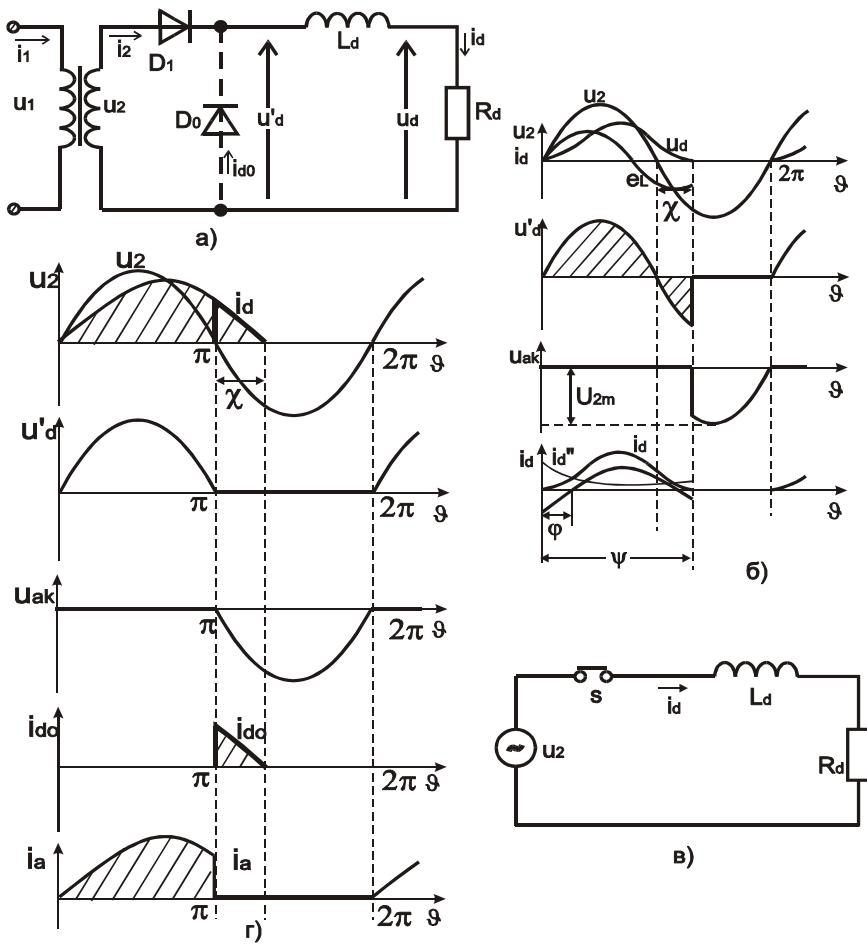
Много малко са случаите, когато токоизправителите работят с активен товар. В повечето случаи те работят със смесен товар - активно-индуктивен товар ( $RL$ ) или активно-капацитивен ( $RC$ ). При токоизправителите с малки мощности се използва активно-капацитивен товар, а при средни и големи мощности се използва активно-индуктивен товар. Активно-индуктивен товар са изглаждащи дросели, реактори и електрически двигатели за постоянен ток и др. Индуктивността на разсейване на захранващия трансформатор също оказва влияние върху процесите в токоизправителя.

#### **4.1 Работа на еднофазния еднополупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар**

На фиг. 4.1а е показана схема на еднофазен еднополупериоден ТИ при активно-индуктивен товар. Изглаждащата индуктивност ( $L_d$ ) се свързана винаги след вентилната група и последователно на товара ( $R_d$ ). Индуктивното съпротивление ( $X_L = j\omega L$ ) е равно на нула за постоянната съставна и има определена стойност за променливата съставна, което означава, че ако се свърже паралелно на товара ще се получи късо съединение.

Различна е работата на токоизправителя без и с включен, паралелно на товара и индуктивността, обратен диод ( $D_o$ ). Диодът се нарича "обратен", защото е включен с катода си към положителната шина (+) на изходното напрежение. С пунктирна линия е показан вариант на схемата с включен обратен диод  $D_o$ .

На фиг.4.1б са дадени времедиаграмите на напреженията и токовете в схемата при вариант без обратен диод. С  $U_d$  се означава напрежението непосредствено след вентилната група, а с  $U_d'$  се означава напрежението върху товара  $R_d$ . От времедиаграмите се вижда, че диода  $D_1$  продължава да е отпущен и след като захранващото напрежение  $u_2$  си смени знака и започва да се прилага с знак минус към анода. Това се дължи на запасената енергия в индуктивността ( $u_{ak} = u_2 + u_L - u_d$ ) и докато е отпущен диода  $u_{ak} > 0$ . Времето на пропускане на диода е  $\pi+\chi$ , а времето когато има обратно напрежение върху диода е  $\pi-\chi$ .



Фиг.4.1 Еднофазен еднополупериоден токоизправител при RL товар

Средната стойност на изправеното напрежение е:

$$\begin{aligned}
 (4.1) \quad U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\chi} U_{2m} \sin \theta d\theta = \frac{U_{2m}}{2\pi} \left[ -\cos \theta \right]_0^{\pi+\chi} = \\
 &= \frac{U_{2m}}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \chi)]
 \end{aligned}$$

Средната стойност на изправения ток е:

$$(4.2) \quad I_d = \frac{U_d}{R_d}.$$

Зависимостта на ъгъл  $\vartheta$  от параметрите на схемата може да се определи като се реши диференциалното уравнение, описващо процесите в схемата, когато диода е отпущен (фиг 4.1в).

$$(4.3) \quad \omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + R_d i_d = U_{2m} \sin \vartheta.$$

Решението на диференциалното уравнение е сума от стационарната ( $i_d'$ ) и преходна ( $i_d''$ ) съставни.

Стационарният ток се получава под действието на синусоидалното напрежение  $U_2$  и се определя от решението на частното уравнение:

$$(4.4) \quad i_d' = I_{dm} \cdot \sin(\vartheta - \varphi)$$

$$\text{където: } I_{dm} = \frac{U_{2m}}{\sqrt{R_d + (\omega L_d)^2}}, \text{ а } \varphi = \arctg \frac{\omega L_d}{R_d}.$$

$I_{dm}$  – амплитудната стойност на стационарната ( $i_d'$ ) съставна;

$\varphi$  – дефазирането между  $i_d'$  и захранващото напрежение  $U_2$ .

Преходната съставна се определя от решението на хомогенизирано-то уравнение:

$$(4.5) \quad i_d'' = A e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta}.$$

За сумарния ток  $i_d$  се получава:

$$(4.6) \quad i_d = i_d' + i_d'' = I_{dm} \sin(\vartheta - \varphi) + A e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta}.$$

Константата  $A$  се определя от граничните условия (при  $\vartheta=0$  токът  $i_d=0$ ).

$$0 = I_{dm} \cdot \sin(-\varphi) + A \text{ или } A = I_{dm} \cdot \sin(\varphi).$$

Замествайки константата  $A$  в (4.6) окончателно за тока  $i_d$  се получава израз (4.7), който е сума от една синусоидална и една експоненциална съставна.

$$(4.7) \quad i_d = I_{dm} [\sin(\vartheta - \varphi) + \sin(\varphi) e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta}]$$

От построената по (4.7) времедиаграма на общия ток  $i_d$  се вижда, че диодът е отпущен през целия положителен полупериод и част от отрицателния полупериод. Това се дължи на самоиндуктираното в индуктивността

стта е.д.н. ( $e_L = -\omega L \frac{di}{d\vartheta}$ ). При нарастване на тока в товара  $i_d$  напрежението  $e_L$  има отрицателен поляритет по отношение на диода. В този интервал от време в индуктивността се натрупва енергия. При намаляване на токът

$i_d$  ( $\frac{di_d}{dt} < 0$ ) напрежението  $e_L$  е положително по отношение на диода и

през известна част от отрицателната част на  $u_2$ , когато  $e_L > u_2 + U_d$  диодът остава отпущен, защото:

$$(4.8) \quad u_{ak} = -u_2 - U_d + e_L > 0.$$

В момента, когато  $u_{ak}$  стане равно на нула диодът се запушва. Обратното напрежение върху диода се появява, когато токът през него стане равен на нула, при което  $u_{ak}$  със скок добива стойността на  $u_2$  при дадения ъгъл (в случая  $\vartheta = \pi + \chi$ ). Максималната стойност на обратното напрежение е  $U_{Rm} = U_{2m}$  и се получава в случаите, когато  $\chi < \frac{\pi}{2}$ .

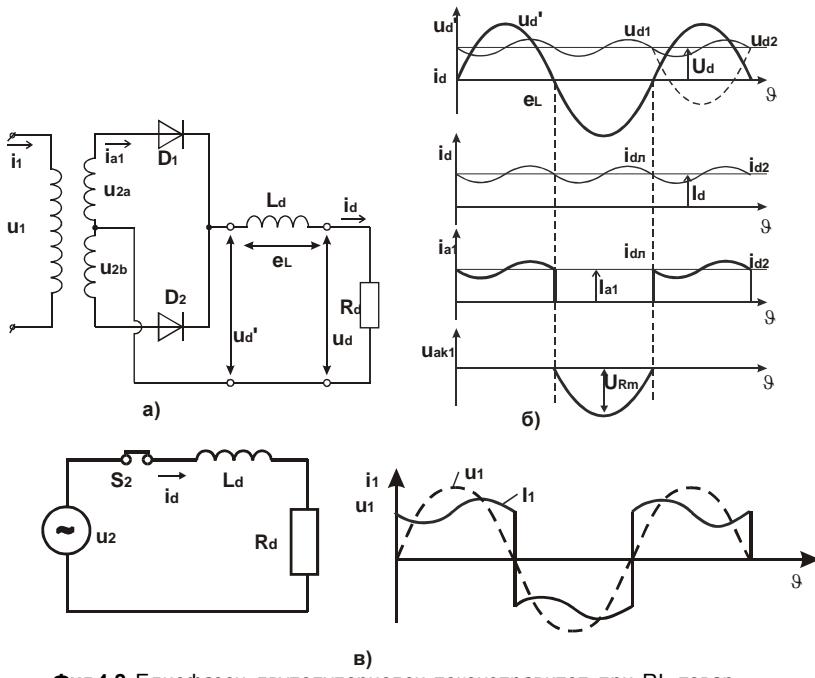
В заключение могат да се констатира, че наличието на индуктивност в еднофазния единополупериоден токоизправител води до:

1. Удължаване времето на проводимост на вентила ( $\vartheta = \pi + \chi$ ).
2. Не изглажда изправеното напрежение.

На фиг.4.1г са показани времедиаграмите на схемата в случая, когато е включен обратния диод  $D_o$ . Наличието на обратно включен диод ( $D_o$ ) не удължава времето на проводимост на диода  $D_1$  (фиг4.1г), защото след момента на преминаване на захранващото напрежение  $u_2$  през нулата запасената в индуктивността  $L_d$  енергия предизвиква ток, който се затваря през товара и диода  $D_o$ , а диодът  $D_1$  се запушва. От времедиаграмите се вижда, че напрежението върху товара и тока през него имат същия вид, както схемата без диода  $D_o$ , но времето на пропускане на диода е както при работа на активен товар ( $\vartheta = \pi$ ). На практика във всички схеми, където индуктивността би довела до удължаване на времето на проводимост на изправителния диод се използва обратен диод  $D_o$ .

## 4.2 Работа на еднофазен двуполупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар

От направения анализ на еднофазните двуполупериодни схеми (мостова или със средна точка) се изясни, че по основните енергетични показатели са еднакви – еднаква е формата на изходните напрежения и токове, еднакъв е коефициента на полезно действие, еднакво се използват вентилите по ток. Това е основание да се разгледа работата на едната схема на еднофазен двуполупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар и да се правят изводи за двете схеми.



Фиг.4.2 Еднофазен двуполупериоден токоизправител при RL товар

На (фиг.4.2) са дадени схемата и времедиаграмите на еднофазен двуполупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар.

Включената индуктивност последователно на товара е нулево съпротивление за постоянната съставна и много голямо съпротивление за променливата съставна на тока. От това следва, че индуктивност включена последователно на товара няма да влияе на преминаването на постоянната съставна от вентилната група към товара, но ще намали силно стой-

ността на променливата съставна на изходното напрежение ( $U_{d2}$ ) и ток ( $i_{d2}$ ) (фиг.4.2б). Идеално изгладено напрежение и ток се получава, когато  $x_d = \omega L_d = \infty$ .

В действителност понятието  $\omega L_d = \infty$  е неопределено число, затова на практика то се заменя с отношението  $\omega L_d = (10 \text{ до } 20) R_d$ .

Токът през вентилите има почти правоъгълна форма, тъй като индуктивността  $L_d$  не удължава времето им на проводимост.

За да се изведе аналитичния израз за тока  $i_d$  и се построи неговата времедиаграма във функция от параметрите на схемата се съставя еквивалентната заместваща схема (фиг.4.2в) и се решава диференциално-уравнение.

Еквивалентната заместваща схема е съставена при допускания за идеални вентили и идеален трансформатор.

Видно е, че еквивалентната заместваща схема (фиг.4.2в) е еднаква с тази на фиг 4.1в, естествено е уравнението да е същото (4.3):

$$(4.9) \quad \omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + R_d i_d = U_{2m} \sin \vartheta .$$

Решението на уравнение (4.9) има същия общ вид уравнение (4.6):

$$(4.10) \quad i_d = i_d' + i_d'' = I_{dm} \sin(\vartheta - \varphi) + A e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta} ,$$

където:  $I_{dm} = \frac{U_{2m}}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L)^2}}$ ,  $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R_d}$ .

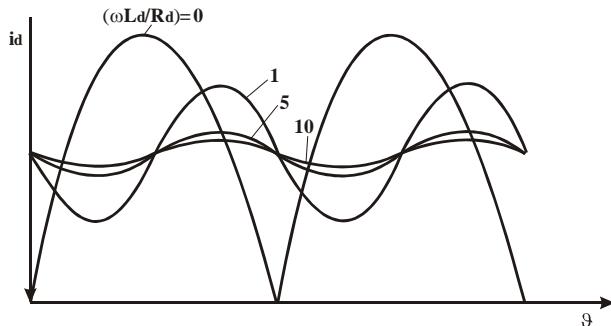
Разликата се състои в определяне на константата А. В случая  $i_{d,\vartheta=0} = i_{d,\vartheta=\pi}$ . При тези начални условия за времеконстантата А се получава:

$$A = I_{2m} \frac{2 \cdot \sin \varphi}{1 - e^{-\frac{\pi R_d}{\omega L_d}}} .$$

Окончателната форма за тока  $i_d$  добива вида:

$$(4.11) \quad i_d = I_{2m} \left[ \sin(\vartheta - \varphi) + \frac{2 \sin \varphi}{\pi R_d} \right] \cdot e^{-\frac{R_d \cdot \vartheta}{\omega L_d}}.$$

На фиг.4.3 са показани криви на тока  $i_d$  при различни стойности на отношението  $\omega L_d / R_d$ .



Фиг.4.3 Времедиаграми на  $i_d$  при различни стойности на  $\omega L_d / R_d$

От фиг.4.3 се вижда, че при  $\omega L_d / R_d = 10$  изходният ток е почти идеално изгладен и има формата на идеалния изправен ток.

Отношението на реактивното към активното съпротивление на схемата ( $\omega L_d / R_d$ ) се избира в зависимост от изискванията на товара към пулсациите на изходното напрежение.

Например това съотношение е необходимо да бъде:

а) При захранване на лазерни устройства -  $\frac{\omega L_d}{R} > 100$  ;

б) При зарядни устройства за акумулаторни батерии -  $\frac{\omega L_d}{R} < 2$  .

Тъй като индуктивността не влияе на постоянната съставяща на напрежението и тока следва, че средната стойност на напрежението върху товара е същата както при активен товар:

$$(4.12) \quad U_d = U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi 2u_d \cdot d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_{2m} \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \\ = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 0,6366U_{2m}$$

Средната стойност на товарния ток е:

$$(4.13) \quad I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{2}{\pi} I_{2m}.$$

Натоварването на вентилите по ток е:

$$(4.14) \quad I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{1}{\pi} I_{2m}.$$

Обратното напрежение върху вентилите зависи от типа на схемата. В случая то е:

$$(4.15) \quad U_{R.m} = 2U_{2m}.$$

Изчислението на трансформатора се извършва по същия начин както в схемата, работеща при R товар (т. 3.3.1) с тази разлика, че тук ефективната стойност на тока във вторичната намотка има по-малка стойност, защото формата на тока е правоъгълна.

$$(4.16) \quad I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 0,707I_d.$$

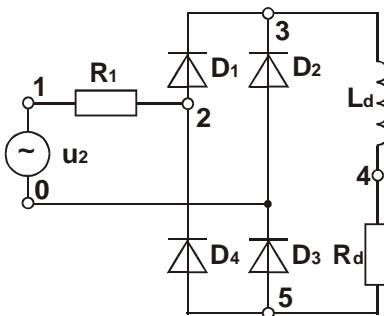
Това означава, че при работа на активно-индуктивен товар ще има по добро използване на трансформатора.

В заключение могат да се направят следните **изводи**:

1. Наличието на индуктивност в еднофазния двуполупериоден токоизправител не удължава времето на проводимост на вентилите ( $\vartheta = \pi$ ).
2. Наличието на индуктивност в еднофазния двуполупериоден токоизправител изглежда изправеното напрежение.
3. Наличието на индуктивност в еднофазния двуполупериоден токоизправител удвоява честотата на пулсациите на изправеното напрежение.

Всичко казано до тук може да се симулира с помошта на персонален компютър, чрез програмния продукт “PSPICE”.

На фиг.4.4 е показан PSPICE-модела на мостов токоизправител с RL характер на товара. В случая се приема идеален захранващ източник, идеален трансформатор и идеални вентили (диоди).



Фиг.4.4 PSPICE-модела на мостов токоизправител

Текстовият файл за така номерираната схема е:

\*1-fazsen TI

V2 1 0 sin(0 220 50)

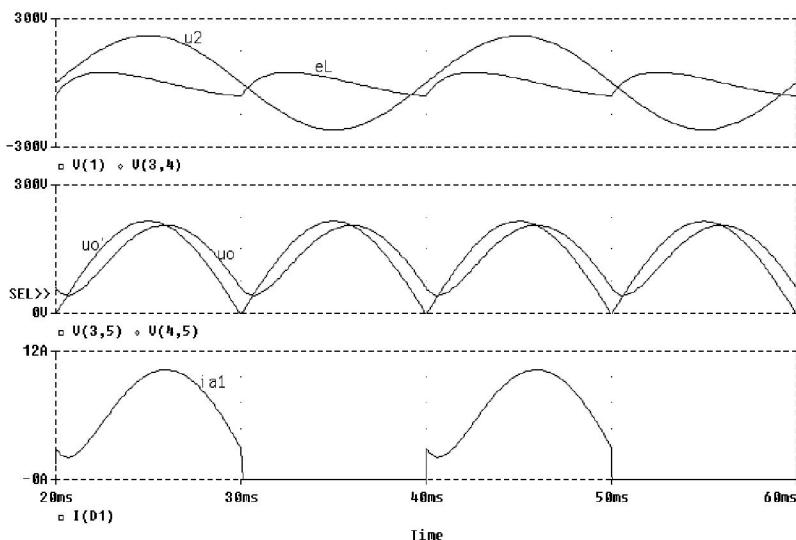
R1	1	2	.1
D1	2	3	dx
D2	0	3	dx
D3	5	0	dx
D4	5	2	dx
Ld	3	4	30m
Rd	4	5	20

```
.MODEL dx d(bv=1000 rs=0.1)
.TRAN 1u 60m 20m 200u UIC
.PROBE
.LIB NOM.LIB
.END
```

Симулацията е извършена при захранващо напрежение  $U_2 = 220 \text{ V}$  и честота  $f = 50 \text{ Hz}$  при стойности на товара  $R_d = 20 \Omega$  и  $L_d = 30 \text{ mH}$ , което прави отношението  $\frac{\omega L_d}{R} \approx 1$ . Това определя не много доброто

изглаждане на изходното напрежение  $V(4,5)$ .

По долу са дадени времедиаграмите от реализирания анализ (фиг.4.5).



Фиг.4.5 PSPICE времедиаграми на мостов токоизправител

Напрежението  $V_1$  е напрежението на точка 1 спрямо нулевия проводник (маса) и представлява захранващото напрежение  $u_2$ . Напрежението  $V(3,5)$  е напрежението между точки 3 и 5, непосредствено на изхода на токоизправителя и има вида както при активен товар. Напрежението върху товара  $V(4,5)$  е малко изгладено, а токът през диодите се стреми да стane правоъгълен.

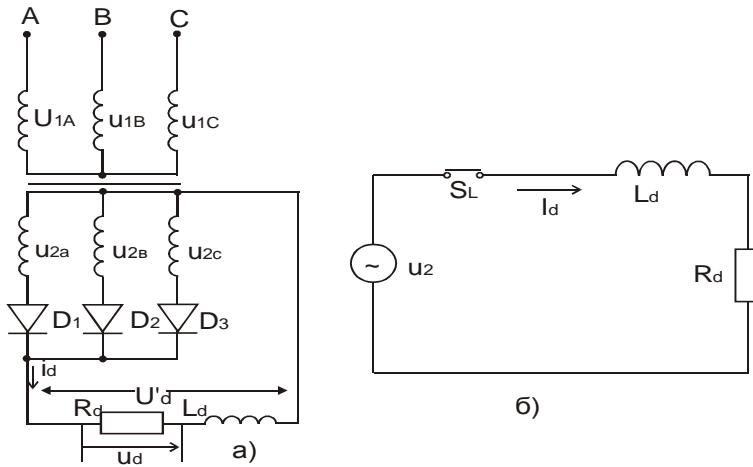
#### 4.3 Работа на трифазния еднополупериоден токоизправител при активно-индуктивен характер на товара.

##### 4.3.1. Режим на работа без взаимна комутация на вентилите

В този режим диодите се разглеждат като идеални ключове (преминаването от отпуснато в запушено състояние и обратно на диодите става мигновено и без загуби в тях) и се пренебрегва влиянието на мрежовия трансформатор.

При трифазните токоизправители често се използва активно-индуктивен ( $R-L$ ) товар.

На фиг.4.6а е дадена схема на трифазен еднополупериоден токоизправител при работа на активно-индуктивен товар.



Фиг.4.6 Трифазен токоизправител при RL товар

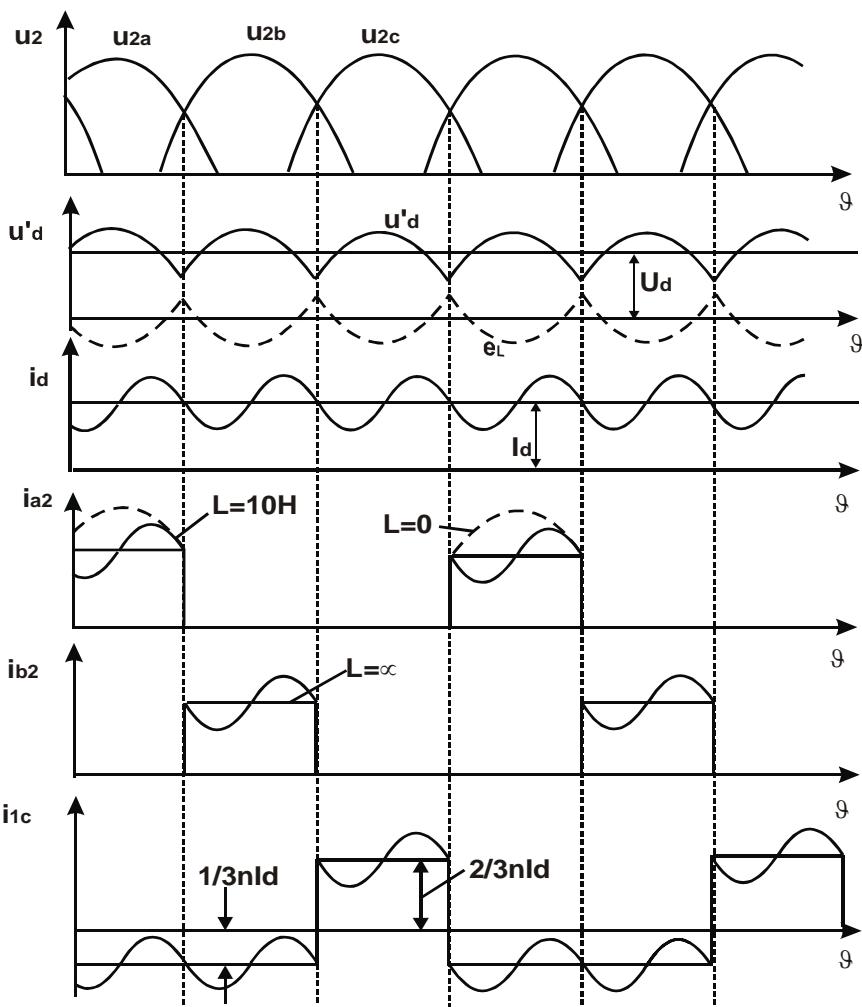
Принципът на действие на схемата (фиг.4.6а) е същия, както е обяснен в точка 3.4.1. Напрежението между общия катод на вентилите и нулевия изход ( $u_d'$ ) е отрязъци от най-положителните стойности на фазните напрежения. Напрежението върху товара е разликата между напрежението на изхода на вентилния блок  $u_d$  и напрежението върху индуктивността  $e_L$  (фиг.4.6в):

$$u_d = u_d' - e_L$$

Формата на напрежението върху товара ( $R_d$ ) и тока през него са еднакви.

Изходното напрежение е пулсиращо с удвоена честота на пулсации по отношение на изправеното напрежение  $u_d'$  ( $f_n = 2 \times 3 \times 50 = 300 \text{ Hz}$ ).

При  $\frac{\omega L_d}{R_d} = \infty$ , което се получава при  $L_d = \infty$  на фиг.4.6.в, изходното напрежение  $U_d$  и ток  $I_d$  са идеално изгладени.

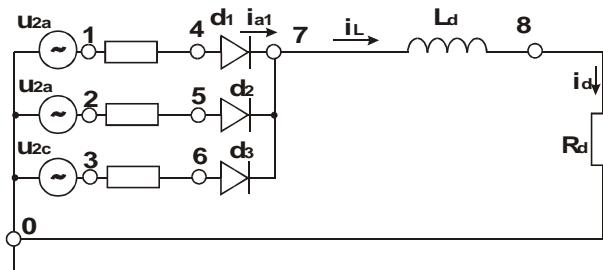


Фиг.4.6.в Времедиаграми

Токът през диодите е с правоъгълна форма и е с продължителност по  $120^\circ$ . Аналитичният израз за тока през товара се намира, като се използва еквивалентната заместваща схема (фиг.4.6б), която е направена при общи приемите допускания. Видно е, че еквивалентната заместваща схема е същата както на фиг.4.2в.

Това означава, че диференциалното уравнение за тока  $i_d$ , ще има същия вид и общия вид на решението е същото. Разликата се състои само в определянето на стойността на константата A. Очевидно е, че както при еднофазния двуполупериоден токоизправител индуктивността при трифазния еднополупериоден токоизправител не удължава времето на пропускане на вентилите, а изглежда изправеното напрежение и удвоява честотата на пулсациите (4.6.в).

За потвърждаване на направените изводи е реализирана компютърна симулация на трифазен еднополупериоден токоизправител (сх.Миткевич-фиг.4.7).



**Фиг.4.7** PSPICE-модела на трифазен еднополупериоден токоизправител

По-долу е показан текстовия файл за симулация на трифазния еднополупериоден токоизправител при активно-индуктивен товар (фиг.4.7).

\*Миткевич- RL

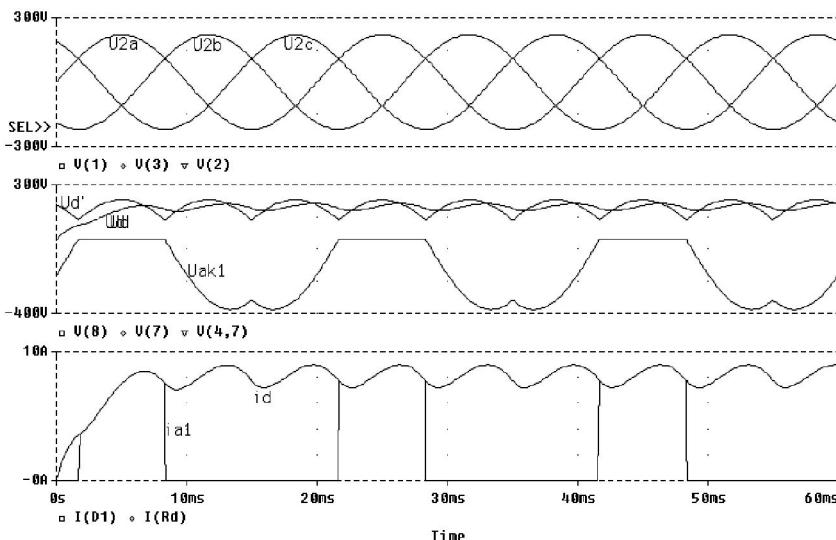
V2a	1	0	sin(0	220	50)			
V2b	2	0	sin(0	220	50	0	0	120)
V2c	3	0	sin(0	220	50	0	0	240)
R1	1	4	.	1				
R2	2	5	.	1				
R3	3	6	.	1				

```

D1      4      7      dx
D2      5      7      dx
D3      6      7      dx
Ld      7      8      50m
Rd      8      0      {Rvar}
.model  dx d(bv=1000 rs=0.1)
.param Rvar=11
.step param Rvar list 11 22
.tran 1u 60m 0m 200u UIC
.probe
.lib nom.lib
.end

```

Захранващото напрежение е трифазно, с амплитудна стойност 220v, работна честота – 50 Hz и всяко напрежение е дефазирано от другото на  $120^\circ$ . Диодите  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , се разглеждат като идеални с обратно напрежение 1000v и съпротивление в права посока  $rs=0.1$ . Резисторите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  отразяват активните загуби в захранващия токоизточник и диодите.



**Фиг.4.8** Времедиаграми

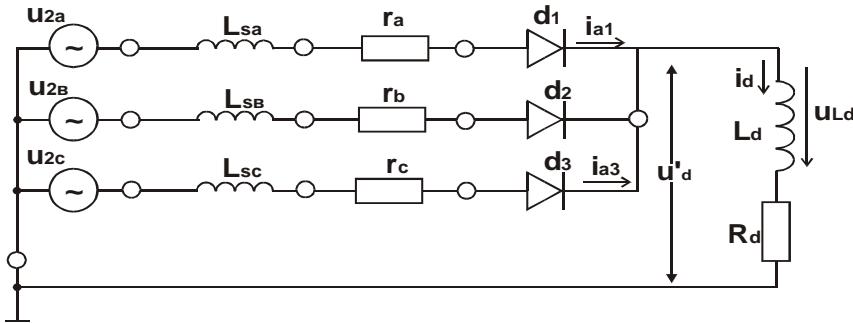
От посочените времедиаграми се вижда:

- 1/ Всеки вентил е отпущен по  $120^\circ$  в един период на захранващото напрежение.
- 2/ Формите на изгладеното напрежение ( $u_7$ ) и ток в товара са изгладени с честота на пулсациите два пъти по-голяма от честотата на изправено напрежение ( $u_8$ ).
- 3/ Запушването на работещия вентил и отпускането на следващия се извършва мигновено.
- 4/ Преходният процес е много кратък (10ms).

#### 4.3.2. Режим на работа с взаимна комутация на вентилите

До тук разглежданият анализ за работа при RL товар е при условие за идеалност на вентилите и захранващия източник. Когато тока през диодите е правоъгълен се приема мигновена комутация (единия се запушва, а другия диод се отпуска), а захранващия източник е идеален източник на напрежение. В действителност диодите не могат мигновено да комутират и източник при който е използван трансформатор не може да бъде идеален. Времето на превключване зависи от типа на избраните вентили и може да е в границите (1 до 100)  $\mu s$ . Влиянието на мрежовия трансформатор зависи от неговите параметри, а при различни трансформатори те могат да имат много различни стойности.

Еквивалентната заместваща схема на трифазен еднополупериоден токоизправител, при отчитане на индуктивността на разсейване и активното съпротивление на трансформатора и диодите, е:



Фиг.4.9 Еквивалентната заместваща схема на трифазен еднополупериоден токоизправител

Означенията в схемата са:

$r_a = r_b = r_c = r_{Tp} = r_2 + r'_1$  – активно съпротивление на първичната и вторична намотки на трансформатора, приведени към вторичната намотка;

$$r'_1 = \frac{r_1}{n^2}, \text{ където } n = w_1/w_2 - \text{коefficient на трансформация на}$$

трансформатора;

$$L_s = L_{s2} + L'_{s1} - \text{индуктивност на разсейване на трансформатора,}$$

$$\text{където } L'_{s1} = \frac{L_{s1}}{n^2} \text{ е приведената стойност на индуктивността на раз-}$$

сейване на първичната намотка.

В дадената схема са пренебрегнати намагнитващата индуктивност  $L_\mu$  и обратното съпротивление на диодите  $R_{obr}$ . Основание за това е обстоятелството, че на практика  $X_\mu >> R_d$  и  $R_{obr} >> R_d$ . Влиянието на останалите параметри зависи от съотношението между тях.

Така например за токоизправители под 100 W активното съпротивление  $r_{Tp}$  е значително по-голямо от съпротивлението на разсейване ( $X_{Ls}$ ). Тогава може да се пренебрегне индуктивността на разсейване ( $L_s$ ). В такъв случай всички съпротивления, освен товара, се явяват консуматори на загубна активна мощност и намаляват к.п.д. на токоизправителя.

При мощните токоизправители се вземат мерки да се намали загубната мощност от активните съпротивления на реактивните елементи и вентилите, поради което те могат да се пренебрегнат. При тях обаче не може да се пренебрегне индуктивността на разсейване ( $L_s$ ).

Индуктивността на разсейване ( $L_s$ ) се намира между захранващия източник и анода на вентилите и затова се нарича анодна индуктивност.

Анализът на преходния процес при преминаването на тока от единия вентил на другия, примерно преминаването на тока от вентил  $D_1$  на вентил  $D_2$ , се прави при следните предположения:

1)  $L_d = \infty$ , а токът  $I_d$  е идеално изгладен ( $I_d = \text{const.}$ );

2) Пренебрегват се активните загуби във веригата ( $r_{Tp}, r_{np}, r_{ld} = 0$ ).

От условието, че токът в товара е константна величина и прехвърлянето на тока от диода  $D_1$  на диода  $D_2$  става за известен интервал от време (фиг.4.6в) следва, че намаляването на тока  $i_{a1}$  става със същата скорост с която нараства токът в диода  $D_2$  ( $i_{a2}$ ):

$$(4.17) \quad \frac{di_{a1}}{dt} = -\frac{di_{a2}}{dt}, \text{ тъй като } i_{a1} + i_{a2} = I_d.$$

Интервалът от  $\theta_1$  до  $\theta_2$  се нарича интервал на взаимна комутация. В интервала на взаимна комутация стойността на изходното напрежение се получава от двете фази с отпушени вентили и е:

$$u_d = u_{2a} - L_s \frac{di_{a1}}{dt}$$

$$u_d = u_{2b} - L_s \frac{di_{a2}}{dt}.$$

Следователно:

$$(4.18) \quad u_{2a} - L_s \frac{di_{a1}}{dt} = u_{2b} - L_s \frac{di_{a2}}{dt}.$$

Замествайки (4.17) в (4.18) се получава напрежението върху индуктивността на разсейване:

$$(4.19) \quad L_s \frac{di_{a1}}{dt} = \frac{u_{2a} - u_{2b}}{2},$$

$$\text{където: } u_{2a} = U_{2m} \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \text{ и } u_{2b} = U_{2m} \cos(\theta + \frac{\pi}{3}).$$

За напрежението върху товара в интервала на комутация се получава:

$$(4.20) \quad u_d = u_\theta = u_{2a} - L_s \frac{di_{a1}}{dt} = \frac{u_{2a} + u_{2b}}{2}.$$

Напрежението върху товара е полусумата на фазните напрежения на едновременно отпушните вентили.

Важно е да се знае как зависи интервалът на взаимна комутация ( $\theta$ ) от параметрите на схемата или по-точно от стойността на индуктивността на разсейване ( $L_s$ ).

Като се имат в предвид изразите за  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  от (4.19) се получава диференциално уравнение за тока в комутационния интервал:

$$(4.21) \quad L_s \frac{di_{a1}}{dt} = -U_{2m} \sin \frac{\pi}{3} \sin \vartheta.$$

Решението на ДУ има следния общ вид:

$$i_{1a} = \frac{U_{2m}}{\omega L_s} \sin \frac{\pi}{3} \cos \vartheta + A$$

Интеграционната константа  $A$  се определя от условието, че при  $\vartheta = 0$  токът  $i_{1a} = I_d$  – началото на взаимната комутация.

$$A = I_d - \frac{U_{2m}}{\omega L_s} \sin \frac{\pi}{3}.$$

За токът  $i_{1a}$  в режим на взаимна комутация се получава:

$$(4.22) \quad i_{1a} = I_d - \frac{U_{2m}}{\omega L_s} \sin \frac{\pi}{3} (1 - \cos \vartheta).$$

За да се определи времето на взаимна комутация  $\phi$  се използва условието, че при  $\vartheta = \phi$  токът  $i_{1a} = 0$ .

$$I_d - \frac{U_{2m}}{\omega L_s} \sin \frac{\pi}{3} (1 - \cos \vartheta) = 0,$$

$$(4.23) \quad \cos \phi = 1 - \frac{\omega L_s I_d}{U_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{3}}.$$

От (4.23) се вижда, че при увеличаване на индуктивността на разсейване  $L_s$  расте ъгъла на взаимна комутация  $\phi$ . Формата на напрежението в комутационния интервал се определя от (4.19), като  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  се заменят с техните изрази.

$$(4.24) \quad u_\phi = \frac{1}{2} [U_{2m} \cos(\vartheta - \frac{\pi}{3}) + U_{2m} \cos(\vartheta + \frac{\pi}{3})].$$

Средната стойност на изправеното напрежение  $u_d$  се получава като сума от две напрежения – комутационното напрежение ( $u_\phi$ ) и напрежението на отпушения в момента вентил ( $u_{2b}$ ).

$$(4.25) \quad U_d = \frac{3}{2\pi} \left[ \int_0^{\phi} u_{\phi} d\theta + \int_{\phi}^{\frac{2\pi}{3}} u_{2b} d\theta \right] = \frac{\pi}{3} U_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1 + \cos \phi}{2}.$$

Замества се  $\cos \phi$  от (4.22) в (4.24):

$$(4.26) \quad U_d = \frac{\pi}{3} U_{2m} \sin \frac{\pi}{3} - \frac{3 \cdot \omega L_s}{2\pi} I_d = U_{do} - \Delta U_d.$$

където:  $U_{do}$  – напрежение на токоизправителя при режим на празен ход.

Наличието на индуктивността в товарната верига води до намаляване на средната стойност на изправеното напрежение с  $\Delta U_d$  и стойността на това намаление е право пропорционална на големината на индуктивността на разсейване на трансформатора и товарния ток.

В действителност израз (4.25) представлява външна характеристика на токоизправителя.

Външната характеристика ще бъде по-точна ако се вземат в предвид загубите на напрежение в активното съпротивление на трансформатора ( $I_d \cdot r_{tp}$ ), вентилите ( $U_f = I_d \cdot r_{np}$ ) и загубите в изглаждящия дросел ( $I_d \cdot r_{\phi}$ ).

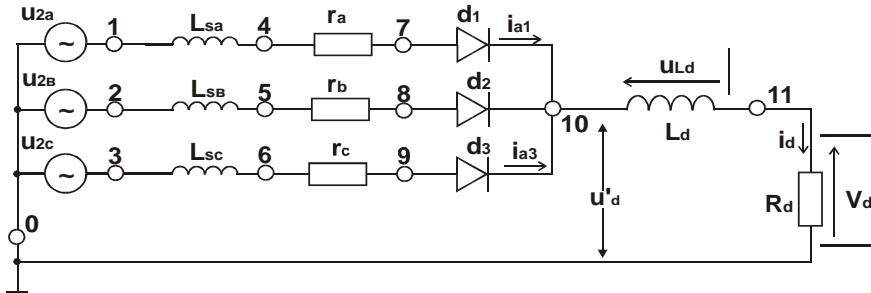
$$(4.27) \quad U_d = U_{do} - U_{do} - I_d (r_{np} + r_{tp} + r_{\phi}).$$

На фиг.4.10 е показан PSPICE модел на трифазния еднополупериоден токоизправител, като са отчетени индуктивностите на разсейване ( $L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}$ ) и активните загуби ( $r_a, r_b, r_c$ ) на трансформатора.

Захранващият източник ( $u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}$ ) е приет като идеален източник на напрежение ( $r_i=0$ ), а диодите ( $d_1, d_2, d_3$ ) са заменени с модел на идеален диод.

Стойността на елементите в токоизправителя са:

$u_{2a}=u_{2b}=u_{2c}=220V$ ;  $L_{sa}=L_{sb}=L_{sc}=5mH$ ;  $r_a=r_b=r_c=0.1\Omega$ ;  $L_d=50mH$ ;  $R_d=22\Omega$  при честота на захранващата мрежа  $f = 50 Hz$ .



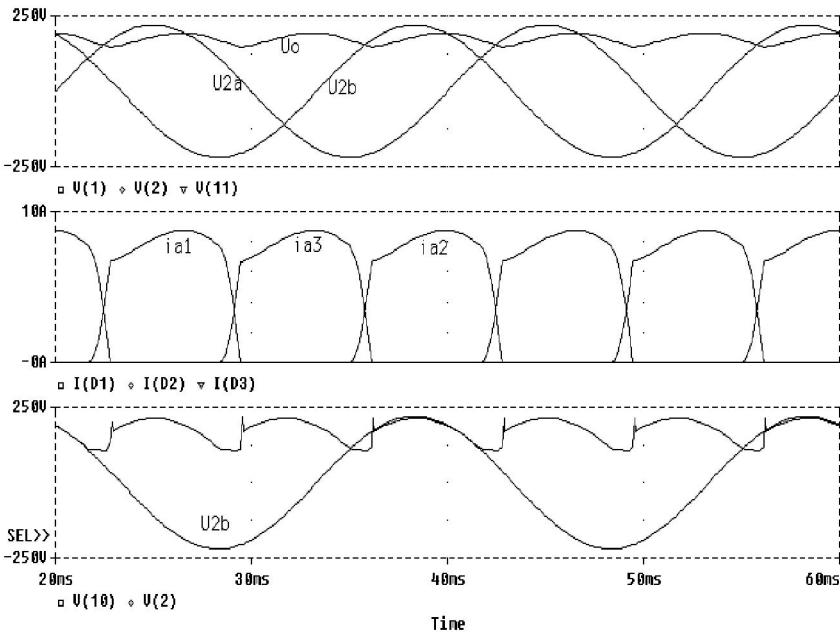
Фиг.4.10 PSPICE-модел на Трифазен еднополупериоден токоизправител

```

*Mitk.RL s LS
V2a    1    0    sin(0  220  50)
V2b    2    0    sin(0  220  50  0  0  120)
V2c    3    0    sin(0  220  50  0  0  240)
Lsa    1    4    5m
Lsb    2    5    5m
Lsc    3    6    5m
ra     4    7    .1
rb     5    8    .1
rc     6    9    .1
D1     7    10   dx
D2     8    10   dx
D3     9    10   dx
Ld     10   11   50m
Rd     11   0    {Rvar}
.model  dx d(bv=1000 rs=0.1)
.param Rvar=11
.step param Rvar list  11 22
.tran 1u 60m 20m 200u UIC
.probe
.lib nom.lib
.end

```

Времедиаграмите на тока през диодите и напреженията след токоизправителя и върху товара са дадени на фиг.4.11.



Фиг.4.11 Времедиаграми

От направените симулации се вижда:

- а/ съществува интервал от време, съответствуващо на ъгал  $\phi$ , през който са отпуснати два последователно работещи вентила;
- б/ изменението на интервала на взаимна комутация е правопропорционален на отношението  $\omega L_d / R_d$ .

Повишаването на фазността на токоизправителната схема (трифазна мостова токоизправителна схема, шестфазна токоизправителна схема, дванадесетфазна токоизправителна схема и др.) води до повишаване честотата на пулсациите на изправеното напрежение и следователно до намаляване на тяхната амплитудна стойност.

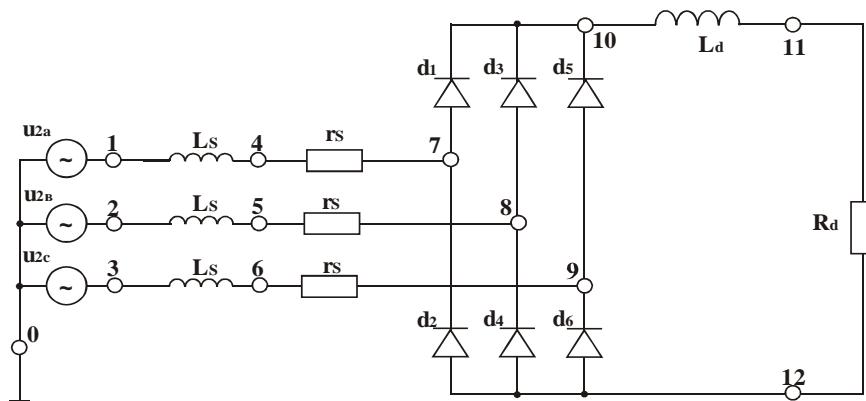
#### 4.4. Работа на трифазен мостов токоизправител при активно-индуктивен товар

Схемата на трифазния мостови токоизправител е същата, каквато е на фиг.3.11, като последователно на товара е включена индуктивност ( $L_d$ ).

От направените до тук разглеждания на еднофазния двуполуперио-

ден токоизправител и на трифазния еднополупериоден токоизправител става ясно, че наличието на индуктивност в товара не води до увеличаване на времето на проводимост на вентилите. Следователно напреженията върху вентилите ще имат същия вид, както е показано на фиг. 3.12. Наличието на индуктивност в товара води до намаляване на пулсациите на изправеното напрежение и удвояване на тяхната честота.

За показване влиянието на индуктивността в товара е реализиран PSPICE модел на трифазен мостов токоизправител (фиг. 4.12).



Фиг.4.12 PSPICE-модел на Трифазен мостов токоизправител

Симулацията е реализирана за следните стойности на параметрите на схемата:  $V_1 = V_2 = V_3 = 380 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = 10 \text{ mH}$ ,  $R_d = 20 \Omega$ ,  $L_d = 50 \text{ mH}$ ,  $r_s = 0,1 \Omega$ .

Тестовият файл и снетите времедиаграми (фиг.4.13) са дадени при пренебрегване влиянието на индуктивността на разсейване на мрежовия трансформатор ( $L_s = 1 \text{nH}$  е пренебрежимо малка стойност).

\*Mitk.RL s Ls

```

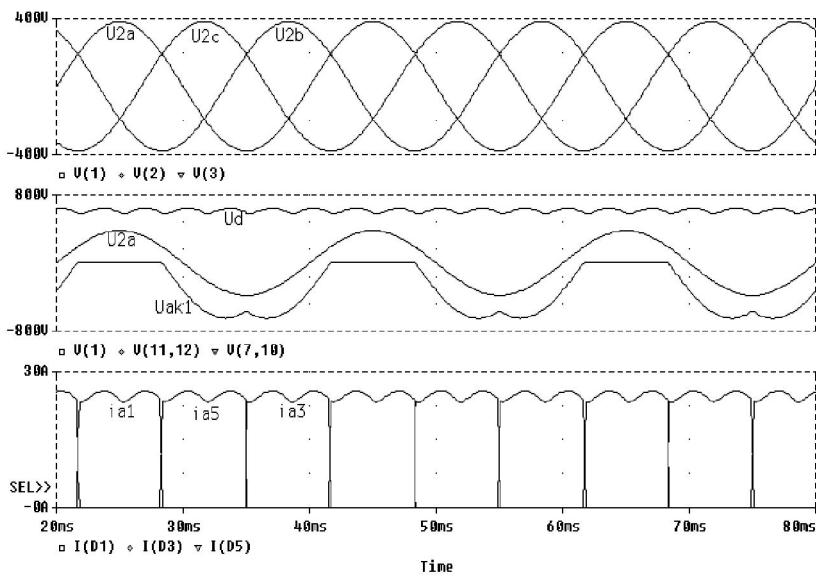
V2a    1    0    sin(0    380    50)
V2b    2    0    sin(0    380    50    0    0    120)
V2c    3    0    sin(0    380    50    0    0    240)
Lsa    1    4    1n
Lsb    2    5    1n
Lsc    3    6    1n
ra     4    7    .1
rb     5    8    .1
rc     6    9    .1

```

```

D1      7      10      dx
D3      8      10      dx
D5      9      10      dx
D2      12     7      dx
D4      12     8      dx
D6      12     9      dx
Ld      10     11     10m
Rd      11     12     {Rvar}
.model  dx d(bv=1000 rs=0.1)
.param Rvar=25
.step param Rvar list 25
.tran 1u 80m 20m 200u UIC
.probe
.lib nom.lib
.end

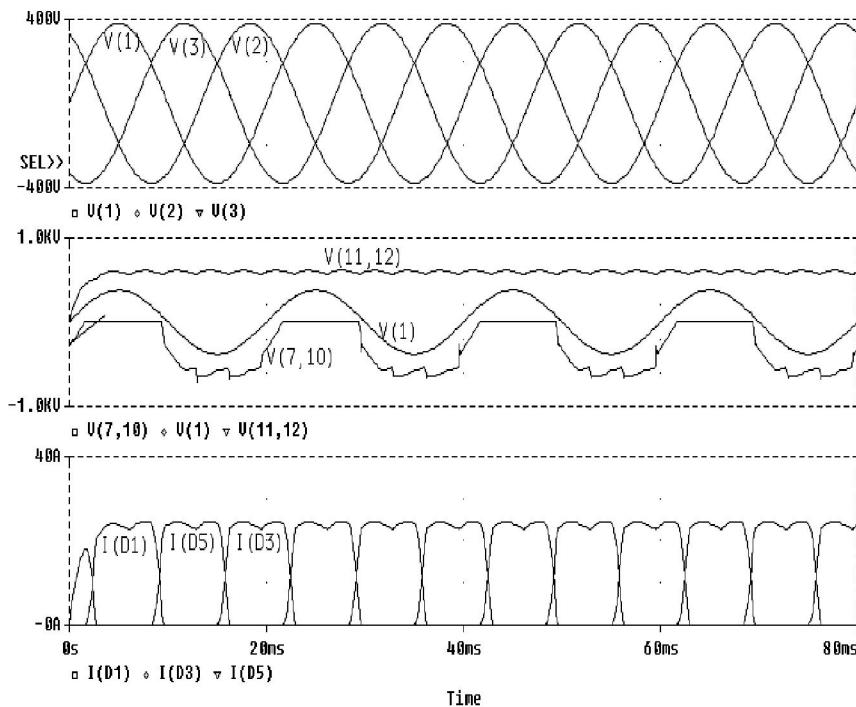
```



Фиг.4.13 Времедиаграми без взаимна комутация

От показаните времедиаграми се потвърждават теоретичните обяснения за работата на трифазната мостова схема (т.3.4.2) и се отчита влиянието на товарната индуктивност ( $L_d$ ) върху формата на изходното напрежение. Очевидно е по-доброто изглаждане на изходното напрежение в сравнение с разгледаните до тук токоизправителни схеми (фиг.4.1, фиг.4.2, фиг.4.9).

На фиг.4.14 са дадени времедиаграмите, получени при симулация на трифазната мостова схема при отчитане на индуктивността на разсейване ( $L_s = 3\text{mH}$ ).



**Фиг.4.14** Времедиаграми с отчитане на взаимната комутация

От третата времедиаграма се вижда, че два съседни диода работят едновременно определено време, като токът в единия нараства до пълното му отпушване, а токът в другия намалява до пълното му запушване.

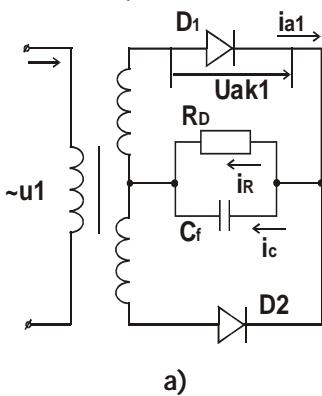
## ГЛАВА ПЕТА

### РАБОТА НА ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С ПРОТИВО - Е.Д.Н

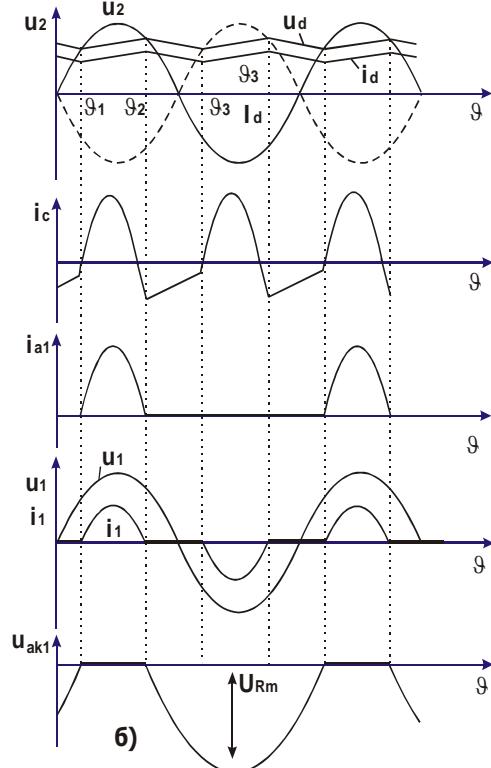
Това са токоизправители, при които паралелно на товара е включен източник на е.д.н. или елемент зареден до определено напрежение. Това може да бъде акумулаторна батерия, зареден кондензатор, постояннотоков двигател.

#### 5.1 Работа на токоизправител при активно-капацитивен товар

При повечето токоизправители за малка мощност товарът е активно-капацитивен. Това са токоизправители в изхода на които паралелно на товара е включен кондензатор. На фиг. 5.1.а е дадена принципната схема на еднофазен двуполупериоден токоизправител при активно-капацитивен товар.



a)



Фиг.5.1 Еднофазен двуполупериоден токоизправител с RC товар

На фиг.5.1б са дадени времедиаграмите на токовете и напреженията в схемата, като са приети: идеален трансформатор ( $L_s = 0$ ), активното съпротивление на трансформатора, съединителните проводници и вентилите е много малко, но не може да се пренебрегне  $r \neq 0$  и за променливата компонента  $X_C \ll R_d$ .

Времедиаграмите отразяват установения режим на работа, когато кондензаторът се разрежда и зарежда до едни и същи стойности на напрежението в рамките на два съседни полупериода на захранващото напрежение и стойността на тока през кондензатора  $i_c$  в два съседни полупериода също е равен.

От времедиаграмите се вижда, че диодът  $D_1$  е отпущен през определена част от първия полупериод, когато  $U_{2a}$  има положителна стойност, защото само през тази част от полупериода диода има положително напрежение

$$U_{ak} = U_2 - U_0$$

Времетраенето, когато е отпущен диода, се вижда от времедиаграмите на тока през него ( $i_{1a}$ ) и напрежението върху него ( $U_{ak1}$ ).

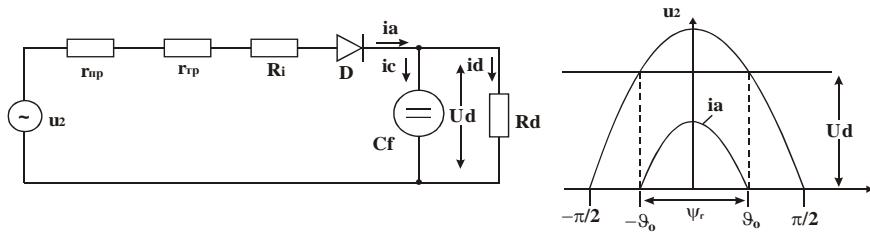
Токът през кондензатора се състои от две части – ток на заряд ( $i_{zap}$ ) и ток на разряд ( $i_{raz}$ ). Кондензаторът се зарежда от захранващия източник, когато един от диодите е отпущен и се разрежда през товара, когато и двата диода са запушени. Формата на тока през кондензатора е некосинусоида. По време на заряда тя е част от косинусоидална, съответстваща на захранващото напрежение за времето, когато е отпущен диода, а по време на разряда е експонента, съответстваща на разряд на кондензатор през активно съпротивление.

Времеконстантата на разрядната верига ( $\tau = R_d \cdot C_f$ ) определя средната стойност на изходното напрежение ( $U_d$ ). Примерно: при  $\tau = \infty$  (получава се при  $R_d = \infty$  или работа на токоизправителя на празен ход) стойността на изходното напрежение е  $U_d = U_{2m}$ , което означава, че кондензаторът се зарежда до максимална стойност на захранващото напрежение и не се разрежда. При  $\tau = 0$  означава, че  $C_f = 0$  (няма включен кондензатор), и токоизправителя работи на чисто активен товар при който:

$$U_d = \frac{2 U_{2m}}{\pi}$$

За анализа на работата на токоизправител при активно-капацитивен товар е удобно да се разгледа идеализирания случай, при който  $C_f = \infty$ ,  $L_s = 0$ ,  $r_a = r_{np} + r_{tp} + R_i \neq 0$ .

Еквивалентната заместваща схема (фиг. 5.2а) отразява работата на токоизправителя в рамките на един период от тока през кондензатора.



**Фиг.5.2** Еквивалентна заместваща схема на ТИ при RC товар - а: и времедиаграма на един полупериод на захранващото напрежение и ток - б.

Резисторите  $r_{np}$ ,  $r_{tp}$  и  $R_i$  имат много малка стойност в сравнение с товарния резистор  $R_d$  и отразяват активното съпротивление на съединителните проводници, трансформатора и правото съпротивление на диода. При много голям филтърен кондензатор може да се приеме, че напрежението върху него  $u_{cf} = u_d$  се променя в много малки граници или идеализирано не се променя. Токът през диода  $i_a$  е част от косинусоида, разположена симетрично спрямо абцисната ос на ъгъл  $\theta_0$ . При тези условия токът през диода е:

$$(5.1) \quad i_a = \frac{u_2 - u_d}{r_a} = \frac{U_{2m}}{r_a} (\cos \theta - \cos \theta_0),$$

където  $u_{2a} = U_{2m} \cdot \cos \theta$  – текущото значение на захранващото напрежение;

$u_d = U_d = U_{dm} \cdot \cos \theta_0$  – напрежението на кондензатора, което е напрежение на товара;

$r_a = r_{np} + r_{tp} + R_i$  – активното съпротивление на зарядната верига на кондензатора.

Средната стойност на тока през товара е равна на средната стойност на тока през диода, тъй като през кондензатора не преминава постоянна съставна. За схемата, дадена на фиг. 5.2а, средната стойност на тока през товара  $I_d$  се определя, както за еднофазна еднополупериодна схема за интервала на проводимост на вентила.

Съгласно фиг.5.2б диодите са отпушени в интервала, който в схемата е означен между ъглите от  $-\theta_0$  до  $+\theta_0$  и като се интегрира моментната стойност на напрежението върху товара за този интервал за един период се получава:

$$(5.2) \quad I_d = I_a = \frac{1}{\pi} \int_{-\vartheta_0}^{\vartheta_0} \frac{U_{2m}}{r_a} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) d\vartheta = \\ = \frac{U_{2m}}{\pi r_a} (\sin \vartheta_0 - \vartheta_0 \cos \vartheta_0)$$

За унифициране на получените формули извежданията от формула (5.2) се унифицират за m-фазен токоизправител:

$$(5.3) \quad I_d = \frac{m \cdot U_{2m}}{\pi \cdot r_a} (\sin \vartheta_0 - \vartheta_0 \cdot \cos \vartheta_0),$$

където  $m = f_n/50$  е броят на изправените полуperiоди,  $f_n$  – честота на пулсациите на изходното напрежение.

Като заместим в (5.3)  $U_{2m} = U_d / \cos \vartheta$  се получава:

$$(5.4) \quad I_d = \frac{m \cdot U_d}{\pi \cdot r_a} (\operatorname{tg} \vartheta_0 - \vartheta_0) = \frac{m \cdot U_d}{\pi \cdot r_a} \cdot A(\vartheta_0),$$

където:

$$(5.5) \quad A = \operatorname{tg} \vartheta_0 - \vartheta_0.$$

Параметърът A отразява ъгъла на отпушване на диода  $\vartheta$  и респективно времето през което е отпущен диода  $\psi_r = 2\vartheta_0$ . От (5.4) и (5.5) се получава:

$$(5.6) \quad A(\vartheta_0) = \frac{\pi \cdot r_a \cdot I_d}{m \cdot U_d}.$$

От (5.6) е видно, че параметърът  $A(\vartheta_0)$ , респективно  $\psi_r$ , зависи от типа на схемата, нейните параметри и параметрите на товара. Това дава основание чрез  $A(\vartheta_0)$  да се търсят зависимости, посредством които да се изчисли токоизправителя при RC товар при предварително зададени изисквания.

Ефективната стойност на необходимото захранващо напрежение (на прегорието на вторичната намотка на трансформатора) за получаване на зададеното напрежение на товара е:

$$(5.7) \quad U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{U_d}{\sqrt{2} \cdot \cos \vartheta_o} = B \cdot U_d,$$

където:  $B = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos \vartheta_o}$

- коефициент на фазното напрежение и се определя от  $\vartheta_o$ , респективно от  $A(\vartheta_o)$ .

От (5.6) за зададени параметри на схемата се определя  $A(\vartheta_o)$ , а от (5.5) се определя  $\vartheta_o = f(A)$ .

Важен параметър при изчисляването на схемата е определянето на максималната стойност на тока през диодите ( $I_{am}$ ), която се получава при  $\vartheta=0$ .

От (5.1) определяме  $I_{am}$ .

$$(5.8) \quad I_{am} = I_{2m}(1 - \cos \vartheta_0).$$

Максималната стойност на тока във вторичната намотка на трансформатора  $I_{2m}$  се определя от (5.3):

$$(5.9) \quad I_{2m} = \frac{U_{2m}}{r_a} = \frac{\pi \cdot I_d}{m} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta_o - \vartheta_o \cos \vartheta_o}.$$

След заместване в (5.8) се получава зависимостта на  $I_{am}$  от параметрите на товара и вида на схемата:

$$(5.10) \quad I_{am} = \frac{\pi \cdot I_d}{m} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta_o - \vartheta_o \cos \vartheta_o} = F \cdot \frac{I_d}{m},$$

където величината  $F = \frac{\pi(1 - \cos \vartheta_o)}{\sin \vartheta_o - \vartheta_o \cos \vartheta_o}$  е коефициент на максималния ток и се изчислява от  $\vartheta_o$ , респективно от  $A(\vartheta_o)$ .

По аналогичен начин се определя връзката между ефективната стойност на тока във вторичната намотка и товарния ток:

$$(5.11) \quad I_2 = \frac{D \cdot I_d}{m},$$

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

Изчисляването на капацитета на кондензатора  $C_f$  може да се извърши като се знае необходимия коефициент на изглаждане ( $k_\Pi$ ):

$$(5.12) \quad k_\Pi = \frac{U_{(1)m}}{U_d} = \frac{H}{r_a(\Omega) \cdot C_f (\mu F)},$$

$$(5.13) \quad C_f = \frac{1}{k_\Pi \cdot r_a(\Omega)} \cdot H (\mu F),$$

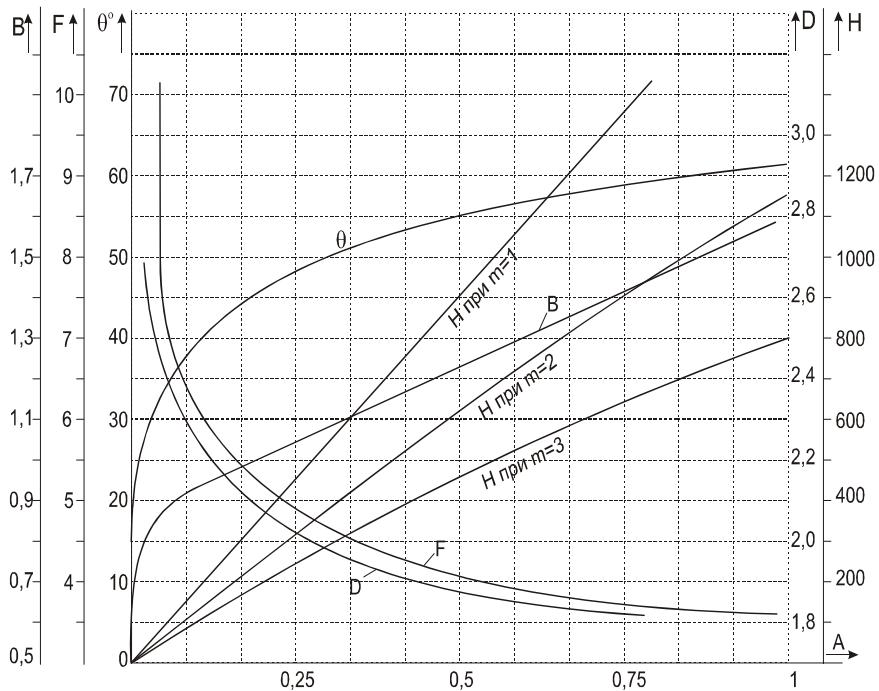
където:

$$H = \frac{2 \cdot 10^6}{m \cdot \omega \cdot \pi} \cdot \frac{\cos \vartheta_o \cdot \sin m\vartheta_o - m \cdot \sin \vartheta_o \cdot \cos m\vartheta_o}{(m^2 - 1) \cdot \cos \vartheta_o}.$$

За  $H$  също може да се построи графична зависимост от  $A(\vartheta_o)$  и фазността на токоизправителя  $m$ .

На фиг.5.3 са дадени графичните зависимости на параметрите  $\vartheta_o$ ,  $B$ ,  $F$ ,  $D$  и  $H$  от константата  $A$ .

По получените графични зависимости лесно могат да се определят необходимите параметри за избора на елементите на токоизправител, работещ при активно-капацитивен товар. Помедством коефициента  $m$  методиката е приложима при всички видове токоизправителни схеми.

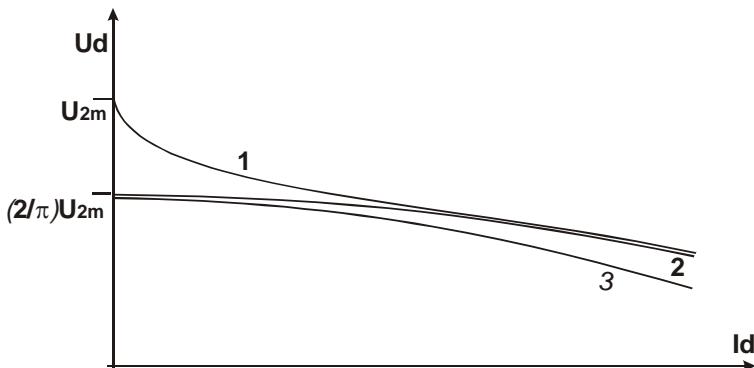


Фиг.5.3 Графичните зависимости на  $\theta_0$ , B, F, D и H от константата A

Външната характеристика на токоизправителите с RC товар е с голям наклон. На фиг.5.4 са показани външните характеристики на токоизправител с RC товар (крива 1) и при активен товар (крива 2). При празен ход ( $R_d = \infty$ ) на токоизправителите с RC товар се получава  $U_d = U_{2m}$ , а при

активен товар стойността на изходното напрежение е  $U_d = \frac{2}{\pi} U_{2m}$ .

При нарастване на товара изходното напрежение намалява. При активен товар това намаление се дължи на пада на напрежение върху активното съпротивление извън товара  $\Delta U_d = r_a I_d$ , а при RC товар (крива 1) допълнително спада за сметка на намаляване на времеконстантата  $\tau = R_d \cdot C_f$ . При значителни натоварвания времеконстантата става малка и затова двете характеристики са близки по стойност.



**Фиг.5.4** Външна характеристика

Напрежението върху диодите (фиг.5.2 а) е:

$$(5.14) \quad u_{ak} = u_2 - u_d.$$

Максималното напрежение върху диода се определя за най-тежкия режим, когато  $u_d$  има максимална стойност и захранващото напрежение е максимално и със знак минус към анода.

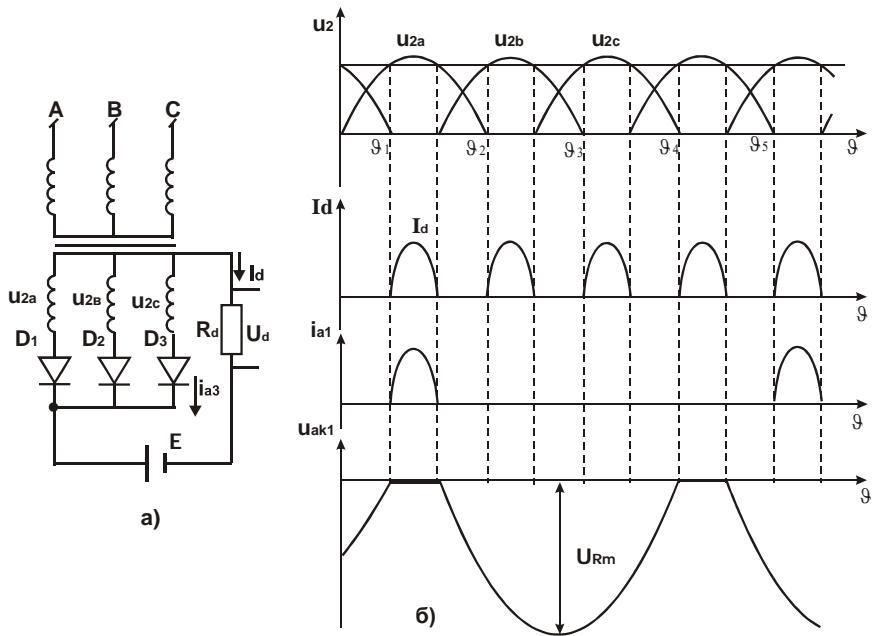
$$(5.15) \quad U_{Rm} = |(-U_{2m} - U_d)| = 2 U_{2m}.$$

## 5.2 Работа на токоизправител при товар с противо-електрод-вижещо напрежение.

В много случаи токоизправителите работят при товар в който се съдържа противо-е.д.н. Това са случаите на зареждане на акумулаторни батерии, захранване на постояннотокови двигатели, захранване на електролизни вани и други.

Ако се има в предвид зареждането на акумулаторните батерии (АБ) и като се знае, че акумулаторната батерия може да се еквалентира с кондензатор, който притежава безкрайно голям капацитет. Това означава, че между токоизправителя и акумулаторната батерия трябва да се постави елемент за ограничаване на зарядния ток – резистор или дросел.

На фиг.5.5а е показан трифазен токоизправител при товар с противо-е.д.н. и ограничение на тока с резистор  $R_o$ .



Фиг.5.5 Трифазен токоизправител при товар с противо е.д.н.

От посочените времедиаграми (фиг.5.5б) се вижда, че вентилите са отпушени само когато съответните фазни напрежения са по-големи от противо е.д.н. (E), следователно условието за отпушване на диода е:

$$(5.16) \quad u_2 > E .$$

Формула (5.16) може да има и друг запис, който е  $U_{2m} \cos \vartheta - E > 0$ .

Токът през ограничителното съпротивление и през всяка фаза и вентил е:

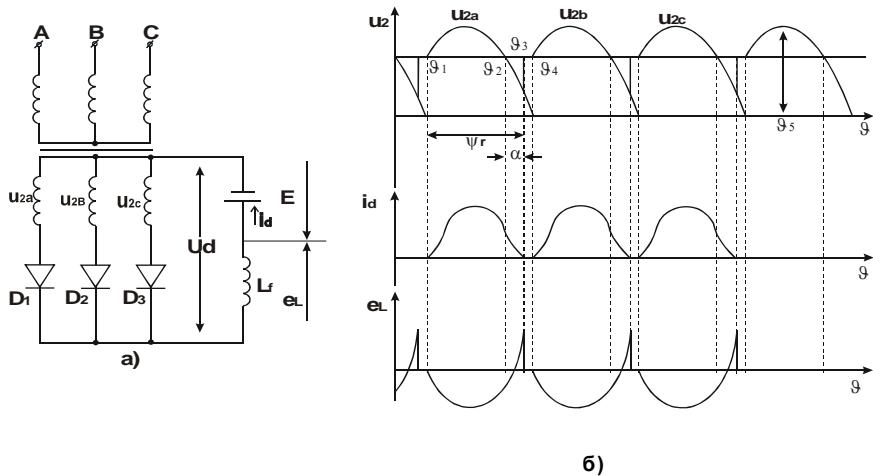
$$(5.17) \quad i_2 = i_a = i_d = \frac{U_{2m} \cdot \cos \vartheta - E}{R_o + r_a} \approx \frac{U_{2m} \cdot \cos \vartheta - E}{R_o} ,$$

тъй като се избира  $r_a < R_o$ , където  $r_a = r_{np} + r_{tp} + R_i$ .

Използването на ограничителното съпротивление се налага от опасността да протекат през вентилите недопустимо големи токове, особено в преходния интервал от време, когато разликата между захранващото

напрежение  $u_2 = U_{2m} \cos \vartheta$  и противо-електродвижещото напрежение  $E$  е най-голяма.

Използването на ограничителното съпротивление  $R_o$  в повечето случаи води до наличие на големи загубни мощности ( $P_{заг} = I_d^2 \cdot R_o$ ). Това налага замяната на ограничителното съпротивление  $R_o$  с изглаждащ дросел (фиг.5.6).



Фиг.5.6 Трифазен токоизправител при товар с противо е.д.н. и изглаждащ дросел

Диодът, както в предната схема, се отпушва когато се изпълни условието  $u_2 > E$ . Както при работа на токоизправител с индуктивен товар ( $RL$ ), диодът продължава да пропуска след като  $u_2 < E$ , поради запасената енергия в индуктивността  $L_f$ . От баланса на напреженията на електрическа верига с отпушен вентил, филтърния дросел  $L_f$ , източника на противо е.д.н. и захранващия източник  $u_2 - e_L = E$  може да се определи

тока в товара, като се замени  $e_L = -L \frac{di}{dt}$ :

$$(5.18) \quad u_2 + L \frac{di_d}{dt} = E.$$

Решението на (5.18) има вида:

$$(5.19) \quad i_d = i_a = \frac{U_{2m}}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \vartheta) - \frac{E}{\omega L} (\cos \vartheta - \cos \alpha),$$

където:  $\alpha = \arcsin \frac{E}{U_{2m}}$ .

Токът  $i_d$  се състои от променлива и постоянна компоненти, предизвикани респективно от  $u_2$  и  $E$ .

В момента  $\vartheta = \vartheta_1$  захранващото напрежение  $u_2$  става по-голямо от източника на противо е.д.н.  $E$  и съответният вентил се отпуска и се запазва енергия в индуктивността  $L_f$ . В момента  $\vartheta = \vartheta_2$  захранващото напрежение  $u_2$  става по-малко от източника на противо е.д.н.  $E$  ( $u_2 < E$ ), но съответният вентил продължава да е отпущен за сметка на запасената енергия в индуктивността  $L_f$ , защото напрежението върху диода е положително:

$$(5.20) \quad u_{ak} = u_2 - e_L > E.$$

В момента  $\vartheta = \vartheta_3$  условието (5.20) не се изпълнява и диодът се запушва, токът през него се нулира и  $e_L = 0$ .

В момента  $\vartheta = \vartheta_4$  се отпуска следващия диод и процесите се повтарят.

### 5.3 Токоизправители с умножение на напрежението.

Токоизправители с умножение на напрежението са тези, при които изходното напрежение е по-голямо от максималната стойност на захранващото напрежение, благодарение на подходящо свързване на вентили и кондензатори. Теоретично изходното напрежение е цяло число пъти по-голямо от максималната стойност на захранващото напрежение, поради което тези схеми се наричат умножители на напрежение. Тези схеми представляват съставни токоизправители с капацитивен изход. Съобразно броя на съставните токоизправители те могат да бъдат схеми за удвояване, за утројване или за пъти умножаване. Поради подчертано капацитивния характер на товара тези схеми имат падаща външна характеристика.

Схемите за умножение могат да бъдат включени трансформаторно или безтрансформаторно към захранващата мрежа. Тяхната класификация, според класификационни признания е:

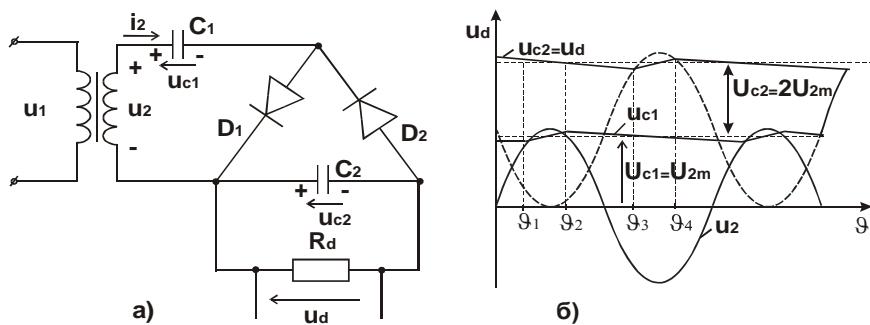
- според броя на фазите – еднофазни и трифазни;

- б) според типа на схемата – симетрични и несиметрични;  
 в) според това дали изходното напрежение се получава върху един или няколко кондензатора – от I род и от II род.

В практиката най-много се срещат еднофазни схеми за умножаване на напрежение - за получаване на високо напрежение при телевизионни приемници или CO<sub>2</sub> лазери [3].

### 5.3.1 Несиметрични схеми на токоизправителя с умножение на напрежението.

На фиг.5.7 е дадена схема с удвояване на напрежението от I род.



Фиг.5.7 Токоизправител с удвояване на напрежението от I род

През част от първия полупериод от захранващото напрежение в интервала  $9_1 \div 9_2$  кондензаторът  $C_1$  се зарежда по веригата  $u_2$ ,  $C_1$ ,  $D_1$  приблизително до максималната стойност на захранващото напрежение ( $U_{2m}$ ).

През част от следващия полупериод от захранващото напрежение  $9_3 \div 9_4$  са създадени условия за отпушване на диода  $D_2$  при което кондензаторът  $C_1$  се зарежда по веригата  $-u_2$ ,  $C_2$ ,  $D_2$ ,  $C_1$ ,  $+u_2$  до напрежението на предходния кондензатор плюс захранващото напрежение:

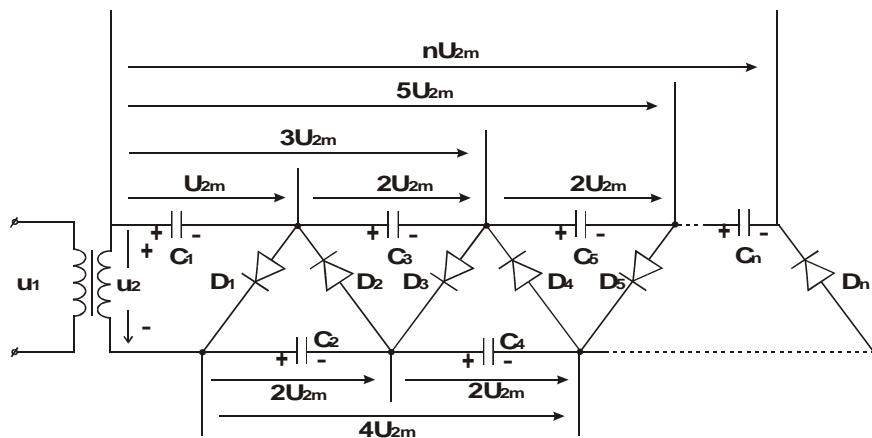
$$(5.21) \quad U_{c2} = u_2 + u_{c1} \approx u_2 + U_{2m}$$

При времеконстанта на товарната верига  $t = R_d C_2$  много по-голяма от периода на захранващото напрежение се получава напрежение върху кондензатора  $C_2$ :

$$(5.22) \quad U_{c2} = U_d = 2 \cdot U_{2m}$$

Описаният принцип на действие е добре илюстриран с времедиаграмите, дадени на фиг.5.7.б. Видно е, че диодът  $D_1$  и кондензаторът  $C_1$  са еднопътен токоизправител на захранващото напрежение ( $U_{C1} = U_{2m}$ ), а диодът  $D_2$  и кондензаторът  $C_2$  представляват също еднопътен токоизправител на пулсиращо напрежение с амплитудна стойност  $U_{C2} = 2U_{2m}$ .

На фиг.5.8 е показана схема на несиметричен умножител на напрежение по  $n$  пъти от II род.



Фиг.5.8 Умножител на напрежение по  $n$  пъти от II род.

През първия и втория полупериод кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се зареждат съответно до напрежение  $U_{2m}$ , когато напрежението  $u_2$  е с показания поляритет без скоби и до напрежение  $2U_{2m}$ , когато захранващото напрежение  $u_2$  е с поляритет показан в скобите. Процесите протичат в същата последователност, както е обяснено при схемата за удвояване. По нататък процесите протичат в следната последователност. През третия полупериод (отново полярността на  $u_2$  е без скобите) протича заряден ток по веригата:  $+u_2, C_1, C_3, D_3, C_2, -u_2$ . От баланса на напреженията в затворената електрическа верига може да се запише:

$$(5.23) \quad U_{C3} = U_2 - U_{C1} + U_{C2}$$

Максималната стойност на напрежението върху кондензатора  $C_3$  е:

$$(5.24) \quad U_{C3} = U_{2m} - U_{2m} + 2U_{2m} = 2U_{2m}$$

Обратното напрежение върху диода  $D_3$  се получава, когато  $u_2$  си сменя знака (поляритета в скобите). Тогава диодът  $D_2$  е отпущен и в затворената верига  $D_2, C_3, D_3$  се вижда, че  $U_{ak3} = -U_{C3} - U_{ak2} \approx -U_{C3}$ .

Следователно:

$$(5.25) \quad U_{Rm} = U_{C3} = 2 U_{2m}$$

През този полупериод е отпущен и диода  $D_4$  при което кондензаторът  $C_4$  се зарежда по веригата  $-u_2, C_2, C_4, D_4, C_3, C_1, +u_2$ . Балансът на напреженията в тази верига е:

$$(5.26) \quad u_2 - U_{C2} - U_{C4} + U_{C3} + U_{C1} = 0$$

За максималните стойности на напреженията се получава:

$$(5.27) \quad U_{C4} = U_{2m} - 2 U_{2m} + 2 U_{2m} + U_{2m} = 2 U_{2m}$$

От (5.27) и (5.24) се вижда, че за тази схема всички кондензатори, с изключение на  $C_1$ , се зареждат до напрежение  $2U_{2m}$  и максималното обратно напрежение на всички диоди, освен на диода  $D_1$ , е равно на  $2U_{2m}$ . При включване на товара по подходящ начин паралелно на един, два или повече последователно свързани кондензатора се получава умножение по 2, 3 или  $n$  пъти.

Несиметричността на схемата обуславя не еднаквото участие на кондензаторите при определянето на товарния ток. През всеки кондензатор тече сумарния зарядно-разряден ток на всички следващи кондензатори. В такъв случай най-малко натоварен по ток е последният кондензатор  $C_n$  и най-голям зарядно-разряден ток тече през първия кондензатор  $C_1$ .

При правилно подбрани кондензатори за дадения товар има малка амплитуда на пулсациите на напрежението върху кондензаторите и може да се приеме, че за всеки кондензатор важи равенството:

$$(5.28) \quad \frac{C \cdot \Delta U}{t_{\text{зар}}} = I_{\text{зар}} = \text{const} .$$

Като се приеме, че това е зарядния ток за последния ( $n$ -тия) кондензатор, тогава за  $k$ -тия кондензатор се получава:

$$(5.29) \quad I_{Ck} = I_{Cn} (n-k+1)$$

От (5.29) и (5.28) при еднакво изменение на напрежението върху кондензаторите и еднакво време за заряд ( $t_{зар}$ ) се получава:

$$(5.30) \quad C_k = C_n (n-k+1).$$

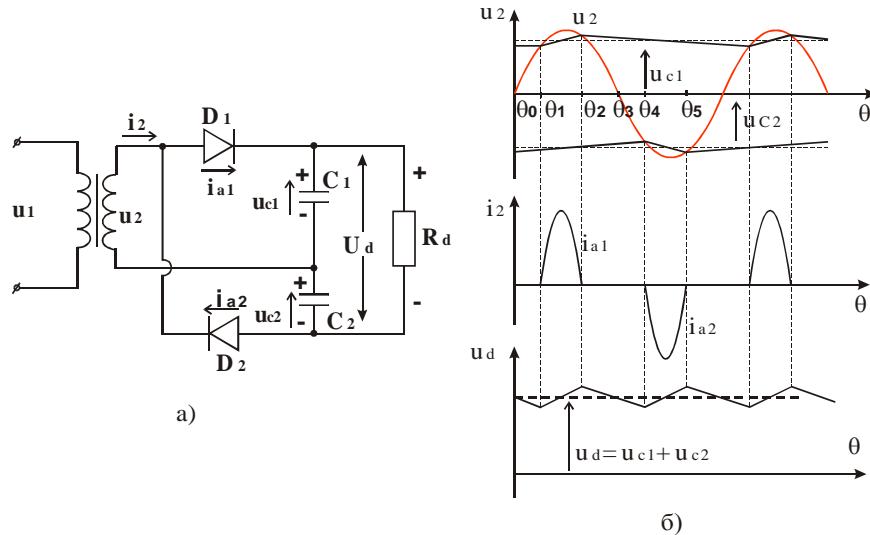
Съгласно ф-ла (5.30) всички кондензатори са различни и техните стойности намаляват линейно от първия към последния. На практика, за унификация на схемите и при допустими пулсации на изходното напрежение до 5% се използват кондензатори с еднакви стойности, които се определят по формулата:

$$(5.31) \quad C \geq \frac{I_d}{f \cdot U_d} \cdot 2(n+2)10^6 \mu F.$$

Стойността на кондензатора зависи основно от работната честота (f), товарното съпротивление  $R_d = U_d/I_d$  и броя на умножителните стъпала (n).

### 5.3.2 Симетрични схеми на токоизправители с умножение на напрежението

Симетричният удвоител на напрежение от II род (фиг.5.9а) се състои от два еднофазни еднополупериодни токоизправителя с кондензатори в



Фиг.5.9 Симетричният удвоител на напрежение от II род

изходните вериги и товар  $R_d$ , който е включен паралелно на двета кондензатора така, че напрежението на двета кондензатора се сумират върху товара.

От времедиаграмите на (фиг.5.9б) се вижда, че когато напрежението върху диода  $D_1$  ( $U_{ak1}$ ) е положително, той е отпущен и се зарежда кондензатора  $C_1$ , а когато напрежението на катода на диода  $D_2$  ( $U_{ka2}$ ) е отрицателно се отпуска диода  $D_2$  и се зарежда кондензатора  $C_2$ . Напрежението на изхода е:

$$(5.32) \quad U_d = U_{C1} + U_{C2} .$$

При достатъчно голяма времеконстанта на разреждане

$$\tau = R_d \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

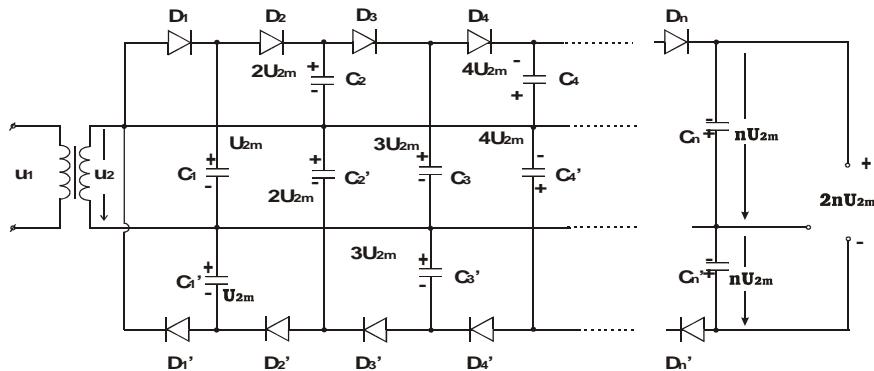
в сравнение с периода на захранващото напрежение

кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се зареждат до максималната стойност на захранващото напрежение. Тогава:

$$(5.33) \quad U_d = U_{C1m} + U_{C2m} = U_{2m} + U_{2m} = 2U_{2m}.$$

Характерно за схемата е, че двета диода и двета кондензатора работят при еднакви натоварвания по ток и напрежение.

При нататъшно доразработване на фиг.5.9 се получава умножител на напрежение по  $n$  пъти от 1 ред (фиг.5.10).



Фиг.5.10 Симетричният умножител на напрежение по  $n$  пъти

Диодите  $D_1$ ,  $D_1'$  и кондензаторите  $C_1$ ,  $C_1'$  функционират по начин обяснен за фиг.5.9. Кондензаторът  $C_2$  се зарежда по веригата  $u_{2(+)}\text{---}C_1\text{---}D_2\text{---}C_2\text{---}u_{2(-)}$  до напрежение:

$$(5.34) \quad U_{C2} = U_{2m} + U_{C1} = 2U_{2m}$$

Аналогично кондензаторът  $C_2$  се зарежда по веригата  $u_{2(+)} - C_2 - D_2 - u_{2(-)}$  до напрежение  $U_{C2} = 2U_{2m}$  с посочения поляритет.

Кондензаторът  $C_3$  се зарежда по веригата  $u_{2(+)} - C_2 - D_3 - C_3 - u_{2(-)}$  до напрежение  $U_{C3} = U_{2m} + U_{C2} = U_{2m} + 2U_{2m} = 3U_{2m}$ .

По аналогичен начин се зареждат останалите кондензатори, като всеки следващ повишава напрежението си с  $U_{2m}$ .

Симетричният умножител по n пъти има две особености:

1/ Изходното напрежение ( $nU_{2m}$ ) се получава от две паралелно свързани схеми, което намалява вътрешното съпротивление на схемата и прави външната характеристика по твърда.

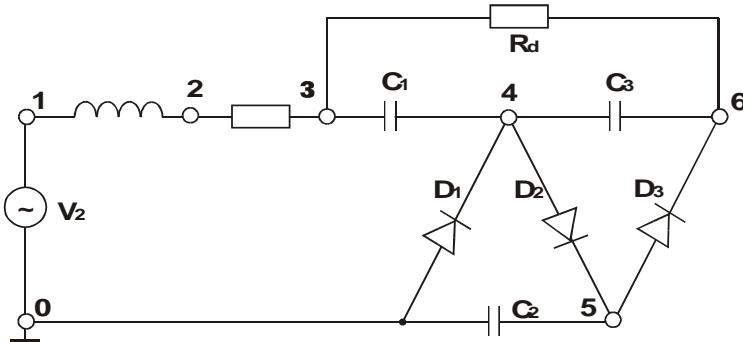
2/ Трансформаторът и товара нямат обща точка, което в някои случаи е съществен недостатък.

Оразмеряването на умножителите на напрежение е аналогично на оразмеряването на токоизправител при товар с RC характер със загуби, като се отчита числото на умножение. Общо взето всички умножители имат силно падаща външна характеристика, което ги прави приложими при малки и малко променящи се изходни токове.

По големи перспективи за приложение имат умножителите на напрежение, захранвани от напрежение с повишена честота.

Удобен начин за изследване на умножителите на напрежение е компютърната симулация с помощта на програмния продукт "Pspice".

На фиг.5.11 е показан Pspice-моделът на несиметричен умножител на напрежение.



Фиг.5.11 Pspice-моделът на несиметричен умножител

Изходните данни за симулацията са:  $V_2=100$  V,  $f_2=50$  Hz,  
 $C_1=C_2=C_3=1000 \mu F$ ,  $R_d=200k\Omega$ ,  $r_s=0,5\Omega$ ,  $L_s=1 mH$ .

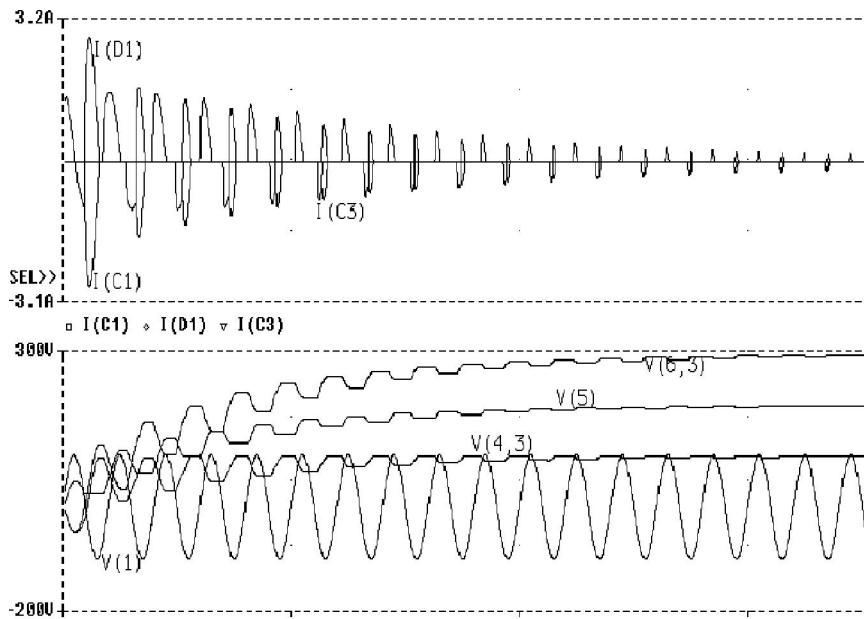
Времедиаграмите на фиг.5.12 са реализирани за работна честота  $f_2=50$  Hz и товарно съпротивление  $R_d=200k\Omega$ .

```
*Umnojx2
V2    1    0    sin(0  100  50)
L1    1    2    1m
R1    2    3    10
D1    0    4    dx
D2    4    5    dx
D3    5    6    dx
C1    3    4    100u
C2    0    5    100u
C3    4    6    100u
Rd    3    6    {Rvar}
.model  dx d(bv=1000 rs=0.1)
.param Rvar=200k
.step param Rvar list    200k
.tran 1u 500m 1m 200u UIC
.probe
.lib nom.lib
.end
```

Избраните стойности на кондензаторите  $C_1=C_2=C_3$  и товарното съпротивление  $R_d$  показват, че умножителят работи почти на празен ход.

Написаният тестови файл дава възможност да се изследва схемата при промяна на избран параметър, в случая това е товарното съпротивление.

Показаните времедиаграми потвърждават направените до тук изводи за умножителите на напрежение.



Фиг.5.12 Времедиаграми на умножител по 3 при  $f_2 = 50 \text{ Hz}$

Преходният процес е типичен за токоизправител при RC товар с голени токове през диодите.

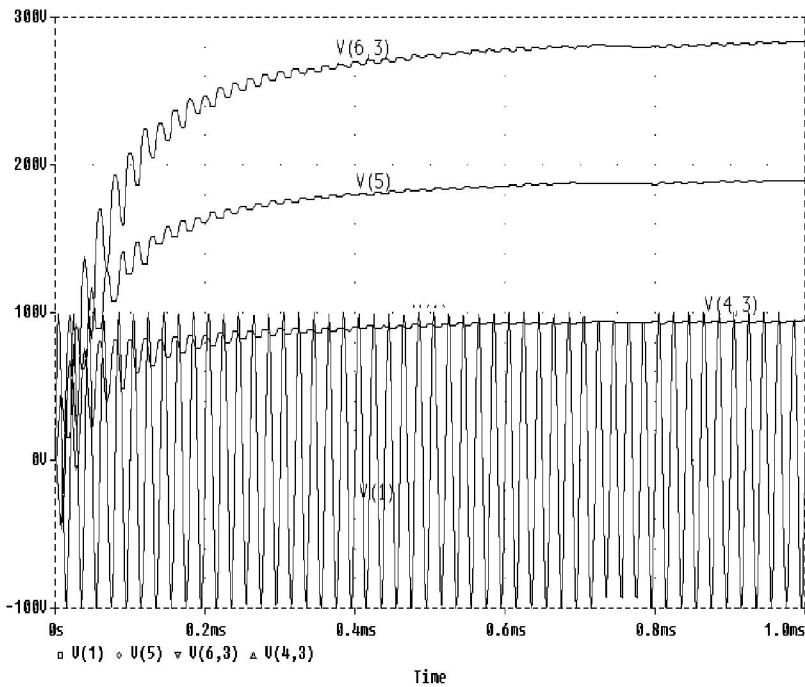
За да се направи сравнение за работата на умножителите на напрежение при ниски честоти (50 Hz) и високи честоти (50 kHz) е направена симулация при следните изходни данни:  $V_2=100 \text{ v}$ ,  $f_2 = 50 \text{ kHz}$ ,  $C_1=C_2=C_3=0,5\mu\text{F}$ ,  $R_d = 200\text{k}\Omega$ ,  $r_s=0,5\Omega$ ,  $L_s = 1 \mu\text{H}$ . Резултатите са показани на фиг.5.13

```
*Uumnojx2
V2    1    0    sin(0  100  50000)
L1    1    2    .1m
R1    2    3    10
D1    0    4    dx
D2    4    5    dx
D3    5    6    dx
C1    3    4    .1u
C2    0    5    .1u
C3    4    6    .1u
```

```

Ro      3      6      {Rvar}
.model   dx d(bv=1000 rs=0.1)
.param Rvar=20k
.step param Rvar list    200k
.tran lu 1m 0m 200u UIC
.probe
.lib nom.lib
.end

```



Фиг.5.13 Времедиаграми на умножител по 3 при  $f_2 = 50 \text{ kHz}$

От времедиаграмите се вижда, че:

- 1/ Принципно процесите са еднакви.
- 2/ Същите резултати се получават при значително по- малки по стойности на реактивните елементи (1000 пъти по- малки кондензатори,  $100\mu\text{F}$  срещу  $0,1\mu\text{F}$ ).
- 3/ Изходното напрежение е по-добре изгладено.

## ГЛАВА ШЕСТА

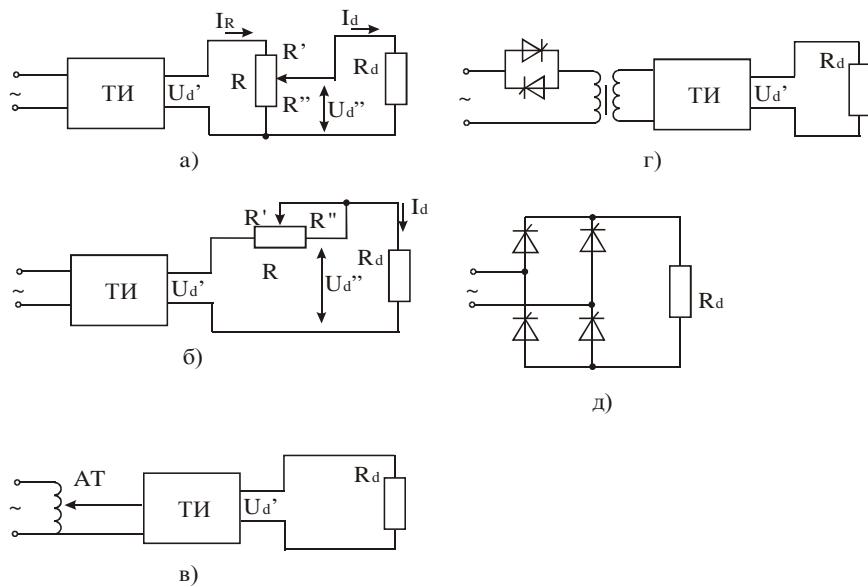
### УПРАВЛЯЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

В много случаи се налага да се получи изправено напрежение, което може да си променя стойността в определени граници. Такова напрежение се получава от регулируем преобразувател на променливо напрежение в постоянно - регулируем токоизправител.

#### 6.1 Методи за регулиране на изправено напрежение

Методите за регулиране на изправено напрежение от токоизправители се делят на две големи групи:

- а/ електромеханични (фиг.6.1а,б,в)
- б/ параметрични (фиг.6.1г,д)



Фиг.6.1 Методи за регулиране на изправено напрежение

При първите три начина регулируемо напрежение се получава чрез преместване на механичен контакт и затова се наричат електромеханични.

При последните два начина в схемата няма подвижни части и регулирането се получава за сметка на управляем електронен вентил, затова се наричат параметрични.

Регулирането по схема 6.1.a се нарича **потенциометично**, защото върху потенциометър  $R$  се получава цялото изправено напрежение, а част от него ( $U_d''$ ) се подава на товара:

$$(6.1) \quad U_d'' = \frac{U_d'}{R' + R''} \cdot R'' = \frac{U_d'}{R} \cdot R'' = I_R \cdot R''.$$

При преместването на плъзгача може да се получи регулиране от 0 до 100% т.е. изходното напрежение се изменя от  $U_d'$  до 0. Когато плъзгача е в крайно горно положение  $R = R''$  се получава  $U_d'' = U_d'$ , а когато плъзгача е в крайно долно положение  $R'' = 0$  се получава  $U_d'' = 0$ . Направеното разглеждане точно се реализира само при условие, че токът в товара е равен на нула ( $I_d = 0$ ) или когато е изпълнено неравенството:

$$(6.2) \quad I_d \ll I_R.$$

В противен случай изходното напрежение  $U_d''$  не е линейно изменяща се функция на резистора  $R''$  и неговата стойност зависи силно от тока в товара  $I_d$ . От изложеното до тук следва: **разсейваната мощност в потенциометъра  $R$  е много по-голяма от мощността в товара  $(I_R^2 \cdot R >> I_d^2 \cdot R_d)$**  от което следва, че схемата ще има много малък коефициент на полезно действие.

Регулирането на втората схема се нарича **реостатно**. В случая потенциометърът  $R$  е включен последователно с товара, при което:

$$(6.3) \quad U_d'' = U_d' - I_d \cdot R'.$$

Най-благоприятният енергиен режим е в случая, когато  $R'' = 0$  и  $U_d'' = U_d'$ , но тогава няма регулиране. Във всички останали случаи има загуби върху работещата част на потенциометъра ( $R''$ ) и те са право пропорционални на стойността на  $R''$  и тока в товара.

По-добри енергетични показатели се получават при третия електромеханичен режим на регулиране (фиг.6.1в), което се нарича **автотрансформаторно** регулиране. При него за разлика от първите два начина се регулира входното напрежение на токоизправителя и загубите се определят от загубите в автотрансформатора (АТ).

Недостатък на предложената схема е наличието на подвижен контакт, в който често се получават недопустими загуби от лошо контактуване, което влошаване работата на регулатора и предразполага към почести аварийни ситуации.

Преимущество на до тук разгледаните методи за регулиране е, че те всички консумират чисто синусоидален ток от мрежата и не влошават допълнително фактора на мощност на устройството.

**Параметричен метод** на регулиране е когато се използва регулируем вентил. Такава е схемата показана с фиг.6.1г, при която последователно в променливотоковата страна на токоизправителя (ТИ) е включен променливотоков регулатор (ПрТР).

Променливотоковият регулатор представлява тиристорен или транзисторен регулатор и благодарение на параметъра – управляващи свойства на тиристора (транзистора) пропуска до токоизправителя част от входното захранващо напрежение с което се получава намаляване на изправеното напрежение. Важен въпрос при използването на променливотоковия регулатор е натоварването на полупроводниковите елементи, което е много различно в различните случаи и е свързано с качествата на трансформатора [17, 18].

По аналогичен начин работи схемата показана на фиг.6.1д, като в случая тиристорите са включени в токоизправителя и пропускат част от изправеното напрежение към товара.

Преимуществата на тиристорните методи за регулиране на изправеното напрежение пред електромеханичните са:

- 1/ по-висок коефициент на полезно действие;
- 2/ по-малки габарити и тегло;
- 3/ отсъствие на механични движещи се и лесно износващи се части;
- 4/ лесно управление.

Недостатъците на тиристорните методи за регулиране на изправеното напрежение пред електромеханичните са:

- 1/ влошаване фактора на мощност (несинусоидална форма на консумирания ток);
- 2/ не издържат претоварване по напрежение и ток.

## 6.2 Схеми на управляеми токоизправители

### 6.2.1 Тиристорни схеми на управляеми токоизправители

При всички до тук разгледани схеми на неуправляемите токоизправители, когато на мястото на диодите се поставят тиристори или други управляеми вентили се получават управляеми токоизправители. От тук следва, че класификацията на управляемите токоизправители е същата, както на неуправляемите – по брой на фазите на захранващото напрежение; по броя на изправените полупериоди, по характера на товара.

Принципът на управляемите токоизправители е във възможността на вентилния блок да се реализира с управляеми ключове. Управляеми ключове са тиристори, транзистори, електронни лампи и др.

Най-широко приложение в управляемите токоизправители са намерили тиристорите. Условията за да се отпуши един тиристор са:

1/ наличие на положително напрежение на анода по отношение на катода му ( $u_{ak} > 0$ );

2/ наличие на достатъчен по големина и продължителност управляващ импулс ( $i_y > 0$ ).

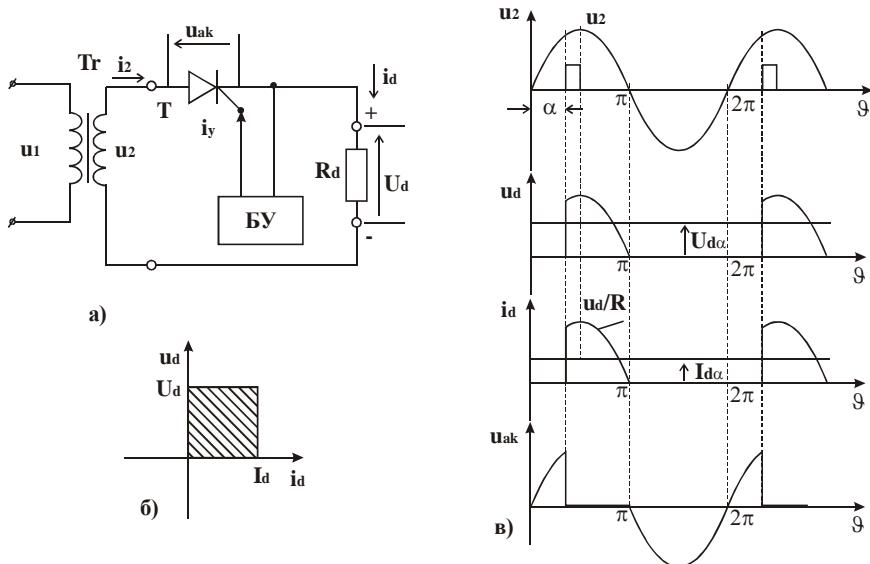
Забавянето на управляващия импулс по отношение на момента на преминаването на захранващото напрежение през нулата определя ъгъла на регулиране  $\alpha$  и стойността на изходното напрежение. Тиристорът се запушва при следващото преминаване на захранващото напрежение през нула, когато напрежението му става отрицателно ( $U_{ak} < 0$ ).

#### 6.2.1.1 Работа на управляем токоизправител при активен товар

За илюстриране на работата на управляемите токоизправители при активен товар е дадена схемата на еднофазния еднополупериоден управляем токоизправител (6.2a).

На фиг.6.2в са показани времедиаграмите на управляемия еднофазен еднополупериоден токоизправител при активен товар, идеални елементи на схемата ( $L_s = 0$ ,  $r_{tr} = 0$ ,  $L_\mu = \infty$ ) и идеални вентили ( $R_{обр} = \infty$ ,  $r_{np} = 0$ ).

От времедиаграмите се вижда, че до момента на подаване на управляващия импулс тиристорът е запущен независимо, че анодът му е положителен по отношение на катода му. След отпускане на тиристора цялото фазно напрежение се прилага върху товара. Увеличението на ъгъл  $\alpha$  намалява частта от изправения полупериод на изходното напрежение. Това води до намаляване на средната стойност на изходното напрежение ( $U_d$ ) и изходния ток ( $I_d$ ).



Фиг.6.2 Еднофазен еднополупериоден управляем токоизправител

Напрежението върху тиристора съдържа положителна част от синусоида и целия отрицателен полупериод. Това е интервалът от време, когато тиристорът е запущен. Максималната стойност на положителното напрежение върху тиристора зависи от ъгъла на регулиране  $\alpha$  и е най-голямо при  $\alpha \geq 90^\circ$ . След ъгъл  $\alpha$  тиристорът се отпушва и напрежението върху него става равно на нула, а цялото фазно напрежение се прилага върху товара.

При ъгъл  $\vartheta = \pi$  фазното напрежение си сменя знака и тиристорът естествено (не принудително) се запушва.

Анализът на схемата се извършва в същия порядък и последователност, както при неуправляемите токоизправители. Тук трябва да се отчете, че тиристорът е отпушен по време по-малко от  $\pi$  и това е един полупериод, намален с ъгъл  $\alpha$  или ъгълът на предаване на енергия от захранващия източник към товара е  $\vartheta = \pi - \alpha$ .

Средната стойност на изправеното напрежение на еднофазния еднополупериоден токоизправител е:

$$(6.4) \quad U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_2 d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{U_{2m}}{2\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Като се замести в (6.4) ъгъл  $\alpha = 0$  се получава  $U_{d\alpha} = \frac{U_{2m}}{\pi} = U_d$

Това е изходното напрежението на неуправляемия токоизправител (фиг.3.4).

Като се замести в (6.4) ъгъл  $\alpha = \pi$  се получава  $U_{d\alpha} = 0$ , защото тиристора не се отпушва, тъй като  $U_{ak}=0$ .

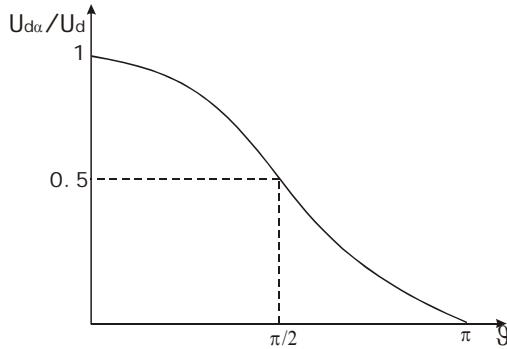
Прието е регулировъчната характеристика на токоизправителя да е отношението на изходното напрежение на регулируемия токоизправител към изходното напрежение на нерегулируемия токоизправител. За разгледаната схема тя е:

$$(6.5) \quad \frac{U_{d\alpha}}{U_d} = \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

където  $U_{d\alpha}$  - напрежението на регулируемия токоизправител;

$U_d$  - напрежението на същата схема при нерегулируем токоизправител ( $\alpha = 0$ ).

Графичният вид на регулировъчната характеристика е дадена на фиг.6.3.



Фиг.6.3 Регулировъчна характеристика

За да се оразмери управляемия токоизправител е необходимо да се намерят величините, определящи натоварването на вентилите и трансфор-

матора във функция от зададените величини – изходното напрежение ( $U_{d\alpha}$ ) и изходния ток ( $I_{d\alpha}$ ). Отношението между изходното напрежение ( $U_{d\alpha}$ ) и напреженията необходими за избора на вентилите и трансформатора се определят по ф-ла (6.4) за даден ъгъл на управление  $\alpha$ .

Когато ъгълът на управление  $\alpha$  се изменя в широки граници е необходимо да замести с ъгъл  $\alpha$ , където съответната величина е най-голяма. Примерно - от времедиаграмите се вижда, че максималното обратно напрежение върху тиристорите ( $U_{Rm}$ ) ще се получи при  $\alpha = 0$ . Тази стойност е същата, както е за същата схема при неуправляемия токоизправител ( $U_{Rm} = U_{2m}$ ). Максималното право напрежение ще се получи при ъгъл  $\alpha > \pi/2$ . При този случай в интервала от  $\alpha = 0$  до  $\alpha > \pi/2$  тиристира е запущен и максималното право напрежение върху него е  $U_{2m}$ .

$$(6.6) \quad U_{Fm} = U_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{2} = U_{2m} = 1,57 U_{2m}.$$

Другият параметър за избора на тиристира е средната стойност на тока през него. През тиристира преминава целият изходен ток.

$$(6.7) \quad I_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_{2m} \sin \theta d\theta = \frac{I_{2m}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$(6.8) \quad I_a = I_{d\alpha} = \frac{I_{2m}}{2\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Ако ъгъл  $\alpha$  се изменя в големи граници за избора на тиристира е необходимо да се вземе стойността на ъгъл  $\alpha$ , при която токът ще е максимален. От ф-ла (6.8) се вижда, че това е стойността  $\alpha = 0$ , а токът през тиристира е:

$$(6.9) \quad I_a = \frac{I_{2m}}{\pi} = I_d.$$

От получените изчислителни съотношения са направени следните изводи:

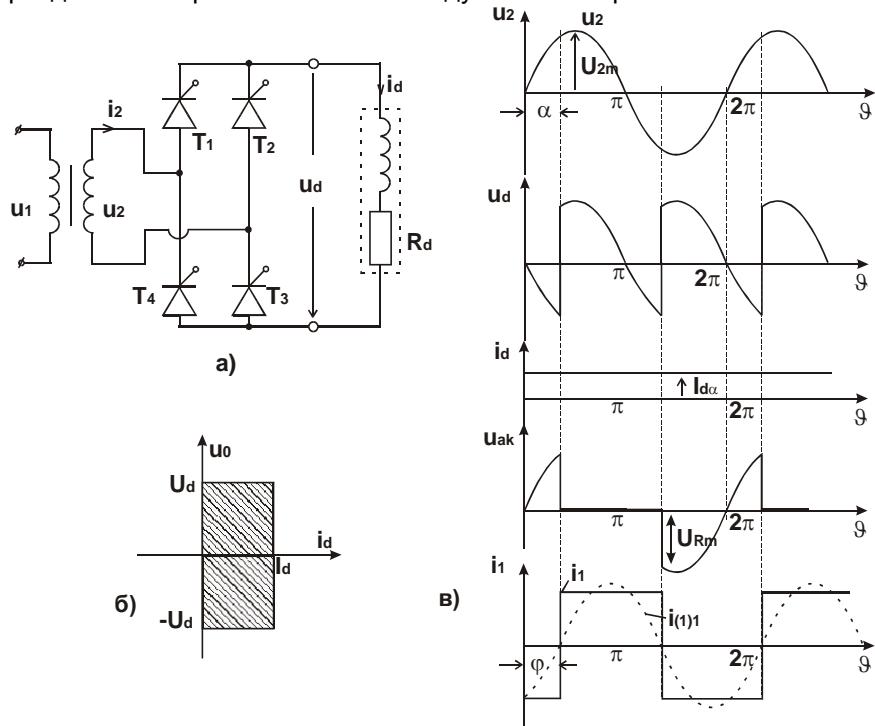
1. Изборът на трансформатора и вентилите в управляемия токоизправител се извършва при максимални натоварвания на елементите по ток и напрежение.
2. Максимално натоварване на елементите по напрежение и ток се получава при ъгъл  $\alpha=0$ .

3. Ъгъл на управление  $\alpha=0$  съответства на неуправляем токоизправител, чито изчислителни формули са дадени в глава 3.

Когато ъгълът на управление  $\alpha$  се мени в големи граници изборът на вентилите и трансформатора се осъществява по формулите на неуправляемия токоизправител.

### 6.2.1.2 Работа на управляем токоизправител с активно-индуктивен товар

По-значителни различия между управляемия токоизправител и неуправляемия токоизправител има при работа на активно-индуктивен товар. На фиг.6.4 е показана схема и времедиаграми на еднофазен двуполупериоден токоизправител с активно-индуктивен товар.



Фиг.6.4 Еднофазен двуполупериоден управляем токоизправител с RL товар

За да работи токоизправителя е необходимо управляващия блок да подава едновременно и синхронизирано със захранващото напрежение

управляващи импулси на работещите заедно двойка тиристори ( $T_1$ ,  $T_3$  и  $T_2$ ,  $T_4$ ). Възможно и в повечето случаи е по-лесно да се подават едновременно управляващи импулси на всички тиристори, а се отпушват тези, на чито аноди се подава положително напрежение спрямо катодите им.

В разглеждания случаи и означения поляритет на захранващото напрежение  $u_2$  в интервала от  $\alpha$  до  $\pi$  са отпушени тиристорите  $T_1$  и  $T_3$  и се предава енергия от захранващия източник към товара. Това съответства на режим на изправяне (фиг.6.4б –квадранта  $+U_d$ ,  $+I_d$ ). В интервала от  $\pi$  до  $\pi+\alpha$  входното напрежение  $u_2$  е отрицателно, напрежението върху товара е също отрицателно, а входният ток  $i_1$  и токът в товара  $i_d$  запазват посоката си. Протичането на товарния ток и отпушеното състояние на тиристорите  $T_1$  и  $T_3$  се дължи на запасената енергия в индуктивността  $L_d$ , което води до връщане на енергия в захранващата мрежа. Това съответства на режим на инвертиране (фиг.6.4б  $+I_d$ ,  $-U_d$ ). В случая напрежението на отпушените до момента тиристори ( $T_1$  и  $T_3$ ) е:

$$(6.10) \quad u_{ak1} + u_{ak3} = -u_2 - (-u_d) > 0.$$

При много големи стойности на товарната индуктивност ( $X_{ld} = \omega L_d = \infty$ ) ф-ла (6.10) е вярна до момента в който се подаде управляващ импулс на следващата двойка тиристори, за които захранващото напрежение е положително ( $u_2 > 0$ ). При такъв режим на работа токът в товара е не прекъснат и идеално изгладен.

Токът в първичната намотка е правоъгълен, а първата му хармонична  $i_{(1)1}$  е дефазирана по отношение на захранващото напрежение ( $u_1$ ) на ъгъл  $\varphi = \alpha$ . Наличието на дефазиране между консумирания от мрежата ток  $i_1$  и захранващото напрежение ( $u_1$ ) води до влошаване на фактора на мощност ( $\cos\varphi$ ) на мрежата.

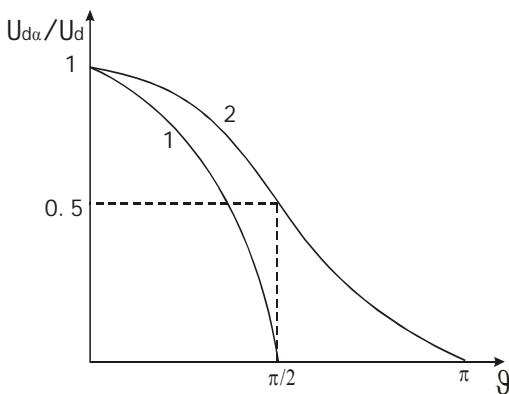
За определяне на регулировъчната характеристика намираме връзката между средната стойност на изправеното напрежение ( $U_{d\alpha}$ ) и максималната стойност на захранващото напрежение ( $U_{2m}$ ).

$$(6.11) \quad U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \theta \cdot d\theta = \frac{U_{2m}}{\pi} \left[ -\cos \theta \right]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \\ = \frac{2}{\pi} U_{2m} \cos \alpha = U_d \cos \alpha.$$

Аналитичният израз на регулировъчната характеристика е отношението:

$$(6.12) \quad \frac{U_{d\alpha}}{U_d} = \cos \alpha.$$

Графичният вид на регулировъчната характеристика е даден на фиг.6.5 крива 1.



Фиг.6.5 Регулировачна характеристика

От нея и ф-ла 6.12 се вижда, че изходното напрежение има максимална стойност при ъгъл на регулиране  $\alpha = 0$  т.е при  $U_{d\alpha} = U_d$ , където  $U_d$  е изправеното напрежение на неуправляемия токоизправител.

Минималната стойност на изходното напрежение се получава при ъгъл  $\alpha = \pi/2$ , където  $U_{d\alpha} = 0$ .

При сравняване работата на управляемия токоизправител с активен товар (фиг.6.5 крива 2) със същата при активно-индуктивен товар (фиг.6.5 крива 1) се констатира, че наличието на индуктивност в товара води до:

1/ Намаляване на диапазона на регулиране изходното напрежение ( $\alpha = 0$  до  $\pi/2$ , което съответства на изменение на изходното напрежение от  $U_{d\alpha} = U_d$  до  $U_{d\alpha} = 0$ ).

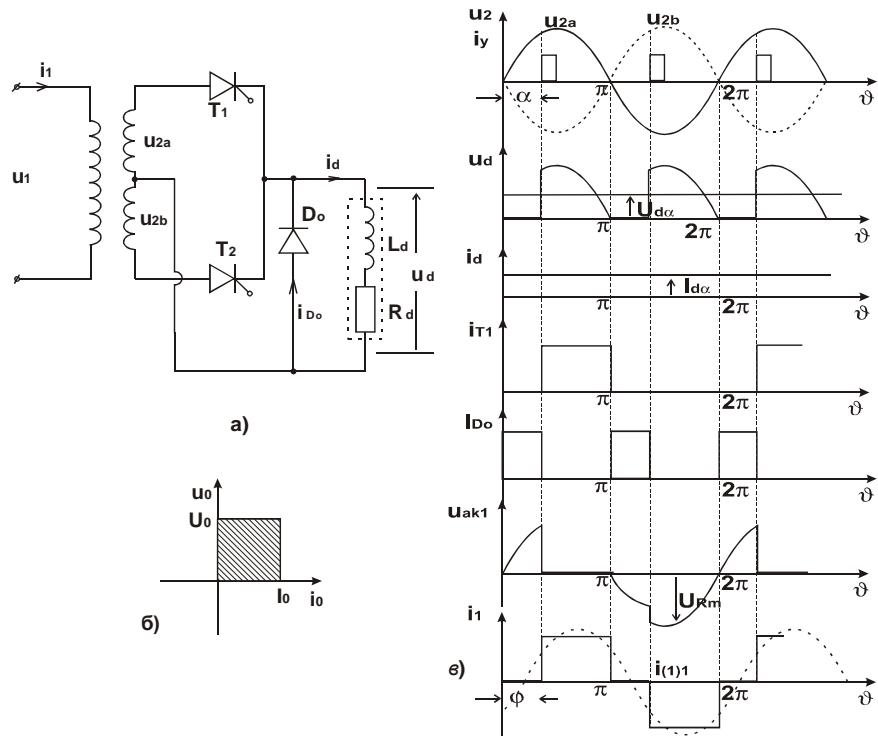
2/ Увеличаване на дефазирането ( $\varphi = \alpha$ ) между консумирания от мрежата ток ( $i_1$ ) и захранващото напрежение ( $u_1$ ). Това влошава  $\cos \varphi$  на управляемия токоизправител.

И двете констатации водят до влошаване на енергетичните показатели на управляемия токоизправител при активно-индуктивен товар в сравнение на същия при активен товар.

### 6.2.1.3 Работа на управляем токоизправител с обратни диоди

За подобряване на енергетичните показатели на управляемия токоизправител с активно-индуктивен товар се включва паралелно на изходите диод с катода към положителния извод.

На фиг.6.6а е показана схема на двуполупериоден управляем токоизправител с обратен диод.



Фиг.6.6 Двуполупериоден управляем токоизправител с обратен диод

Заради начина на включване този диод се нарича "обратен диод".

Наличието на обратен диод води до повишаване на коефициента на мощност ( $\cos\phi$ ) и разширяване на диапазона на регулиране (d).

От времедиаграмите (6.5в) се вижда, че в интервал от ъгъл  $\alpha$  до  $\pi$  е отпущен тиристор  $T_1$ . При ъгъл  $\vartheta = \pi$  тиристорът  $T_1$  естествено се запушва, а запасената в индуктивността  $L_d$  енергия създава е.д.с., която отпушва обратния диод и поддържа неизменен тока в товара, като токът протича във веригата  $L_d$ ,  $R_d$  и  $D_o$ .

Това е в интервал от момента на запушване на работещия до момента тиристор  $T_1$  ( $\vartheta = \pi$ ) до момента на отпушване на следващия тиристор  $T_2$  ( $\vartheta = \pi + \alpha$ ). Запасената енергия в индуктивността не се връща в захранващия източник, което е видно от фиг.6.5б (няма режим на инвертиране). При ъгъл  $\vartheta = \pi + \alpha$  отново товарът консумира ток от захранващия източник, когато се отпуши тиристора  $T_2$ .

От казаното до тук следва, че средната стойност на изходното напрежение, консумирано от захранващия източник е:

$$(6.13) \quad U_{da} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{2m}}{\pi} (-\cos \vartheta) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \\ = U_d \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Следователно регулировъчната характеристика е:

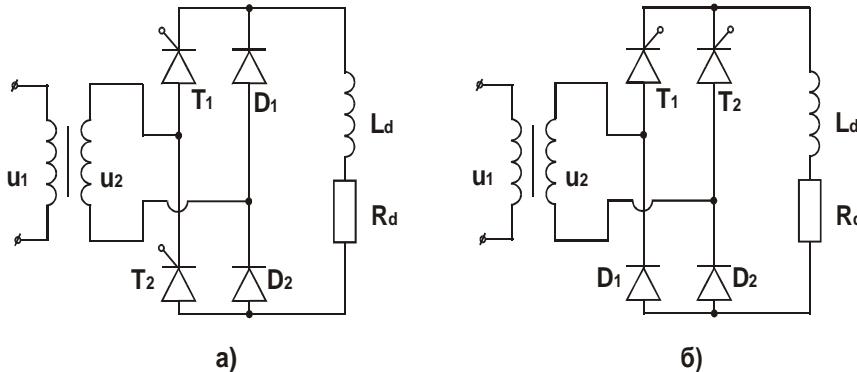
$$\frac{U_{da}}{U_d} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Регулировъчната характеристика на токоизправителя с активно-индуктивен товар и обратен диод е същата както при активен товар (6.5) и има вида показан на фиг.6.3.

От казаното до тук става ясно, че наличието на обратен диод при управляемите токоизправители с активно-индуктивен товар води до:

- 1/ Намаляване на времето на проводимост на тиристорите.
- 2/ Разширяване на диапазона на регулиране (0 до  $\pi$ ).
- 3/ Намаляване на дефазирането ( $\varphi = \alpha/2$ ) между захранващото напрежение ( $u_1$ ) и консумирания от мрежата ток ( $i_1$ ).

Мостовата регулируема схема "Грец" може да бъде реализирана с два управляеми вентила (тиристори, транзистори) и два диода, свързани по подходящ начин (фиг.6.7).



Фиг.6.7 Схема “Грец” с непълно число управляеми вентили

Подходящ начин на свързване се разбира тиристорите да са отпушени в различни полупериоди и да пропускат ток винаги заедно с единия от диодите.

Диодите  $D_1$  и  $D_2$  на схемата от фиг.6.7а са изправителни диоди, когато е отпушен с един от тиристорите  $T_1$  и  $T_2$  и обратни диоди, когато и двата тиристора са запушени товарният ток се затваря през двета диода ( $L_d$ ,  $R_d$ ,  $D_2$ ,  $D_1$ ). В тази схема натоварването по ток на диодите и тиристорите е:

$$I_D = I_d \cdot \frac{\pi + \alpha}{\pi};$$

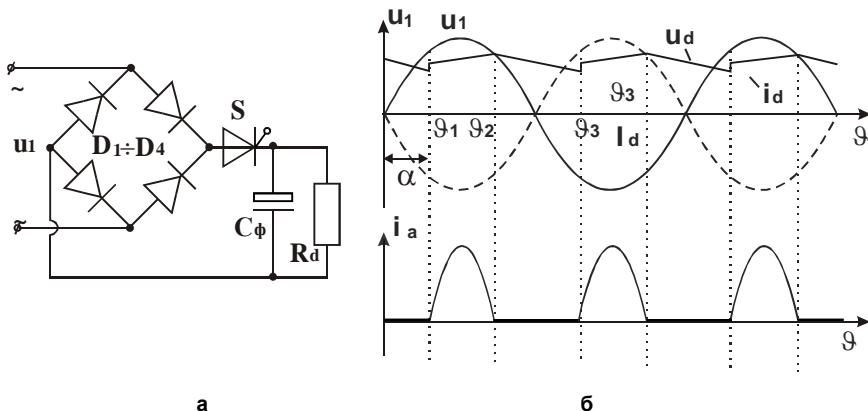
$$I_a = I_d \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi}.$$

Диодите се товарят повече по ток от тиристорите.

При схемата на фиг.6.6б ролята на обратен диод изпълняват работещия до момента тиристор с другия (неработещия до момента диод ( $T_1$ ,  $D_1$  и  $T_2$ ,  $D_2$ )). Тук тиристорите и диодите са отпушени  $\frac{9-\pi}{\pi}$  се товарят еднакво по ток:

$$I_D = I_a = I_d / 2.$$

Управляем двуполупериоден токоизправител може да се реализира с един тиристор и неуправляема схема “Грец” (фиг.6.8)



Фиг.6.8 Управляема схема "Грец" с един тиристор

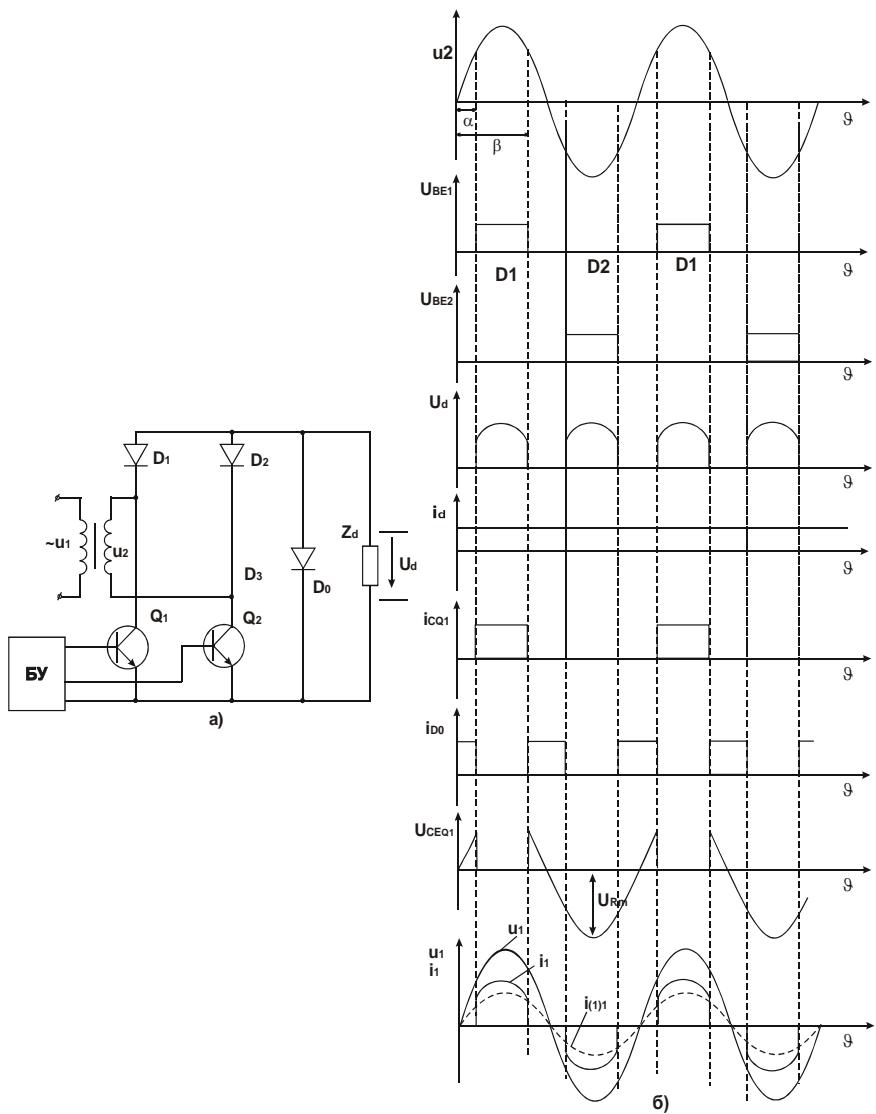
По-широко приложение тази схема намира при работа на токоизправителя при активен ( $R$ ) или активно-капацитивен ( $RC$ ) товар.

Характерна особеност на работата на схемата при активно-капацитивен товар е, че ъгълът на регулиране  $\alpha$  е по-малък от  $\pi$  и е ограничен между ъглите  $9_1$  и  $9_2$ , когато изправеното фазно напрежение  $u_2$  е по-голямо от изходното напрежение  $u_d$  (фиг.6.7б).

Типичен пример за използване на такава схема е при зарядните устройства за акумулаторни батерии и при устройства за корекция на факто-ра на мощност (PFC) при консуматори с капацитивен характер.

### 6.2.2 Транзисторни схеми на управляеми токоизправители

Както беше казано, недостатък на управляемите токоизправители е дефазирането на напрежението и тока в първичната намотка на трансформатора, което влошава фактора на мощността на токоизправителя. Използването на обратни диоди намалява това дефазиране, но не може да го премахне. Постоянно нарастват изискванията към всички видове електрически прибори за консумация само на активна енергия от захранващата мрежа. Това изискване особено се съблюдава за електронните или електронизирани прибори, защото техния брой непрекъснато расте и независимо, че единичната им мощност е малка, то сумарната мощност вече е значима.



Фиг.6.9 Управляемая схема "Грец" с транзисторами

При регулируемите токоизправители тази задача може да се реши по два начина:

- чрез използване на напълноуправляеми вентили;
- чрез използване на допълнителни схеми за корекция на фактора на мощността (PFC).

За по-малки мощности повече се използват допълнителни схеми за корекция на фактора на мощността (PFC).

На фиг.6.9а е показан вариант на еднофазен мостов токоизправител реализиран с два диода и два транзистора.

Принципът на действие на схемата се илюстрира с времедиаграмите от фиг.6.9б. Тя работи като управляем несиметричен мостов изправител, в който на мястото на тиристорите са поставени транзистори. Отпуснати са едновременно транзистор  $Q_1$  с диод  $D_2$  и транзистор  $Q_2$  с диод  $D_1$ .

Различията в работата на токоизправител реализиран с транзистори в сравнение с тиристорния токоизправител произтичат от това, че транзисторът е напълно управляем вентил, а тиристорът е полууправляем. Това означава, че транзисторът се отпуска при подаване на управляващ импулс на ъгъл  $\alpha$  от началото на положителната полувълна и се запушта при снемане на управляващ импулс на ъгъл  $\beta$ . Нулево дефазиране между консумириания ток и напрежението на първичната намотка на трансформатора се получава при спазване на съотношението:

$$(6.14) \quad \beta = \pi - \alpha .$$

Изменяйки това съотношение може да се получи изоставане или изпреварване на първия хармоник на тока  $i_1$  от захранващото напрежение  $u_1$ . Средната стойност на изправеното напрежение се дава с израза:

$$(6.15) \quad U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_{2m} \sin 9d\vartheta = \frac{1}{\pi} U_{2m} (\cos \alpha - \cos \beta) .$$

Регулировъчната характеристика на токоизправителя има вида:

$$(6.16) \quad \frac{U_{d\alpha}}{U_d} = \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{2} .$$

При изпълнение на условието от 6.14 регулировъчната характеристика от 6.16 добива вида:

$$(6.17) \quad \frac{U_{d\alpha}}{U_d} = \cos \alpha .$$

При сравнение на работата на токоизправител с управляеми вентили - транзистори със същия вид схема, но реализирана с тиристори се констатират следните разлики:

- намалява се диапазона на регулиране ( $\alpha=0 \div \pi/2$ );
- може да се получи нулево дефазиране между консумиращия ток  $i_1$  и захранващото напрежение  $u_1$ .

Проблем при управляемите схеми реализирани с транзистори е високото пренапрежение, което се получава при комутация при ненулев ток. Този проблем може да се реши, ако последователно на транзисторите се включат в права посока бързи диоди.

Всички схеми на управляеми токоизправители разгледани по-горе могат да се реализират с транзистори по аналогия на схемата от фиг.6.9а.

Всички управляеми токоизправители имат блок за управление. Задачата на блока за управление е да изработва управляващи импулси с подходяща форма, амплитуда и продължителност. Управляващите импулси трябва да бъдат синхронизирани със захранващото напрежение.

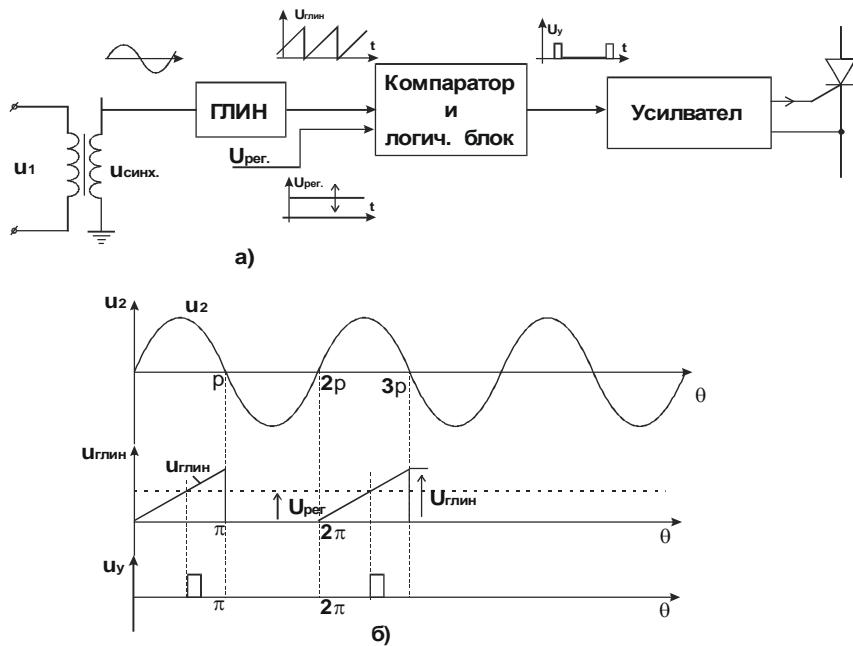
Регулирането на изходното напрежение се осъществява чрез дефазиране на началото на управляващите импулси спрямо началото на положителната полувълна на захранващото напрежение.

Примерна блокова схема за управление на еднополупериоден управляем изправител е дадена на фиг.6.10а. Тя се състои от: входен (синхронизиращ трансформатор, генератор на линейно-изменяющо се напрежение, компаратор, логически блок и усилвател-формировател на импулси).

Принципът за изработка на управляващите импулси се вижда от времедиаграмите дадени на фиг.6.10.б.

Входният трансформатор подава синхронизиращи импулси на ГЛИН (генератор на линейно-изменяющо се напрежение). Изходното напрежение на ГЛИН, заедно с постоянно напрежение от регулатора се подават

на компаратор и логически блок. Така се получава сигнал, който е дефазиран спрямо захранващото напрежение на Ѹгъл  $\alpha$ .



**Фиг.6.10** Блокова схема за управление на еднополупериоден токоизправител

Следващият блок усилва получения сигнал по ток и напрежение до необходимите стойности за използвания управляем вентил.

При  $U_{\text{пер.}} = 0$  се получава Ѹгъл  $\alpha = 0$ , а изходното напрежение на токоизправителя е равно на напрежението на нерегулируемия токоизправител, т.е.  $U_{d\alpha} = U_d$ .

При  $U_{\text{пер.}} \geq U_{\text{глин. max}}$  Ѹгъл  $\alpha = \pi$ , а изходното напрежение на токоизправителя е нула ( $U_{d\alpha} = 0$ ).

## ГЛАВА СЕДМА

### ИЗГЛАЖДАЩИ ФИЛТРИ

Изглаждащите филтри са спомагателни устройства и служат да подобрят формата на изправеното напрежение.

#### 7.1 Общи сведения

Напрежението след токоизправителите се получава постоянно по знак, но с периодически променящо се по стойност. В изхода на всеки токоизправител освен постоянна съставяща на изправеното напрежение се получават и променливи хармонични съставящи с различна честота. Изходното напрежение на токоизправителите не е подходящо за захранване на електронни устройства, тъй като променливата съставяща силно смущава работата им. Различните електронни устройства са различно чувствителни към променливите хармонични съставящи на изправеното от токоизправителите напрежение.

В таблица 7.1 са дадени стойностите на честотата на пулсации на основния хармоник и коефициента на пулсации за първи, втори и трети хармоник на еднофазния еднополупериоден токоизправител ( $m=1$ ), на еднофазния двуполупериоден токоизправител ( $m=2$ ), на трифазния еднополупериоден токоизправител ( $m=3$ ) и на трифазния мостови токоизправител ( $m=6$ ).

**Таблица 7.1**

Вид на токоизправителната схема/брой на фазите - "m"	1	2	3	6
Честота на пулсации на основния хармоник F Hz	50	100	150	300
Коефициент на пулсации на основния (първия) хармоник - $K_{n1}, \%$	157	67	25	5,7
Коефициент на пулсации на втория хармоник - $K_{n2}, \%$	66,3	13,3	5,7	1,4
Коефициент на пулсации на третия хармоник - $K_{n3}, \%$	23	5,7	2,5	0,6

Очевидно е от таблицата, че с нарастването на броя на фазите бързо намалява коефициента на пулсации.

Изглаждащият филтър (ИФ) намалява променливата съставяща (пулсациите) на изправеното от токоизправителите напрежение, до стойност гарантираща нормалната работа на захранваната електронна апаратура.

Паралелно с това ИФ премахва нежеланото взаимно влияние между токоизправител - товар и съгласува характеристиките на токоизправителя и товара както в установен, така и в преходен режим.

Честотата на пулсации на основния хармоник на m фазен токоизправител е:

$$(7.1) \quad F_{(1)} = m.f,$$

където f е честотата на захранващия източник.

За висшите хармоници честотата на пулсации е:

$$(7.2) \quad F(n) = n.m.f,$$

където n е номер на хармоника.

Отношението на максималната стойност на съответния хармоник на изправеното напрежение към постоянната съставяща на същото напрежение се нарича коефициент на пулсации.

$$(7.3) \quad K_{\Pi}(n) = \frac{U_{d(n).max}}{U_d},$$

където  $U_{d(n).max}$  – амплитудната стойност на n-тия хармоник на изправеното напрежение;  $U_d$  – постоянна съставка на изправеното напрежение.

Изведени са имперични зависимости за определяне коефициента на пулсации на различните токоизправители.

Например коефициентът на първата хармонична на пулсации е:

$$(7.4) \quad K_{\Pi(I)} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

При управляемите токоизправители коефициентът на пулсации зависи освен от броя на фазите "m" и от ъгъла на регулиране "α".

Коефициентът на пулсации за n-тия хармоник се определя от израза:

$$(7.5) \quad K_{\Pi}(n) = \frac{2}{n^2 \cdot m^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + n^2 \cdot m^2 \cdot \tan^2 \alpha}.$$

Ако да се изследва, какъв е въздействието на филтъра на изглаждането на гармоничните компоненти, то се използва показателя  $K_{\Pi}$ . При това анализът показва, че колкото броят на фазите "m" е по-голям, по-силно е влиянието на тъгъл  $\alpha$  върху  $K_{\Pi}$ .

Оценка на изглаждащото действие на филтъра се дава с коефициента на изглаждане, който е отношението на коефициента на пулсации на входа към коефициента на пулсации на изхода:

$$(7.6) \quad K_I = \frac{K'_{\Pi(n)}}{K''_{\Pi(n)}} = \frac{U'_{d(n)m}/U'_d}{U''_{d(n)m}/U''_d} = \frac{U'_{d(n)m}}{U''_{d(n)m}} \cdot \frac{U''_d}{U'_d} = K_{\Phi} \cdot \lambda,$$

където:

- $K'_{\Pi(n)}$  – коефициентът на пулсации за n-тия хармоник преди изглаждащия филтър;
- $K''_{\Pi(n)}$  – коефициентът на пулсации за n-тия хармоник след изглаждащия филтър;
- $U'_{q'}(n)m$  – амплитудната стойност на n-тия хармоник преди изглаждащия филтър;
- $U''_{q'}(n)m$  – амплитудната стойност на n-тия хармоник след изглаждащия филтър;
- $U'_d$  – стойността на постоянната съставяща на изправеното напрежение преди изглаждащия филтър;
- $U''_d$  – стойността на постоянната съставяща на изправеното напрежение след изглаждащия филтър.

$$(7.7) \quad \lambda = \frac{U''_d}{U'_d} \quad - \text{коефициент на предаване на филтъра}$$

по постоянно напрежение.

Повечето филтри не трябва да изменят стойността на постоянната съставяща, което означава, че коефициентът  $\lambda \approx 1$ .

Следователно за оценка на филтриращите свойства на филтъра може да се ползва коефициента на филтрация  $K_{\Phi}$ , който показва колко пъти е намаляла амплитудната стойност на гармоничната при преминаването ѝ през филтъра.

$$(7.8) \quad K_{\Phi} = \frac{U'_{d(n)m}}{U''_{d(n)m}}.$$

Изглаждащите филтри са:

1. В зависимост от начина им на свързване към товара:

- последователен;
- паралелен;
- последователно-паралелен.

2. В зависимост от вида на градивните елементи:

- пасивни - изградени са само от L, C и R;
- активни - изградени са от L, C, R и транзистори, операционни усилватели.

Изглаждащите филтри трябва да отговарят на следните общи изисквания:

- да осигуряват необходимия коефициент на изглаждане;
- да не влияят на работата на консуматора;
- да имат минимални: маса, обем, стойност;
- да са технологични и да не се нуждаят от поддръжка при експлоатация.

Най-важните характеристики на филтрите са:

1. За филтри от последователен тип:

- да имат максимално съпротивление за променлив ток;
- да имат минимално съпротивление за постоянен ток.

2. За филтри от паралелен тип:

- да имат минимално съпротивление за променлив ток;
- да имат максимално съпротивление за постоянен ток.

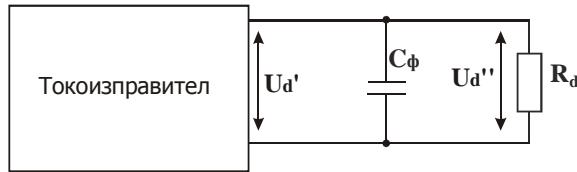
Филтрите от последователно-паралелен тип по части удовлетворяват посочените характеристики.

## 7.2. Пасивни изглаждащи филтри

Основните видове пасивни изглаждащи филтри са реализирани на базата на R, L, C елементи.

### 7.2.1. Капацитивен филтър

Капацитивният филтър фиг. 7.1 представлява кондензатор  $C_{\Phi}$  включен паралелно на товара  $R_d$ , затова той е от паралелен тип.



Фиг.7.1 Капацитетивен филтър

Изглаждащото действие на кондензатора  $C_\phi$  се състои в това, че при повишаване на напрежението на токоизправителя, кондензаторът  $C_\phi$  се зарежда с което намалява стойността на нарастващото напрежение. При понижаване на напрежението се разрежда през товарното съпротивление  $R_d$  с което се повишава изходното напрежение.

Коефициентът на пулсации на напрежението върху  $R_d$  при включен капацитетивен филтър има по-малка стойност и може да се определи с израза:

$$(7.9) \quad K_\Pi \approx \frac{1}{2 m f C_\phi R_d} .$$

Изчисляването на капацитета на кондензатора  $C_\phi$  става по предварително зададен коефициент на пулсации:

$$(7.10) \quad C_\phi \approx \frac{10^6}{2 m f R_d K_\Pi} , [\mu F] .$$

Съществуват и точни зависимости за влиянието на  $C_\phi$  върху коефициента на пулсации  $K_\Pi$ , но при тях се отчитат вътрешното съпротивление на токоизправителя, ъгъла на отсечка на тока на вентилите и вътрешното съпротивление на една фаза на токоизправителя, което затруднява проектирането и ги прави по-рядко използвани за инженерни пресмятания.

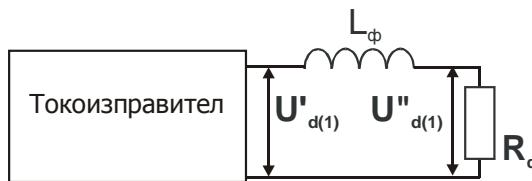
От (7.10) се вижда, че при малки стойности на  $R_d$ , капацитетът на  $C_\phi$  нараства. Увеличаването на  $C_\phi$ , обуславя голям заряден ток за кондензатора, което може да доведе до повреждане на вентилите на токоизправителя, или до задействане на максималнотокови защити, ако има такива. Това е причина, поради която капацитетивен филтър не се използва при мощните токоизправители, или когато се използват капацитетивни филтри се поставят ограничителни резистори.

### 7.2.2 Индуктивен филтър

Индуктивният филтър представлява дросел, включен последователно във веригата на товара фиг.7.2. Това е филтър от последователен тип. Индуктивното съпротивление на индуктивния филтър  $L_\Phi$  за първата хармонична на променливата съставка на изправеното напрежение е:

$$(7.11) \quad X_{L\Phi} = m \omega L_\Phi = 2 \pi f m L_\Phi ,$$

където  $f$  - работната честота, а  $m$  - фазност на токоизправителя.



Фиг.7.2 Индуктивен филтър

За да бъде коефициента на филтрация по-голям от единица трябва индуктивното съпротивление да бъде много по-голямо от активното съпротивление на товара  $X_{L\Phi} >> R_d$ . При това условие по-голямата част от променливата съставка на напрежението пада върху филтъра и много малка част ще остане върху товара  $R_d$ , което означава, че коефициента на пулсации ще се намали чувствително.

Като се отчете, че активното съпротивление на филтъра  $R_\Phi$  е много по-малко от индуктивното  $X_{L\Phi}$  и много по-малко от товарното съпротивление  $R_d$  ( $R_\Phi \ll X_{L\Phi}$ ,  $R_\Phi \ll R_d$ ), то става ясно, че стойността на напрежението на пулсации за първата хармонична е:

$$(7.12) \quad U''_{d(1)} = U'_{d(1)} \frac{R_d}{\sqrt{R_d^2 + (m\omega L_\Phi)^2}} .$$

Коефициентът на изглаждане на индуктивния филтър е:

$$(7.13) \quad K_I = K_{\Phi(1)} = \frac{K'_{\Pi(1)}}{K''_{\Pi(1)}} = \frac{\sqrt{(R_d)^2 + (m\omega L_\Phi)^2}}{R_d} \approx \frac{m \omega L_\Phi}{R_d} .$$

Индуктивността на индуктивния филтър  $L_\Phi$ , при зададен коефициент на изглаждане  $K_I$  може да се определи от (7.13):

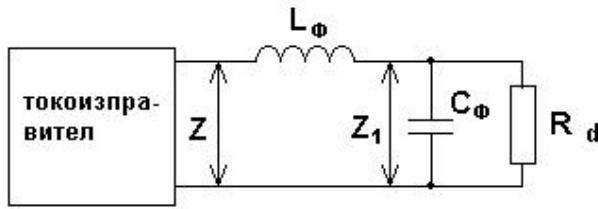
$$L_{\Phi} \geq \frac{\kappa_i \cdot R_d}{m \cdot \omega} [H].$$

За да не се получават големи стойности на  $L_{\Phi}$  тези филтри се използват при сравнително малки стойности на  $R_d$ , т.е. при силнотокови токозахранващи устройства или при високочестотни токоизправители.

В резултат на натрупаната във филтъра енергия и при изключване на товара при ненулев ток през него има опасност от получаване на свръх напрежения върху елементите на схемата. Тези свръх напрежения са опасни за елементите на токозахранващото устройство и е необходимо да се вземат мерки за ограничаване.

### 7.2.3. Г-образен LC-филтър

За получаване на по-голям коефициент на изглаждане се използват филтри съставени от няколко пасивни елемента (дросел, кондензатор). Такъв филтър е Г-образният LC филтър фиг.7.3. Този филтър се ползва често за средни мощности и ниски напрежения. Той съчетава добрите качества на капацитивния и индуктивния филтър. Дроселът е свързан последователно на товара и има голямо съпротивление за променливите съставки на изправения ток. Кондензаторът е свързан паралелно на товара и има шунтиращо действие за същите съставки. Полученият по този начин делител на напрежение намалява чувствително пулсациите на изходното напрежение.



Фиг.7.3 Г-образен LC-филтър

Коефициентът на изглаждане за първия хармоник на Г-образният LC филтър, лесно може да се получи, ако се отчетат следните условия, необходими за ефективната работа на филтъра:

1) Съпротивлението на кондензатора за първия хармоник на пулсациите да е много по-малко от съпротивлението на товара;

$$(7.13) \quad X_C = \frac{1}{m \cdot \omega \cdot C_\Phi} \ll R_d .$$

2) Съпротивлението на дросела за първия хармоник на пулсациите да е много по-голям от съпротивлението на товара;

$$(7.14) \quad X_L = m \cdot \omega \cdot L_\Phi \gg R_d .$$

3) Съпротивлението на дросела за първия хармоник на пулсациите да е много по-голямо от съпротивлението на кондензатора;

$$(7.15) \quad X_L = m \cdot \omega \cdot L_\Phi \gg X_C = \frac{1}{m \cdot \omega \cdot C_\Phi} .$$

4) Активното съпротивление на дросела е много по-малко от съпротивлението на товара;

$$(7.16) \quad R_\Phi \ll R_d$$

При изпълнението на горните четири условия, коефициентът на изглаждане на LC филтъра е:

$$(7.17) \quad K_{I(1)} = m^2 \cdot \omega^2 \cdot L_\Phi \cdot C_\Phi - 1 ;$$

$$(7.18) \quad L_\Phi \cdot C_\Phi = \frac{K_{I(1)} + 1}{m^2 \cdot \omega^2} .$$

При зададена стойност на коефициента на изглажддане  $K_{I(1)}$ ,  $L_\Phi$  и  $C_\Phi$  се определят като се отчетат следните условия:

1. Изглаждащият филтър трябва да има индуктивен характер по отношение на токоизправителя, което се постига от условието

$$(7.19) \quad L_{\Phi} \geq \frac{2 R_d}{(m^2 - 1) m \omega} .$$

2. Като се замести (7.19) в (7.18) се получава стойността за  $C_{\Phi}$

$$C_{\Phi} = \frac{K_{I(1)} + 1}{m^2 \omega^2} L_{\Phi} .$$

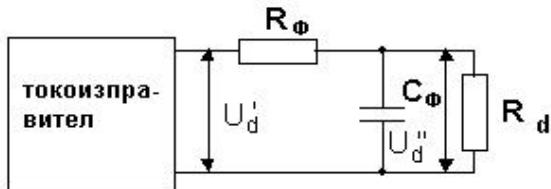
3. За да не възникне резонанс и се получат автогенерации във филтъра (самовъзбуждане) в следствие на променливите съставни на изправеното напрежение е необходимо да е изпълнено следното условие:

$$(7.20) \quad \omega_{\Phi} = \frac{1}{\sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}} \leq 0,5 m \omega .$$

където  $\omega_{\Phi}$  е собствената честота на филтъра. Ако това условие не е изпълнено трябва да се увеличат стойностите на  $L_{\Phi}$  или  $C_{\Phi}$  или и двете.

#### 7.2.4. Г-образен RC филтър

Този филтър се ползва при малки стойности на изправения ток в случаите, когато не се изисква голям коефициент на изглаждане фиг.7.4. В тези филтри вместо дросел с индуктивност  $L_{\Phi}$  се ползва активно съпротивление  $R_{\Phi}$ . Това априорно определя предимствата им по отношение на Г-образните LC филтри: по-малка маса и габарити, по-добра технологичност на изработване. Недостатъци на този филтър са: намаляване на средната стойност на изправеното напрежение в резултат на пада на напрежение върху  $R_{\Phi}$  и по-малкия им коефициент на изглаждане.



Фиг.7.4 Г-образен RC-филтър

Коефициентът на предаване на Г-образния RC филтър по постоянно напрежение е:

$$(7.21) \quad \lambda = \frac{U_d'}{U_d} = \frac{R_d}{R_d + R_\Phi}.$$

При нормалната работа на филтъра са валидни зависимостите:

$$(7.22) \quad R_\Phi \gg X_C = \frac{1}{m \omega C_\Phi}.$$

$$(7.23) \quad R_d \gg X_C = \frac{1}{m \omega C_\Phi}.$$

При тези условия и като се пренебрегне влиянието на  $R_d$  за коефициента на филтрация се получава:

$$(7.24) \quad K_{\Phi(1)} = \frac{U_{d(1)m}'}{U_{d(1)m}''} = \frac{Z_\Phi}{X_C} = \sqrt{R_\Phi^2 m^2 \omega^2 C_\Phi^2 + 1} \approx m \omega R_\Phi C_\Phi.$$

Коефициентът на изглаждане за първия хармоник е:

$$(7.25) \quad K_{I(1)} = m \omega R_\Phi C_\Phi \frac{R_T}{R_T + R_\Phi}.$$

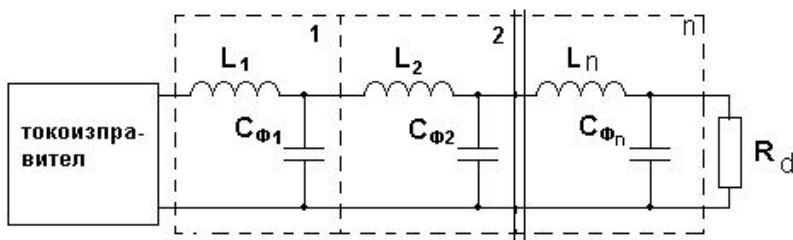
При зададени постоянно напрежение на изхода на токоизправителя и върху товара ( $U_d'$  и  $U_d''$ ),  $R_\Phi$  се определя еднозначно от (7.21). Капацитетът  $C_\Phi$  се определя от (7.25).

### 7.2.5. Многозвенни филтри

Многозвенният филтър представлява последователно свързани два или повече филтри от един и същи или различен вид. Коефициентът на изглаждане на тези филтри представлява произведение от коефициентите на изглаждане на съставните филтри, поради което може да достигне големи стойности.

$$(7.26) \quad K_I = K_{I1} \cdot K_{I2} \dots \cdot K_{In}.$$

където  $K_{i1}, K_{i2}, \dots, K_{in}$  – са коефициентите на изглаждане на 1, 2, ..., n съставен филтър.

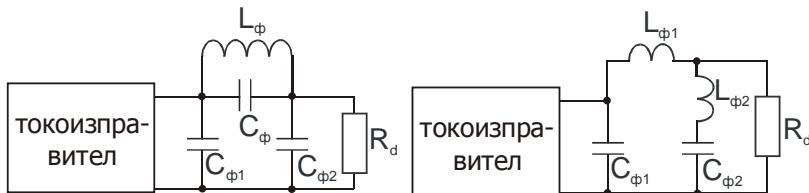


Фиг.7.5 Многозвенен филтър

На фиг.7.5 е показан многозвенен филтър съставен от n Г-образни LC филтри. Препоръчва се при  $K_{i(1)} < 50$  да се ползват еднозвенни филтри, при  $50 < K_{i(1)} < 1500$  да се използват двузвенни филтри и при  $K_{i(1)} > 1500$  да се използват тризвенни филтри [10]. Експериментално е установено, че при спазване на горните препоръки се получават оптимални масогабаритни размери на филтрите. При проектиране на многозвенни филтри отделните звена се проектират самостоятелно.

### 7.2.6. Резонансни филтри

Резонансните филтри са съставени от LC елементи. При тях в резултат на използването на паралелния и последователния резонанс се получава чувствително увеличение на коефициента им на изглаждане. Съществуват множество схемотехнически решения на резонансни филтри. На фиг.7.6 са показани две типични схеми на такива филтри.



Фиг.7.6 Резонансни филтри: с паралелен резонанс-а; с последователен резонанс- б.

На фиг.7.6а е показана схема на резонансен филтър с паралелен ре-

зонанс. Схемата може да се разглежда като П-образен филтър като на мястото на  $L_\phi$  е свързан паралелен резонансен кръг ( $L_\phi, C_\phi$ ). Условието за резонанс е изпълнено, когато:

$$(7.27) \quad m\omega L_\phi = \frac{1}{m\omega C_\phi}.$$

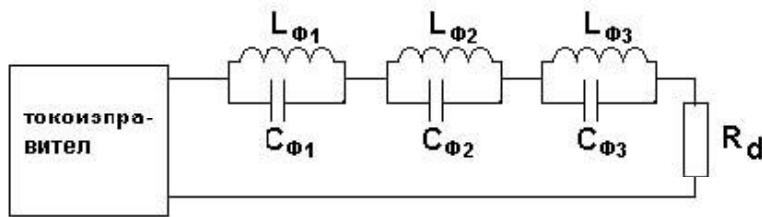
Паралелният кръг  $L_\phi - C_\phi$  при резонанс има много голямо съпротивление за първия хармоник на променливата съставяща и филтърът ще има много добро изглаждащо действие за първия хармоник. Този филтър има много по-голям коефициент на изглаждане от обикновените LC и RC филтри. Заедно с това резонансният филтър има и редица недостатъци:

1) Коефициентът на изглаждане силно зависи от честотата на първия хармоник.

2) Изменението на товарното съпротивление променя собствената резонансна честота на филтъра с което се намалява коефициента на изглаждане.

3) Тези филтри са ефективни само за хармоника, за който са настроени (най-често за първия хармоник). За другите хармоники коефициентът на филтрация на филтъра е по-малък.

За осигуряване на добра филтрация за по-широк честотен спектър при резонансните филтри се ползват няколко паралелни резонансни кръга настроени за честотата на различни хармоники на променливата съставка фиг.7.7.



Фиг.7.7 Резонансни филтри за различни хармоники

В схемата на резонансен филтър 7.6б се използва последователния резонанс ( $L_{\phi_2}C_{\phi_2}$  – образува последователен резонансен кръг).

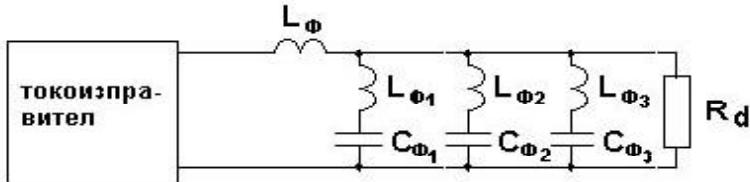
Коефициентът на изглаждане на филтъра е:

$$(7.28) \quad K_{\text{И(1)}} \approx \frac{m \omega L_{\Phi 1}}{R_{\text{екв}}} .$$

където  $R_{\text{екв.}}$  е еквивалентното съпротивление на кръга  $L_{\Phi 2} C_{\Phi 2}$ , включващо активното съпротивление на дросела, еквивалентно съпротивление в следствие на активните загуби в ядрото на дросела и диелектричните загуби в диелектрика на  $C_{\Phi 2}$ . Този филтър има по-голям коефициент на изглажддане от обикновения LC филтър. Той има и предимства по отношение на резонансния филтър от вида на фиг.7.6а:

- коефициентът на изглажддане не зависи от товарния ток;
- коефициентът на изглажддане не намалява при високите хармоники.

Недостатък на този тип резонансен филтър е зависимостта на коефициента на изглажддане на филтъра от честотата на изправеното напрежение.



Фиг.7.8 Резонансни филтри за различни хармоники

На фиг.7.8 е показана схемна разновидност на резонансен филтър осигуряваща по-добра филтрация както за основния хармоник, така и за хармониците, за които са настроени последователните резонансни кръгове. Броят на последователните резонансни кръгове и определяне на тяхната резонансна честота зависи от честотния състав на изправеното напрежение и изискванията на захранваната електронна апаратура.

### 7.3. Активни изглаждащи филтри

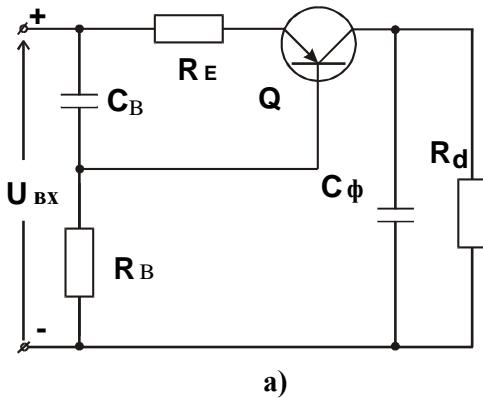
За захранваната електронна апаратура не винаги се оказва изгодно използването на пасивни филтри, защото те създават в определени случаи значими електромагнитни и електростатични полета, които смущават работата на електронната апаратура. В такива случаи по-удачно се оказва използването на електронни изглаждащи филтри.

Активни (електронни) изглаждащи филтри са тези, при които в съста-

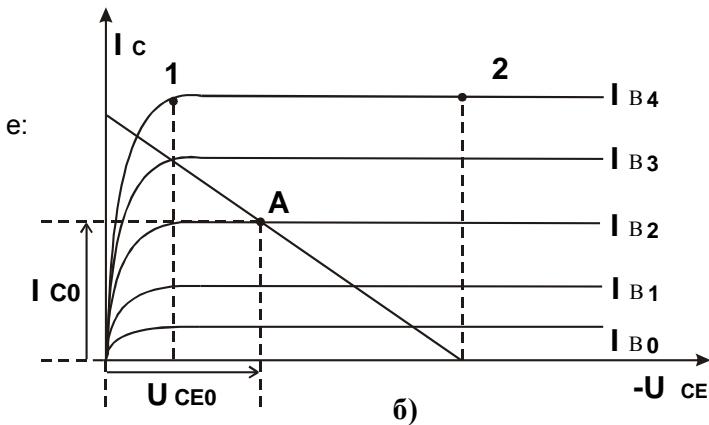
ва на схемата има активен елемент (транзистор, тиристор, операционен усилвател)

Широко разпространение са намерили транзисторните активни филтри.

На фиг.7.9а е показана схемата на активен филтър, а на фиг.7.9б е показана изходната характеристика на транзистор.



a)



Фиг.7.9 Активен транзисторен филтър

Транзисторът може да изпълнява ролята на дросел, защото колекторната му характеристика (фиг.7.9б) е подобна на подмагнитваща крива на феромагнитната сърцевина на дросела и има участъка (1-2).

В указания участък диференциалното съпротивление е:

$$(7.29) \quad dr_{CE} = \frac{dU_{CE}}{dI_C} \approx \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}.$$

Диференциалното съпротивление е много голямо, защото колекторният ток е много малък ( $dI_C$  клони към нула). Диференциалното съпротивление оказва влияние на променливата компонента на изправеното напрежение и не оказва влияние на постоянната компонента.

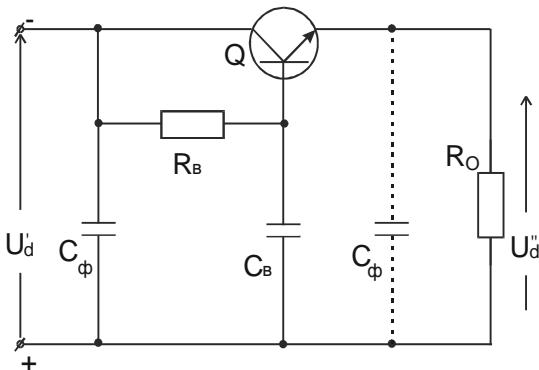
Съпротивлението по постоянен ток се нарича статично съпротивление и е много малко:

$$(7.30) \quad r_{CEo} = \frac{U_{CEo}}{I_{Co}}.$$

От избора на работната точка А се вижда, че токът  $I_C$  слабо зависи от изменението на  $U_{CE}$ , когато  $I_B = \text{const}$ , следователно пулсациите на входното напрежение слабо ще влияят на изменението на  $I_C = I_{\text{изх}}$ , което означава намаляване на пулсациите на изхода.

Транзисторните филтри се различават по начина на свързване на това: последователно в колекторната или емитерната верига или паралелно на транзистора. На фиг.7.9а е показана схема с товар в колекторната верига. Схемата без кондензатора  $C_B$  би усилвала пулсациите, защото ще се променя работната точка на транзистора в съответствие с входните пулсации. В случая при нарастването на емитерното напрежение (положителна пулсация на входното напрежение) кондензаторът  $C_B$  прехвърля това изменение на базата, в следствие на което напрежението базата и емитеера ( $U_{BE}$ ), респективно базовия ток ( $I_B$ ) не се променят и по този начин се намалява входната пулсация, защото колекторния и товарният ток също не се променят.

На фиг.7.10 е показан транзисторен филтър с последователно свързан транзистор и товар ( $R_d$ ) в емитерната верига. Режимът на транзистора се определя от базовия резистор ( $R_B$ ) и постоянната съставна на входното напрежение. Пулсациите на входното напрежение се дават на късо от филтърните кондензатори.



Фиг.7.10 Активен транзисторен филтър

Кофициентът на филтрация на филтъра е:

$$(7.31) \quad K_{\alpha(1)} \approx m\omega R_B C_B$$

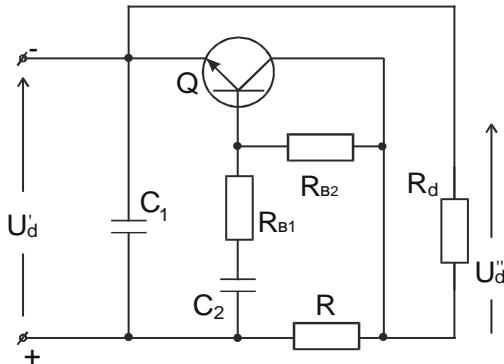
Кондензаторът  $C_{\phi_2}$  се включва за да се подобри устойчивостта на филтъра от самовъзбуждане. Кондензаторите  $C_{\phi_1}$ ,  $R_B$  и  $C_{\phi_2}$  изпълняват функциите на П-образен филтър.

Транзисторните филтри с товар в емитерната верига намират приложение при по-големи товари, заради по-доброто съгласуване на изходното съпротивление на филтъра с товара.

На фиг. 7.11 е показана схема на активен транзисторен филтър с паралелно свързан транзистор. Транзисторът T изпълнява функции, аналогични на кондензатор, включен паралелно на товара  $R_o$ .

Това означава режимът на транзистора трябва да бъде така подбран, че той да има много малко съпротивление за променливата компонента и много голямо съпротивление за постоянната компонента т.е. транзисторът трябва да е с малко динамично съпротивление и голямо статично съпротивление. Такъв режим може да се осигури ако базовото напрежение спрямо емитера ( $U_{BE}$ ) се изменя синфазно с изменението на входното напрежение. От това следва, че при нарастване на входното напрежение нарасва пропорционално базовото напрежение и транзистора се отпушва, намалявайки своето съпротивление. Обратно - при намаляване

на входното напрежение транзисторът се запушва и неговото съпротивление нараства.



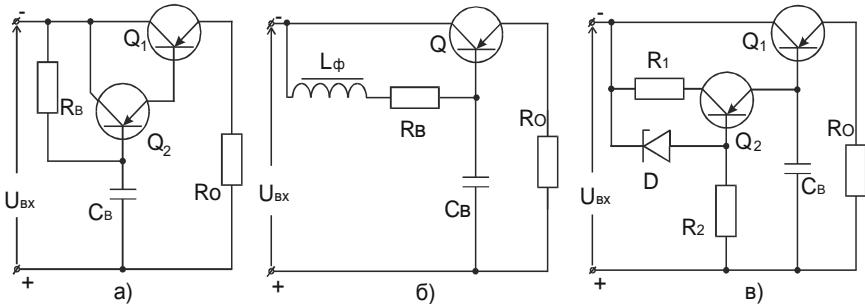
Фиг.7.11 Активен филтър с паралелен транзистор

Кондензаторът  $C_1$  осигурява предварителна филтрация на изправеното напрежение  $U_d'$  подадено на входа на филтъра. Резисторът  $R$  и транзисторът  $T$  образуваат Г-образен филтър. Резисторът  $R_{B2}$  задава работната точка на транзистора. Кондензаторът  $C_2$  и резисторът  $R_{B1}$  подават променливата съставка на  $U_d'$  на базата на  $T$ , предизвиквайки синфазно изменение на колекторният ток на транзистора, което води до промяна на пада на напрежение върху  $R$ . Може да се подберат така стойностите на тези елементи, че  $\Delta U_R = \Delta U_d'$  и по този начин динамичният пад на напрежение върху  $R$  да неутрализира пулсациите на  $U_d'$ . Тази модификация транзисторни филтри се ползва при малки напрежения и големи изходни токове.

За намаляване на изходното съпротивление на транзисторния филтър, товарът се свързва в емитерната верига (емитерен повторител - фиг.7.12а).

Схемата има 100% ООВ (отрицателна обратна връзка) по постоянен и променлив ток и добра температурна стабилизация. Не е необходима индивидуална настройка на режима на работа при замяна на транзистора.

Коефициентът на филтрация се повишава като се използва транзистор с по-голям коефициент на усиливане или чрез използване на съставен транзистор ( $Q_1$  и  $Q_2$ ), както е показано на фиг.7.12а.



Фиг.7.12 Активни филтри

За увеличаване диференциалното съпротивление на входната верига последователно с  $R_d$  може да се включи дросел  $L_\phi$ , който има  $Z_\phi \gg R_d$  (фиг.7.12б). Дроселът  $L_\phi$  повиши коефициента на филтрация на Г-образния RC филтър с което прави базовия ток по-константен и от там изходното напрежение с по-малки пулсации.

Подобряване коефициента на филтрация може да се получи, чрез замяна на  $R_d$  с високоомен транзисторен двуполюсник (фиг.7.12в). Веригата от стабилитрона  $D$  и резистора  $R_2$  образува стабилизиран източник на преднапрежение за транзистора  $Q_2$ . През транзистора  $Q_2$  протича постоянен ток. Всяко изменение на тока през транзистора  $Q_2$  води до изменение на пада върху  $R_1$ , а следователно и на базата на транзистора  $Q_2$ . Токът в емитерната верига се връща към първоначалната си стойност. Диодът  $D$  е изправителен или ценеров диод, включен в права посока. Ценно свойство на високоомния транзисторен двуполюсник е това, че неговото статично съпротивление е значително по-малко от диференциалното му съпротивление.

Като цяло транзисторните филтри намират сравнително ограничено приложение, поради факта, че използваните в схемите на токозахранващите устройства електронни стабилизатори на напрежение, изпълняват много добре филтриращи функции.

## ГЛАВА ОСМА

### **ЕЛЕКТРОННИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПРОМЕНЛИВО НАПРЕЖЕНИЕ**

#### **8.1 Общи сведения**

Често се налага да се работи с променливо напрежение, чиято стойност е различна от мрежовото напрежение. Много често за целта се използват понижаващи трансформатори или автотрансформатори. Трансформаторите и автотрансформаторите са тежки и скъпи съоръжения, защото медта е дефицитен метал и изработката им е трудоемка.

Все по-често трансформаторите се заменят с електронни преобразуватели на променливо напрежение. Електронните преобразуватели на променливо напрежение осигуряват допълнителни възможности - плавно регулиране на изходното напрежение, нулева консумация в режим на празен ход и следователно висок к.п.д., малко тегло и габарити, възможност за защита по ток и др.

Променливотоковите преобразуватели намират приложения в:

1. Нагревателни устройства с различни мощности и приложения;
2. Променливотокови електрически задвижвания;
3. Заваръчната техника;
4. Осветителни уредби и др.

В зависимост от вида на захранващото напрежение, преобразувателите на променливо напрежение се делят на:

- еднофазни;
- трифазни.

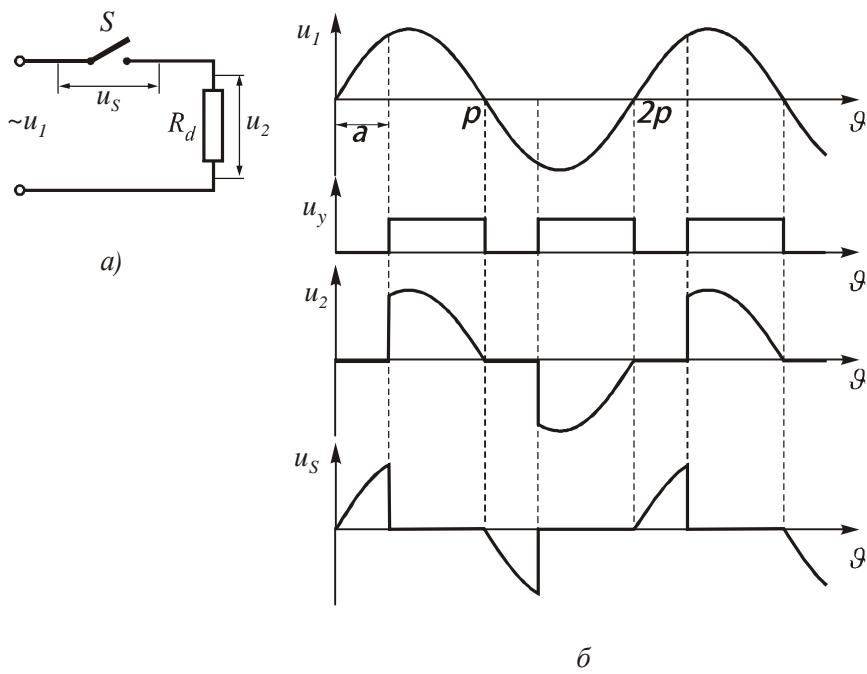
#### **8.2 Еднофазни променливотокови преобразуватели**

Характерни режими на работа на променливотоковите преобразуватели са работа при активен товар (например нагревателни прибори) и работа при индуктивно-активен товар (например електрически двигател).

Идеализирана схема на еднофазен променливотоков преобразувател се получава, като заменим комутиращия елемент с идеален ключ, който се включва синхронизирано със захранващото напрежение на определен ъгъл  $\alpha$  от началото на полупериода и се изключва при преминаването на захранващото напрежение през нулата (фиг.8.1).

При подадено управляващо напрежение ключът  $S$  е включен и цялото захранващо напрежение  $u_1$  се прилага на товара ( $R_d$ ). Когато ключът

$S$  е изключен, цялото захранващо напрежение  $u_1$  се прилага върху ключа  $S$  ( $u_s$ ). Чрез промяна на ъгъл  $a$  се регулира стойността на изходното напрежение  $u_2$ .



Фиг.8.1. Схема на еднофазен променливотоков преобразувател

Средната стойност на изходното напрежение за един полупериод е:

$$(8.1) \quad U_{2d} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{1m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{1m}}{\pi} (1 + \cos \alpha).$$

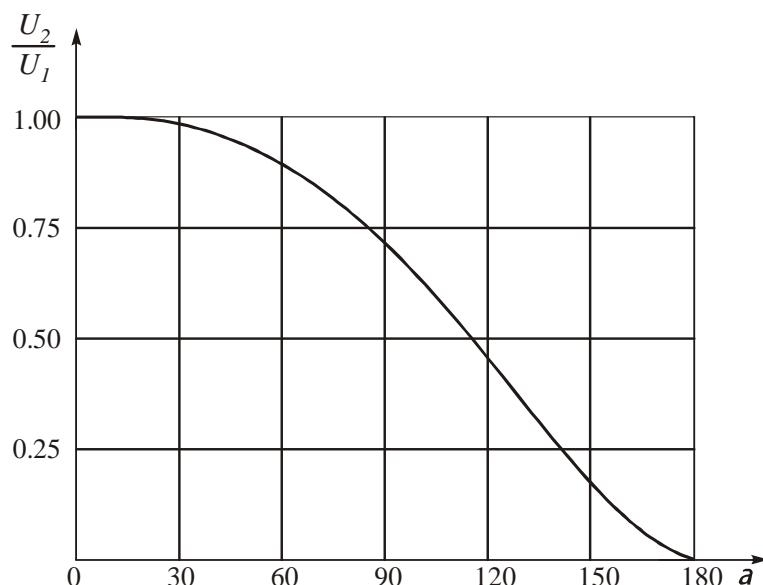
От (8.1) се вижда, че при  $a = p$  изходното напрежение е равно на нула, а при  $a = 0$  изходното напрежение повтаря захранващото напрежение. Същите резултати се получават през следващия полупериод, когато изходното напрежение има отрицателна стойност.

Ефективната стойност на напрежението върху товара се определя от израза:

$$(8.2) \quad U_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{1m}^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}.$$

Уравнението (8.2) представлява регулировъчна характеристика на еднофазен променливотоков преобразувател.

Графическата зависимост на регулировъчна характеристика (фиг.8.2) се дава в относителни единици спрямо ефективната стойност на захранващото напрежение ( $U_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}}$ ).



Фиг.8.2 Регулировъчна характеристика

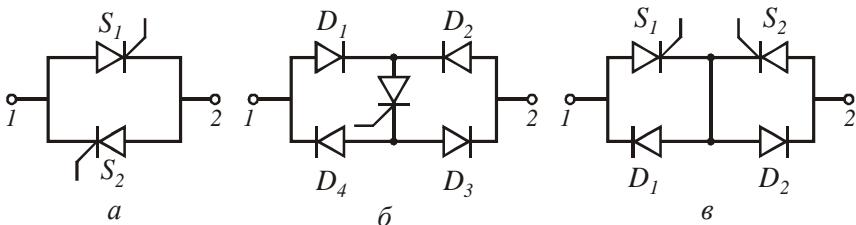
От фиг.8.2 се вижда, че при изменението на ъгъла на регулиране  $\alpha$  от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  се регулира изходното напрежение от номинална стойност до нула.

В реалните схеми на променливотоковия преобразувател ключът  $S$  е заменен с полупроводников елемент. Той може да бъде тиристор и или транзистор.

На фиг.8.3 са показани най-често срещаните в практиката тиристорни ключове, които се използват в променливотоковите преобразуватели.

На фиг.8.3,а е показана схема с два насрещно-паралелно свързани тиристора. При подаване на управляващи импулси се отпушва този тиристор, чиито анодно напрежение е положително. Така се получава управляемост на изходното напрежение през двата полупериода на захранващото напрежение. Недостатък на схемата е, че двата канала на управлението трябва да бъдат галванически разделени. Този недостатък отсъства при следващите две схеми (фиг.8.3б,в), за сметка на използване на допълнителни диоди. Схемата на фиг.8.3б е с един тиристор, но има четири диода, тиристорът е натоварен два пъти повече от другите схеми и товарният ток тече през три последователно свързани вентиila, което увеличава загубите в тях. През единия полупериод токът тече през диодите  $D_1$ ,  $D_3$  и тиристора  $S$ , а през другия полупериод токът тече през диодите  $D_2$ ,  $D_4$  и тиристора  $S$ .

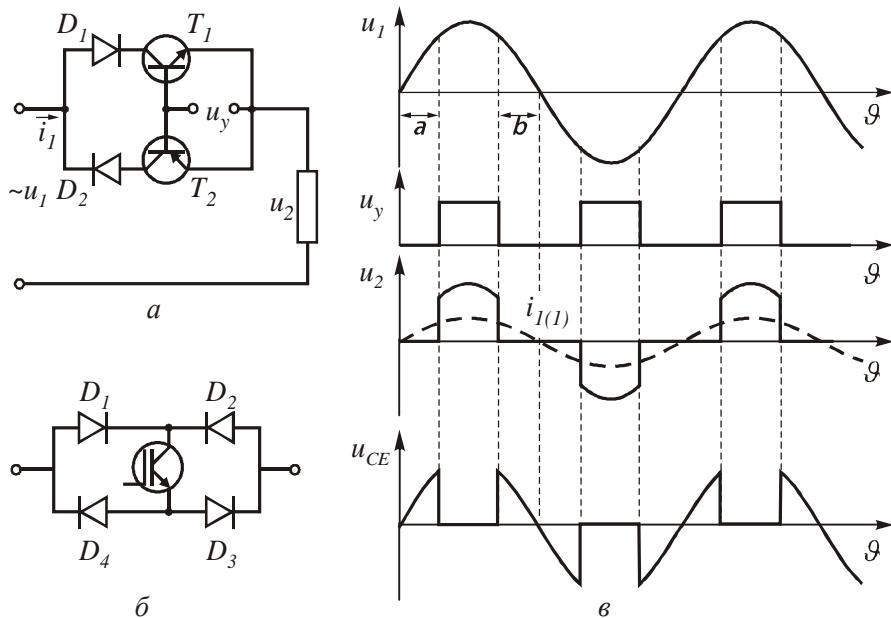
Недостатък на всички тиристорни ключове е, че те са не напълно управляеми ключове и при отпушване на ъгъл  $\alpha > 0$  и запушване при преминаване на захранващото напрежение през нулата (естествена комутация) се получава дефазиране на консумирания ток от захранващото напрежение т.е. консумира се реактивна енергия.



Фиг.8.3 Тиристорни ключове

Този недостатък може да се отстрани, като се използват ключове с напълно управляеми вентили - транзистори. По аналогия на разгледаните тиристорни ключове се реализират транзисторните ключове (фиг.8.4)

Схемата на фиг.8.4а е аналог на схемата с два настремно-паралелно свързани тиристора. За да не се допусне работа на транзисторите при обратни напрежения, последователно са включени диодите  $D_1$  и  $D_2$ . Управляващите импулси се подават едновременно на двета транзистора. На фиг.8.4в са показани времедиаграми, отразяващи действието на транзисторния променливотоков регулатор. През положителния полупериод се отпушва транзистора  $T_1$  на ъгъл  $a$  от началото на полусинусоидата и се запушва на ъгъл  $b$  от края на полусинусоидата. При ъгъл  $a=b$  първата хармонична на консумирания ток не е дефазирана от захранващото напрежение, което е голямата предимущество на транзисторните променливотокови преобразуватели пред тиристорните. На фиг.8.4,б е показана схема с един транзистор, който е два пъти по-натоварен от тиристорите в разгледаната схема и товарният ток тече през два диода и един транзистор.



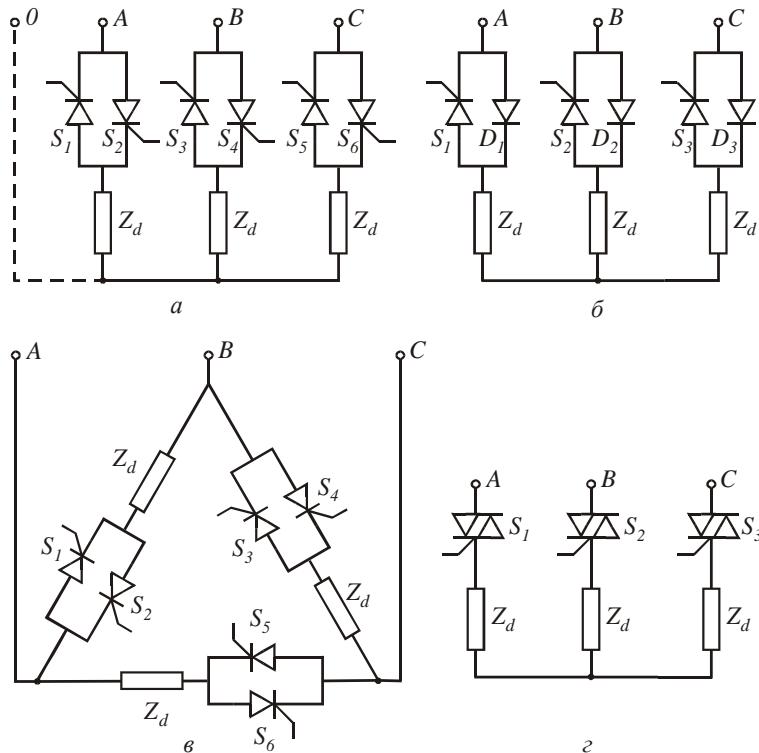
Фиг.8.4 Транзисторни ключове

В много случаи тиристорният променливотоков преобразувател може да се реализира със симистор.

Сериозен недостатък на еднофазните променливотокови преобразуватели при активен и активно-индуктивен товар е влошаването на cos $\phi$  и то право пропорционално с нарастването на ъгъл  $a$ . Нулево дефазиране на консумиращия от мрежата ток и захранващото напрежение се получава при използване на принудителна комутация на тиристорите, кое то сериозно усложнява силовата схема. Нулево дефазиране може да се получи при замяна на тиристорите с транзистори, което при съвременното развитие на силовите транзистори не е проблем и съществено опростява силовия блок.

### 8.3 Трифазни променливотокови преобразуватели

Трифазни променливотокови преобразуватели се използват за комутация и регулиране на напрежението и тока на трифазни товари.



Фиг.8.5 Трифазни променливотокови преобразуватели

На фиг.8.5а е показана схема на трифазен тиристорен преобразувател, при който във всяка фаза е включена група от два настремно-паралелно свързани тиристора. Товарът е свързан в звезда, като е възможно звездният център да бъде с изведен нулев проводник или с изолиран звезден център.

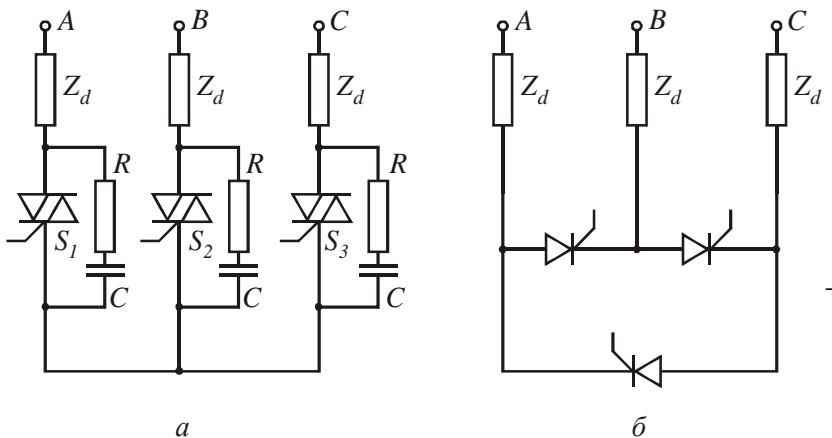
В случая, когато има изведен звезден център, всяка фаза работи независимо от другите две и работата е както при еднофазните преобразуватели. Разбира се при трифазните преобразуватели е необходима симетрична работа на трите фази.

В случая, когато няма изведен звезден център, за да тече ток в товара в даден момент са отпуснати вентили от две фази. Върху товара се прилага линейно напрежение и управляващият блок се синхронизира с линейното напрежение.

На фиг.8.5б е показана схема на трифазен тиристорен преобразувател, при който във всяка фаза е включена група от един тиристор и един диод настремно-паралелно свързани. Товарът е свързан в звезда, като е възможно звездният център да бъде с изведен нулев проводник или с изолиран звезден център. Тази схема се използва в случаите, когато симетричността на тока и напрежението през двата полупериода не е задължителна (захранване на пещи).

На фиг.8.5в е показана схема на трифазен тиристорен преобразувател, при който товарът във всяка фаза е независим от другите фази. Включването на настремно-паралелни тиристори прави схемата регулируема и работеща на линейно напрежение. Управлението се осъществява с независимо управление на тиристорите в отделните фази.

На фиг.8.5г е показана схема на трифазен симисторен преобразувател, при който във всяка фаза е включен симистор. Като управлявам вентил през двата полупериода симистора може да замени тиристорите в много схеми на променливотокови преобразуватели. Симисторната схема е по-компактна и с по-просто управление.



**Фиг.8.6 Трифазни променливотокови преобразуватели**

Симисторите са с по-ниски динамически показатели и по-високи комутационни загуби от тиристорите. За това е необходимо при комутация на големи токове да се използват вериги за намаляване на скоростта на

нарастване на напрежението ( $\frac{du}{dt}$ ) върху тях (R,C верига) и тока ( $\frac{di}{dt}$ )

през тях ( $L_{dr}$ ). В повечето случаи товарът е активно-индуктивен и необходимостта от използването на допълнителен дросел ( $L_{dr}$ ) отпада (фиг.8.6,а). Паралелно свързаните на симисторите RC вериги се избират в зависимост от параметрите на силовата верига, която определя времетраенето на импулса, претоварващ тиристорите по напрежение. Обикновено се избира  $t = RC \approx 4t_i$ .

На фиг.8.6,б е показана схема на трифазен тиристорен преобразувател, при който товарът е включен в звезда с открит звезден център. Регулирането е по линейно напрежение и е зависимо в трите фази. Характерна особеност на схемата е минималния брой тиристори.

Трифазните променливотокови преобразуватели се използват основно за комутация и регулиране на мощността на нагревателни устройства и променливотокови двигатели.

## ГЛАВА ДЕВЕТА

### ИНВЕРТОРИ

#### 9.1 Общи сведения

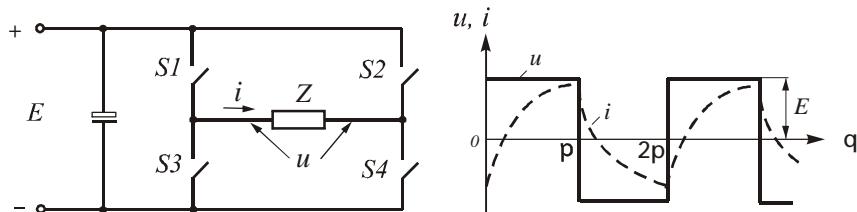
Преобразувателните устройства, които преобразуват постоянни напрежения или токове в променливи напрежения или токове се наричат инвертори. Основни приложения на инверторите са:

- Резервно (гарантирано) захранване, известно като (UPS) и горещ резерв на отговорни потребители (болници, пощи, реакторни уредби);
- Захранване на технологични процеси и устройства, използващи повишени работни честоти (електротермия; закаляване на метали; ултразвукова обработка; индукционно нагряване);
- Управление на електрически двигатели в системите за задвижване;
- За осветители уредби и управление на високочестотни лампи;
- При преобразуване енергията на Възстановяни енергийни източници (слънчева енергия; енергия на вятъра; енергия на геотермални води; енергията на приливи и отливи);
- Нови технологии, лазерна техника, приборостроене;
- В битовата техника.

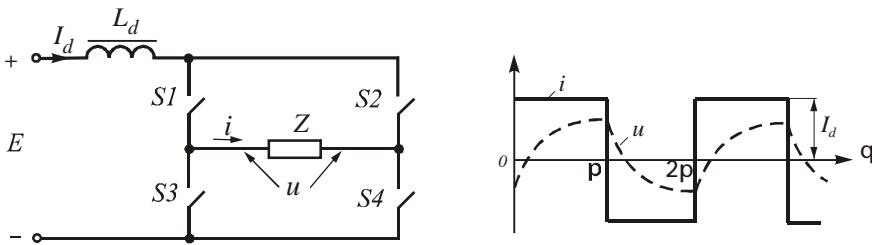
При съвременните инвертори като ключови елементи се използват полупроводникови прибори. Доминира използването на напълно управляеми прибори (MOS FET, IGBT, MCT). Непълно управляемите прибори (тиристори, GTO) се използват единствено при големи мощности.

Основна класификация на инверторите е според характера на електромагнитните процеси в схемата, като инверторите се делят на три основни типа:

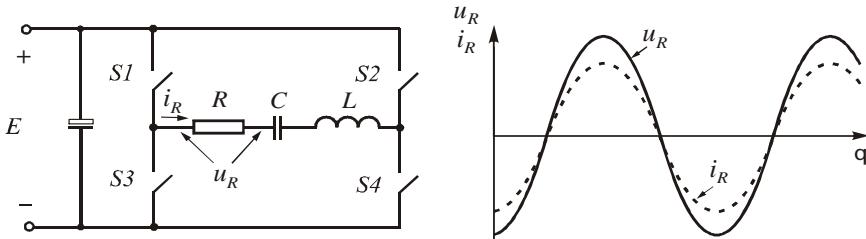
- а) инвертори на напрежение, фиг.9.1; със S е отбелаязан ключът.
- б) инвертори на ток, фиг.9.2;
- в) резонансни инвертори, фиг.9.3.



Фиг.9.1 Инвертор на напрежение и форми на напрежението и тока върху товара



Фиг.9.2 Инвертор на ток и форми на тока и напрежението върху товара



Фиг.9.3 Резонансен инвертор и примерни форми на тока и напрежението върху товара

При инверторите на напрежение входното постоянно напрежение  $E$  се превключва периодично и към товара се подава променливо напрежение  $u$  с правоъгълна форма, фиг.9.1. Амплитудата на това променливо напрежение е равна на  $E$ , а честотата му се определя от управляващата схема. Тока през товара  $i$  зависи от харктера на товара.

При инверторите на ток става периодично превключване на входния ток  $I_d$  и през товара  $Z$  протича променлив ток  $i$  с правоъгълна форма. Формата и фазата на напрежението върху товара зависят от харктера на самия товар.

При резонансните инвертори формата на тока и напрежението върху товара са близки до синусоида.

Показаните на фиг.9.1, фиг.9.2 и фиг.9.3 времедиаграми са идеализирани и обобщени. В практическите схеми показаните токове и напрежения имат своите специфика.

В зависимост от схемата и захранващият източник инверторните схеми се разделят на:

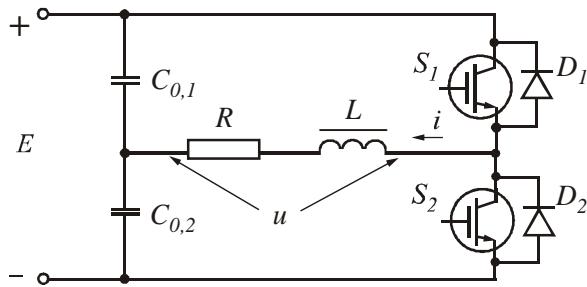
- полумостови инвертори;
- мостови инвертори;
- инвертори със средна точка на трансформатора;

## 9.2 Еднофазни транзисторни инвертори на напрежение

Основен признак на инверторите на напрежение е правоъгълната форма на напрежението върху товара.

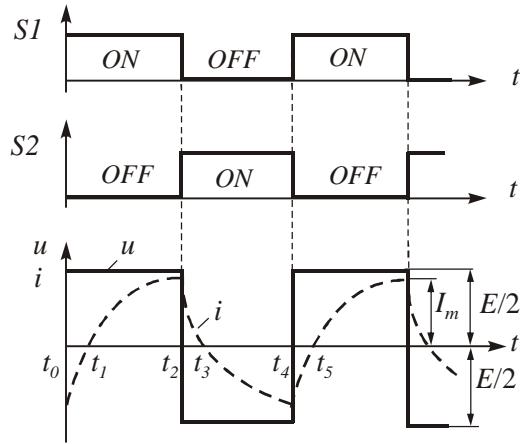
### 9.2.1 Полумостов инвертор на напрежение

При полумостовия инвертор на напрежение товарът се намира в диагонала на мост, съставен от два кондензатора с голям капацитет  $C_{0,1}=C_{0,2}$  и два ключа, S1 и S2. На фиг.9.4 е показана схема на полумостов инвертор на напрежение, изпълнен с IGBT ключове.



Фиг.9.4 Полумостов инвертор на напрежение

Двата кондензатора на схемата,  $C_{0,1}$  и  $C_{0,2}$ , образуват делител на напрежение. Различават се следните основни времеинтервали, характеризиращи работата на схемата:



Фиг.9.5 Ток и напрежение върху RL товар при полумостов инвертор на напрежение

### 1) Времеинтервал $t_0 - t_1$

При подаване на отпушващ сигнал към ключа S1 (ON) и запушващ сигнал към ключа S2 (OFF), момент  $t_0$ , върху товара се формира положителната полувълна на изходното напрежение. Амплитудата на напрежението върху товара е равна на напрежението върху филтровите кондензатори  $C_{0,1}$ ,  $C_{0,2}$ , т.е на половината от входното напрежение  $E/2$ . Ако товара е активно-индуктивен (RL), токът през него си сменя знака след определен интервал  $t_0 - t_1$ , фиг.9.7. През времеинтервала  $t_0 - t_1$ , токът през товара се затваря през диода D<sub>1</sub> и захранващия източник. Тоест, захранващият източник консумира енергията, запасена в индуктивността на товара.

### 2) Времеинтервал $t_1 - t_2$

В момента  $t_1$ , товарният ток се нулира. Следва смяна посоката на тока през товара, като ключът S<sub>1</sub> започва да провежда. През следващия времеинтервал  $t_1 - t_2$  токът през товара съвпада по посока с напрежението върху него. Върху товара е приложено напрежението на кондензатора  $C_{0,1}$  и товарният ток нараства до максималната си стойност  $I_m$ . В момента  $t_2$  се подава отпушващ сигнал към ключа S<sub>2</sub> и запушващ сигнал към ключа S<sub>1</sub>.

### 3) Времеинтервал $t_2 - t_3$

През този времеинтервал  $t_2 - t_3$  провежда диода D<sub>2</sub> и кондензаторът  $C_{0,2}$  се зарежда, а кондензаторът  $C_{0,1}$  се разрежда. Токът през товара намалява, енергията на индуктивността се трансформира към захранващия източник и в момента  $t_3$  товарният ток се нулира.

### 4) Времеинтервал $t_3 - t_4$

Следва отново смяна посоката на тока през товара, като ключа S<sub>2</sub> започва да провежда в момента  $t_3$ . В момента  $t_4$  се подава отпушващ сигнал към ключа S<sub>1</sub> и запушващ сигнал към ключа S<sub>2</sub>.

В таблица 9.1 са показани четирите обособени времеинтервала в работата на схемата и съответните провеждащи ключове за всеки един от тях.

Таблица 9.1

Времеинтервали

Проводящи ключове

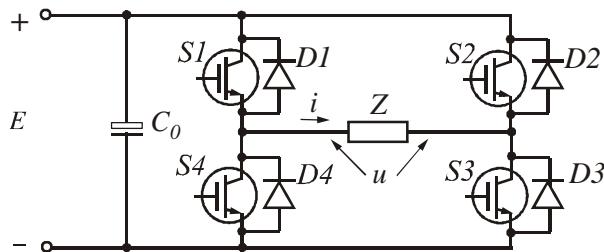
$t_0 - t_1$	D1
$t_1 - t_2$	S1
$t_2 - t_3$	D2
$t_3 - t_4$	S2

### 9.2.2 Мостов инвертор на напрежение

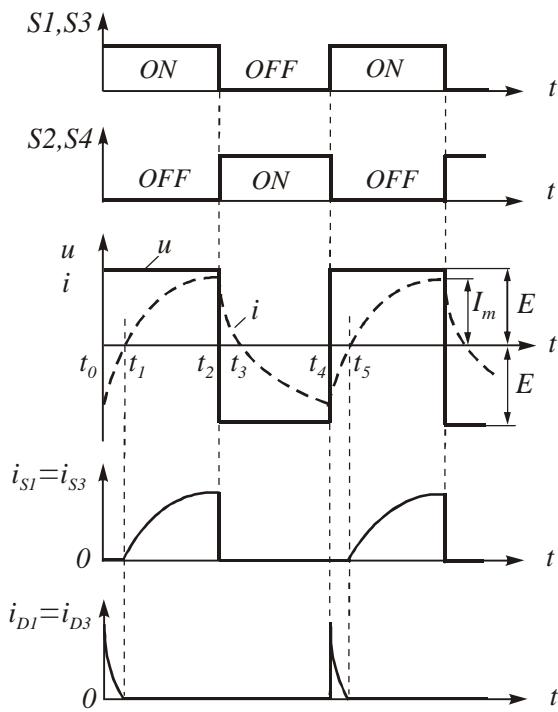
На фиг.9.6 е показана схема на мостов инвертор на напрежение, изпълнен с IGBT ключове. На фиг.9.7 са показани времедиаграмите на инвертора на напрежение при R-L товар. Обикновено ключовете на мостовия инвертор се управляват по двойки. Следните основни времеинтервали характеризират работата на схемата:

- 1) Времеинтервал  $t_0 - t_1$ ,

В момента  $t_0$  на ключовете S1 и S3 се подава отпушващ сигнал (ON), а на ключовете S2 и S4 се подава запушващ сигнал (OFF). В резултат на запушването на S1 и S3 и отпушването на S2 и S4 върху товара се подава напрежение, съответстващо на положителния полуperiод от фиг.9.7. Този полуperiод се ограничава от моментите  $t_0$  и  $t_2$ . Оризонталният полуperiод върху товара се формира при отваряне на S1 и S3 и затваряне на S2 и S4. Това е времеинтервалът  $t_2 - t_4$ .



Фиг.9.6 Мостов инвертор на напрежение изпълнен с IGBT ключове



**Фиг.9.7** Времедиаграми на работа на мостов инвертор на напрежение при R-L товар

В случаите, когато товарът има активен характер, токът през товара следва формата на напрежението върху него. В по-голяма част от практическите приложения обаче товарът е активно реактивен (R-L). В резултат, токът през товара изостава по фаза от напрежението. Тогава токът през него си сменя знака след определен интервал  $t_0 - t_1$ , фиг.9.7. През времеинтервала  $t_0 - t_1$  токът през товара е с посока, обратна на приложено то върху него напрежение. Токът се затваря през диодите  $D_1$ ,  $D_3$  и захранващия източник. Следователно, през този времеинтервал захранващият източник консумира енергията, запасена в индуктивността на товара.

## 2) Времеинтервал $t_1 - t_2$

В момента  $t_1$ , товарният ток се нулира. Ключовете S1 и S3 започват да провеждат. През този времеинтервал  $t_1 - t_2$ , токът през товара съвпада по посока с напрежението върху него. Върху товара е приложено цялото входно напрежение и товарният ток нараства до максималната си стойност  $I_m$ . В момента  $t_2$  се подава отпушващ сигнал към ключовете S2 и S4 и запушващ сигнал към ключове S1 и S3.

## 3) Времеинтервал $t_2 - t_3$

При запушване на ключовете S1 и S3, момент  $t_2$ , токът през товара запазва посоката си за определен интервал от време, това е интервала  $t_2 - t_3$ , показан на фиг.9.7. През този интервал подобно на  $t_0 - t_1$ , напрежението и токът върху товара са с различни полярности. През този интервал токът на товара са затваря през диодите D2 и D4 и захранващия източник E.

## 4) Времеинтервал $t_3 - t_4$

В момента  $t_3$  товарният ток се нулира. Ключовете S2 и S4 започват да провеждат. Времеинтервала завършва в момента  $t_4$ , в който към ключовете S1 и S3 се подава отпушващ сигнал, а на ключовете S2 и S4 се подава запушващ сигнал.

В таблица 9.2 са показани четирите обособени времеинтервала в работата на схемата и съответните провеждащи ключове за всеки един от тях.

Таблица 9.2

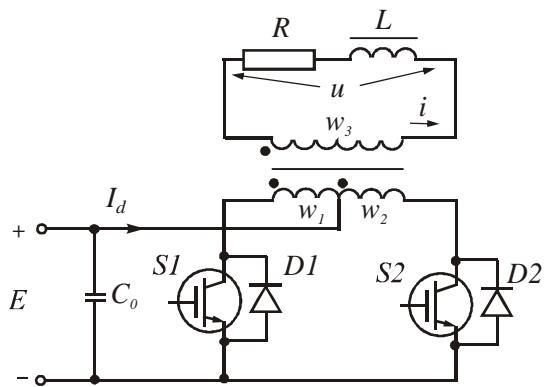
Времеинтервали

Проводящи ключове

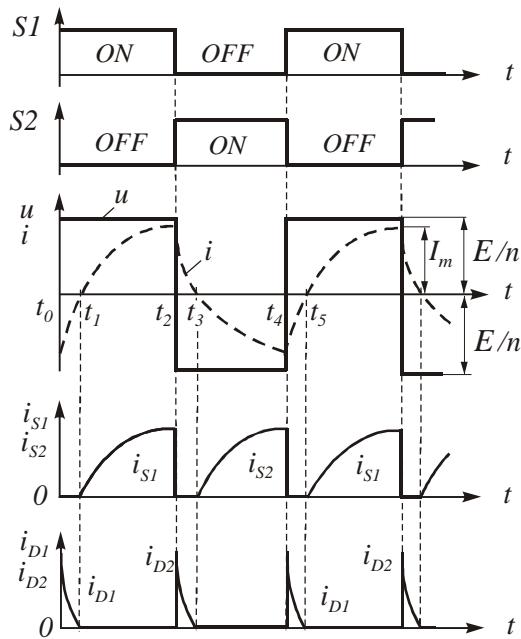
$t_0 - t_1$	D1, D3
$t_1 - t_2$	S1, S3
$t_2 - t_3$	D2, D4
$t_3 - t_4$	S2, S4

### 9.2.3 Инвертор на напрежение със средна точка на трансформатора.

Основен компонент на схемата, фиг.9.8, е трансформаторът със секционирана първична намотка. Необходимо е двете секции (двете първични намотки  $w_1$  и  $w_2$ ) да са еднакви. Времедиаграмите, поясняващи принципа на работа на схемата са показани на фиг.9.9, като токът през товара съответства на R-L товар.



Фиг.9.8 Инвертор на напрежение със средна точка на трансформатора



Фиг.9.9 Времедиаграми на работа на инвертора на напрежение със средна точка на трансформатора

В момента  $t_0$  се подава отпусващ сигнал към ключа S1 и запушващ към ключа S2. Тъй като товарът е активно-индуктивен, то токът през него изостава спрямо напрежението върху него. В резултат, през времеинтервала  $t_0 - t_1$ , провежда диодът D1 по веригата: край на  $w_1$ ,  $+E$ ,  $-E$ , D1, начало на  $w_2$ . През този времеинтервал  $t_0 - t_1$  се връща запасената в индуктивността енергия към захранващия източник.

В момента  $t_1$  токът през товара се нулира. След момента  $t_1$ , този ток сменя знака си. През следващия времеинтервал  $t_1 - t_2$  провежда ключът S1. Товарът консумира енергия от източника, тъй като токът и напрежението върху него са с един и същ поляритет.

В момента  $t_2$  се подава отпусващ сигнал към ключа S2 и запушващ към S1. Процесите са аналогични на описаните по-горе. През време-интервала  $t_2 - t_3$  провежда диодът D2 и се връща запасената в индуктивността енергия към захранващия източник. През следващия времеинтервал  $t_3 - t_4$  провежда ключът S2 и се консумира енергия от източника.

Предимства на схемата:

1. Във всеки един момент от време в схемата провежда само един от управляемите ключове S1 и S2. Това е особено важно, ако напрежението на входа на инвертора е нисковолтово. При такива инвертори входният ток  $I_d$  е голям и загубите върху отпущените ключове са значителен процент от общите загуби на преобразувателя. Подобни приложения са гарантирани захранвания (UPS), където входният източник обикновено е акумулаторна батерия.

2. Наличието на общи точки (маса) на двета ключа S1 и S2 позволява те да бъдат управлявани от една драйверна схема, т.е. не е необходимо галваническо развързване на двета управляващи сигнала един спрямо друг.

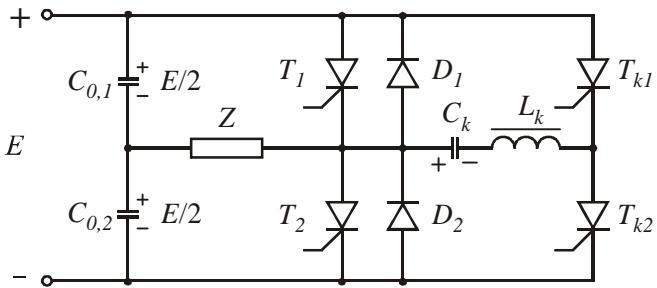
Основният недостатък на схемата произтича от наличието на трансформатора. Практически е трудно да се избегне постояннотоковото подмагнитване на трансформатора.

### 9.3 Еднофазни тиристорни инвертори на напрежение

Тиристорните инвертори на напрежение се използват обикновено когато е необходимо да се захранват по-големи товарни мощности. Основни недостатъци на тиристорните схеми са по-сложното запушване на ключовете и невъзможността за недостигане на работни честоти над няколко килохерца. Според метода на комутация тиристорните инвертори на напрежение се класифицират като:

- схеми със спомагателно-импулсна комутация;
- схеми с взаимно импулсна комутация.

За представяне на принципа на спомагателно-импулсната комутация се използва показаният на фиг.9.10 полумостов тиристорен инвертор. При този вид инвертори запушването на работен тиристор не е свързано с комутирането на друг работен тиристор. За запушването на всеки работен тиристор се използва допълнителен тиристор и реактивни елементи. На фиг.9.10 основните ключове с двустранна проводимост са  $T_1$ ,  $D_1$  и  $T_2$ ,  $D_2$ . Групата за комутация е съставена от тиристорите  $T_{k1}$ ,  $T_{k2}$  и реактивните елементи  $L_k$  и  $C_k$ . При работа на схемата, комутацията на единия тиристор подготвя комутиращата верига за комутация на другия тиристор.



Фиг.9.10 Полумостов тиристорен инвертор със спомагателно-импулсна комутация

При проектиране на тиристорни инвертори на напрежение със спомагателно-импулсна комутация трябва да се има пред вид следното:

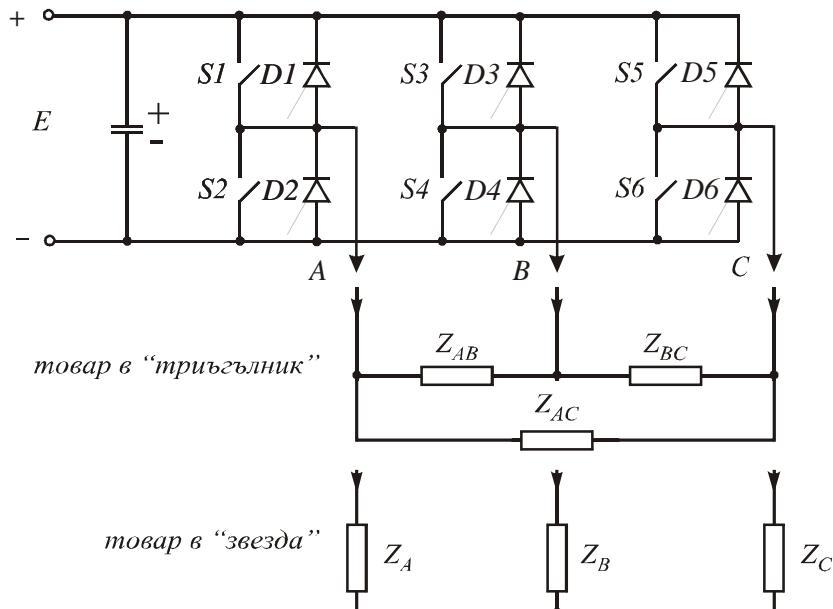
1. За по-големи стойности на товарния ток е необходима и по-голяма стойност на комутиращата група ( $L_k$  и  $C_k$ ).
2. При оразмеряване на  $L_k$  и  $C_k$  се изхожда от условието комутиращият ток да е по-голям от товарния ток за достатъчно дълъг времеинтервал, зависещ от същинското време на възстановяване на тиристора.
3. Изчисляването на  $L_k$  и  $C_k$  се прави за най-голямата стойност на товарния ток и за максималното време за възстановяване на тиристора.

#### 9.4 Трифазни инвертори на напрежение

Трифазните инвертори на напрежение се използват в:

- системи за гаранцирано захранване (UPS);
- електрически задвижвания и управления на асинхронни и синхронни двигатели;
- мощни трифазни товари, изискващи по-висока работна честота.

На фиг.9.11 е показан трифазен инвертор инвертор, реализиран с напълно управляеми ключове S.



**Фиг.9.11** Трифазен инвертор на напрежение реализиран с напълно управляеми ключове

Всяко рамо на инвертора включва два ключа и два диода и е подобно на рамото на полумостовия инвертор разгледан по-горе. Изходното напрежение на всяка фаза (A, B, C) зависи от захранващото напрежение E и не зависи от товара. Товарът може да е включен в звезда или в триъгълник. Възможни са непосредствено включване на товара, или чрез използване на разделителен трансформатор.

## 9.5 Резонансни инвертори

### 9.5.1 Класификация

Отличителна черта на резонансните инвертори е наличието на резонансен процес в схемата, който обхваща и товара. В резултат, токът през товара и силовите ключове има приблизително синусоидална форма. Подобна форма на тока осигурява малки комутационни загуби в ключовете на резонансните инвертори.

*Според мястото на включване на товара и начина на създаване на един полупериод* (провеждане на ключове с едностррана или двустранна проводимост), резонансните инвертори се класифицират като:

- резонансни инвертори без обратни диоди;
- резонансни инвертори с обратни диоди.

*Според начина на включване на товара в резонансния кръг резонансни инвертори могат да се класифицират като:*

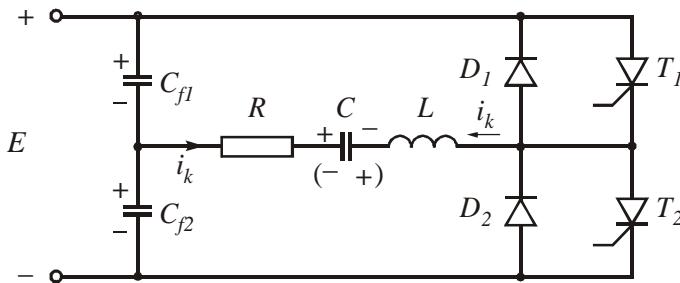
- последователни резонансни инвертори;
- паралелни резонансни инвертори;
- последователно – паралелни резонансни инвертори.

При последователните резонансни инвертори комутиращият кондензатор е включен последователно на товара. При паралелните резонансни инвертори комутиращият кондензатор е включен паралелно на товара.

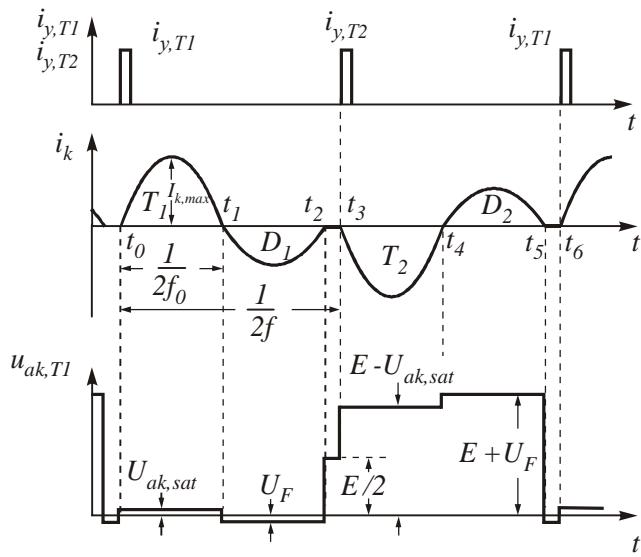
### 9.5.2 Тиристорни резонансни инвертори с обратни диоди

На фиг.9.12 е показан полумостов тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди, а времедиаграмите на поясняващи принципа на работа са показани на фиг.9.13 при  $f < f_0/2$ , където е  $f$  честотата на управление, а  $f_0$  е резонансната собствената честота на резонансната верига.

Полумостовият инвертор включва двета филтрирови кондензатора  $C_{f1}$  и  $C_{f2}$ , чийто капацитет е много по-голям от този на резонансния кондензатор  $C$ :  $C_{f1} = C_{f2} \gg C$ . Двата кондензатора  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$  осигуряват средната точка на захранващия източник.



Фиг.9.12 Полумостов тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди



**Фиг.9.13** Времедиаграми на тока през резонансна верига  $i_k(t)$  и напрежението върху тиристор на полумостов тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди, фиг.9.12, при отношение  $f < f_0/2$ .

Основните времеинтервали в работата на схемата са:

1) Времеинтервал  $t_0 - t_1$ ,

Напрежението върху кондензатора е с означената на фигурата полярност без скоби и със стойност  $U_C(t_0) = -U_{C0}$ . В момента  $t_0$  се подава отпушващ сигнал към тиристора  $T_1$ . Той се отпушва и в контура  $+C_{11}, T_1, L, C, R, -C_{11}$  протича синусоидален токов импулс. Продължителността на токовия импулс се определя от резонансната верига  $L-C$ . Времеинтервала завършва в момента  $t_1$ , след естественото нулиране на тока през резонансната верига.

2) Времеинтервал  $t_1 - t_2$

В момента  $t_1$  започва нов колебателен процес, дължащ се на факта, че напрежението на кондензатора в този момент е по-голямо от захран-

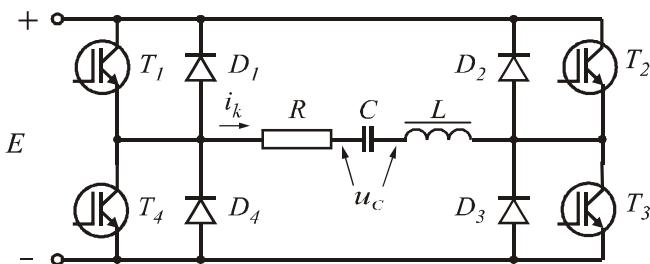
ващото  $U_C(t_1) > U_d$ . На фиг.9.23 това напрежение на кондензатора е означено в скоби. През този времеинтервал провежда обратният диод  $D_1$ . Времеинтервалът завършва в момента  $t_2$  с нулиране на тока и запушване на диода  $D_1$ .

3) Времеинтервал  $t_2 - t_3$

През следващия времеинтервал  $t_2 - t_3$  няма отпушени прибори и схемата не променя състоянието си. В момента  $t_3$  се отпушва тиристора  $T_2$  и започват аналогични процеси.

### 9.5.3 Транзисторни резонансните инвертори с обратни диоди

Разглежда се мостов транзисторен резонансен инвертор с обратни диоди, фиг.9.24. Времедиаграмите на работа на схемата са показана на фиг.9.25.



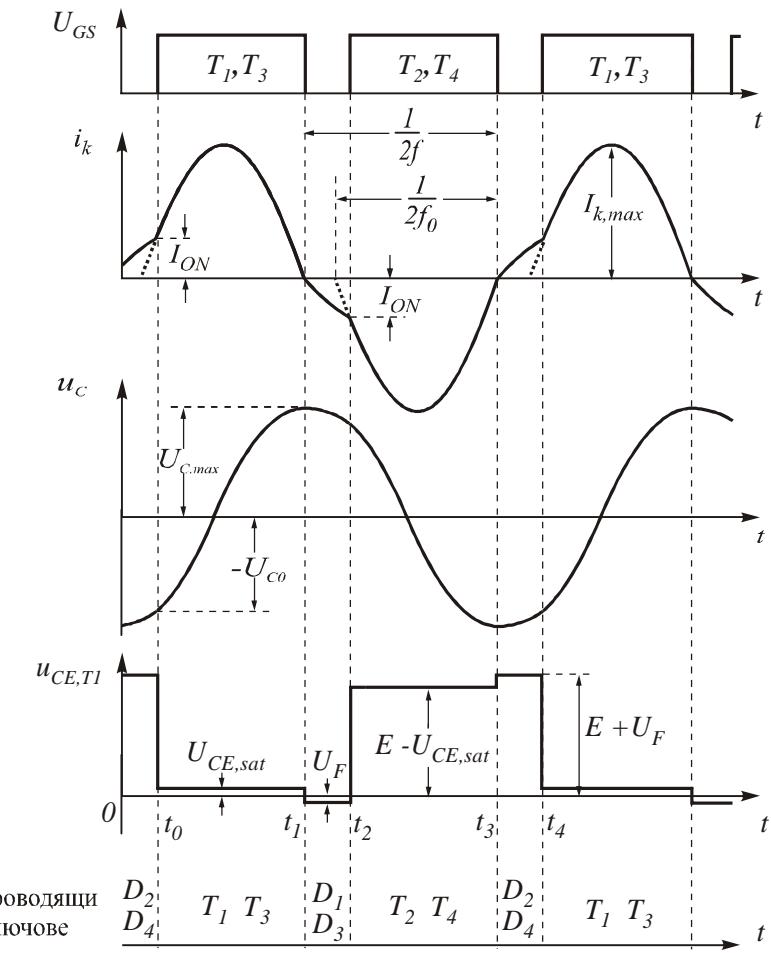
Фиг.9.14 Мостов транзисторен резонансен инвертор

Времеинтервалите, характеризиращи работата на схемата са следните, фиг.9.15:

1) Времеинтервал  $t_0 - t_1$

При подаване на отпушващи сигнали към двойката транзистори  $T_1, T_3$  в момента  $t_0$  започва приблизително синусоидален токов импулс във веригата  $+E, T_1, R, C, L, T_3, -E$ , фиг.9.25. Токът на транзисторите в момента на комутация е  $I_{ON}$ . През този времеинтервал кондензаторът  $C$  се презарежда от  $-U_{C0}$  до  $U_{C,max}$  в резултат на колебателния процес в резонансната верига  $L-C$ .

**Забележка.** Разликата с преди разгледаният режим при  $f < f_0/2$  е, че отпушването на транзисторите в момента  $t_0$  е при ненулева стойност на тока  $i(t_0) = I_{ON}$ . Тоест, нямаме отпушване при нулев ток, което предимство е налице при режим с отношение  $f < f_0/2$ .



Фиг.9.15 Времедиаграми на работа на мостов транзисторен резонансен инвертор.

## 2) Времеинтервал $t_1 - t_2$

В момента  $t_1$  транзисторите се запушват поради естественото завършване на полупериода на резонансната верига. Кондензаторът е зареден до максималната стойност на напрежението върху него  $U_{C,max}$ . В резултат, започва токов импулс през антипаралелните диоди  $D_1, D_3$ . Схемата връща енергия в захранващия източник през този времеинтервал.

### 3) Времеинтервал $t_2 - t_3$

В момента  $t_2$  се подава отпушващ сигнал за транзисторите  $T_2, T_4$ . Стойността на тока в момента на комутация зависи от продължителността на времеинтервала  $t_1 - t_2$ , в който провеждат антипаралелните диоди. Започва синусоидален токов импулс през веригата  $+E, T_2, L, C, R, T_4 - E$ , който продължава през целия времеинтервал  $t_2 - t_3$ .

### 4) Времеинтервал $t_3 - t_4$

Следващият времеинтервал  $t_3 - t_4$  е аналогичен с времеинтервала  $t_1 - t_2$ . Провеждат антипаралелните диоди  $D_2, D_4$  и схемата отново връща енергия в захранващия източник.

## 9.6 Регулиране на изходното напрежение на инверторни схеми

### 9.6.1 Основни понятия и съотношения

Целта на регулирането на инверторната схема е амплитудата и честотата на изходното напрежение да се поддържат в желаните граници. Най-често прилаганият начин на регулиране е чрез широко-импулсна модулация (ШИМ) на управляващите сигнали към ключовете.

Най-разпространената е така наречената синусоидална ШИМ, при която всеки полуperiод на изходното напрежение се получава от серия импулси с фиксирана честота (много по-висока от товарната) и продължителност, изменяща се по синусоидален закон. Съществуват две основни разновидности на ШИМ:

- еднополярна ШИМ;
- двуполярна ШИМ.

За да се реализира синусоидално изходно напрежение със желана честота  $f_{out}$ , се използва синусоидален сигнал със същата честота  $f_{con}$ , който се сравнява с триъгълен сигнал с многократно по-висока честота,  $f_{tri}$  (фиг.9.16) Честотата на триъгълният сигнал  $f_{tri}$  е и честота на комутация на ключовете, и се нарича още носеща честота. Тази честота е постоянна и е необходима за да се получи по-добро изглаждане на изходното напрежение. Обикновено честотата  $f_{tri}$  е нечетно кратна на основната (товарната) честота  $f_{out}$ .

Изходното напрежение на инвертора не е идеална синусоида, а съдържа хармоники кратни на  $f_{out}$ . Изборът на отношението  $f_{tri} / f_{out}$  е определящ за хармоничния състав на изходното напрежение. Приемлив хармоничен състав се получава при отношение  $f_{tri} / f_{out} \approx 15$ .

Следните основни понятия се използват при описание на регулирането чрез синусоидална ШИМ:

1. Амплитудно отношение на модулацията  $m_a$ , дава се с израза:

$$(9.1) \quad m_a = \frac{U_{con}}{U_{tri}},$$

където  $U_{con}$  е амплитудата на управляващия сигнал, фиг.9.16;

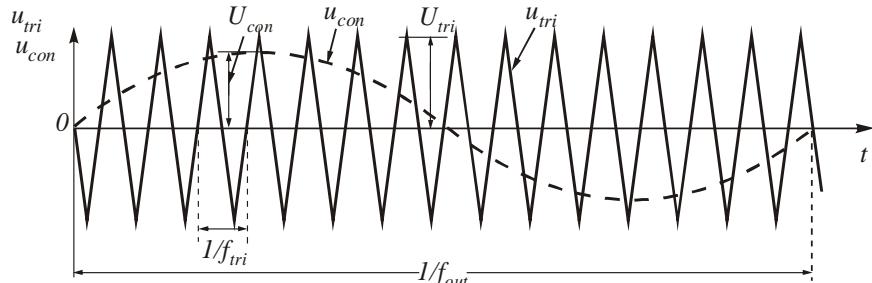
$U_{tri}$  е амплитудната стойност на триъгълния сигнал, фиг.9.16.

2. Честотно отношение на модулацията  $m_f$  представено с израза

$$(9.2) \quad m_f = \frac{f_{tri}}{f_{out}},$$

където:  $f_{tri}$  е честотата на триъгълният сигнал (честотата на комутация на ключовете), фиг.9.16;

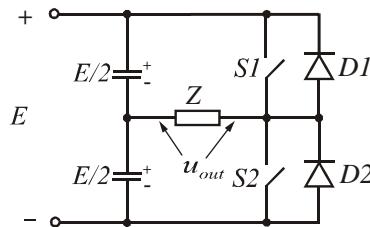
$f_{out}$  е желаната честота на изходното напрежение, фиг.9.16, която е честотата на управляващия синусоидален сигнал  $u_{con}$ .



Фиг.9.16 Триъгълен и синусоидален сигнал при регулиране чрез синусоидална ШИМ

### 9.6.2 Двуполярна синусоидална ШИМ

За представяне на метода на регулиране чрез двуполярна синусоидална ШИМ се разглежда показаният на фиг.9.17 полумостов инвертор.



Фиг.9.17 Полумостов инвертор на напрежение

Управлението на ключовете S1 и S2 на инвертора от фиг.9.17 се извършва на база на сравнение на синусоидалния сигнал  $u_{con}$  с триъгълния сигнал с многократно по-висока честота,  $u_{tri}$  като:

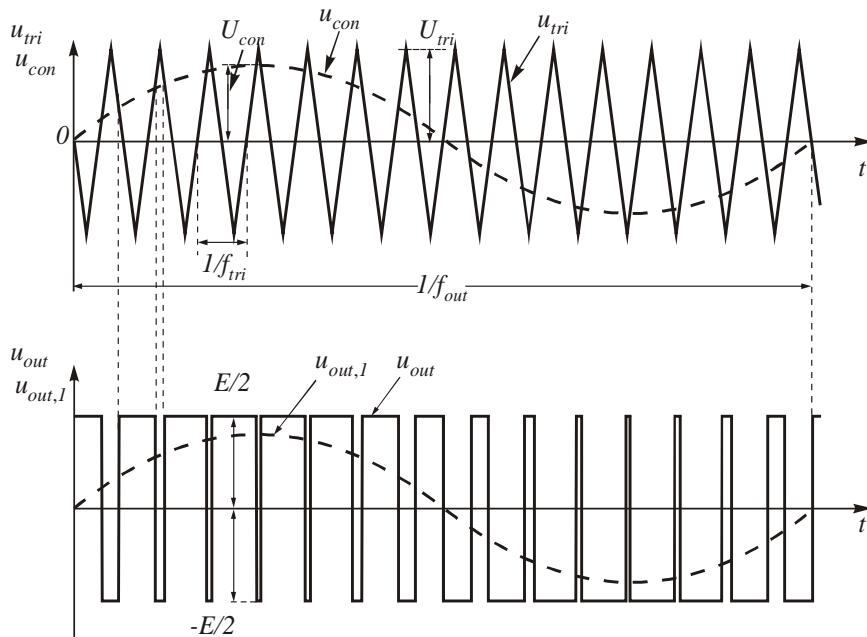
- ключът S1 е отпущен, а S2 запущен при  $u_{con} > u_{tri}$  и в този случай напрежението върху товара е  $u_{out} = E/2$  (фиг.9.32);

- ключът S2 е отпущен, а S1 запущен при  $u_{con} < u_{tri}$  и в този случай напрежението върху товара е  $u_{out} = -E/2$  (фиг.9.18).

В резултат, моментното изходно напрежение върху товара  $u_{out}$  има една от двете стойности:  $E/2$  и  $-E/2$ . В рамките на един полу-период напрежението върху товара се сменя последователно от  $E/2$  до  $-E/2$  и обратно (или от  $-E$  до  $+E$  при мостовите инвертори) и затова тази ШИМ се нарича двуполярна ШИМ.

На фиг.9.18 са показани времедиаграмите, илюстриращи регулиране с двуполярна синусоидална ШИМ. Показаните времедиаграми съответстват на честотно отношение на модулация  $m_f = 15$  и амплитудно отношение на модулация  $m_a = 0,8$ .

Забележка: В тази точка 9.6 ключовете се разглеждат като идеални, т.е. времето им за комутация е нула.



**Фиг.9.18** Двуполярна синусоидална ШИМ, полумостов инвертор,  $m_a=0,8$ ;  $m_f=15$

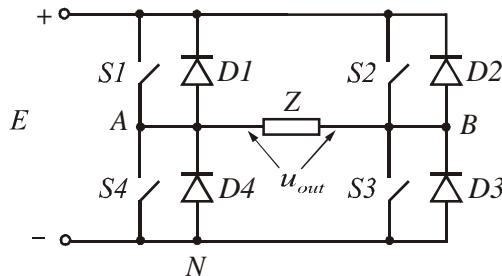
Амплитудата на първият хармоник на изходното напрежение  $U_{out,1}$  зависи линейно от амплитудното отношение на модулацията  $m_a$  за стойности  $m_a \leq 1$ . Тази област на работа:  $m_a \leq 1$  се нарича линейна област на регулиране (линеен режим на работа).

Когато честотното отношение на модулацията  $m_f$  е нечетно число, се постига наличието само на нечетни хармоники в спектъра на изходното напрежение. Следователно,  **$m_f$  трябва да е нечетно число при двуполярна ШИМ**.

Поради сравнително по-лесното филтриране на по-високите честоти (хармоники) се препоръчва използването на по-висока носеща честота  $f_{tri}$ . На практика честотата на комутация се избира по-голяма от 20 kHz за да се надхвърли допустимата лента на човешкото ухо.

### 9.6.3 Еднополярна синусодална ШИМ

За реализиране на еднополярна ШИМ се използва мостов инвертор, например показаният на фиг.9.19. На фиг.9.19 с  $A$  и  $B$  са означени средните точки на двете рамена на моста, а с  $N$  е означена точката, съответстваща на отрицателния извод на захранващото напрежение.

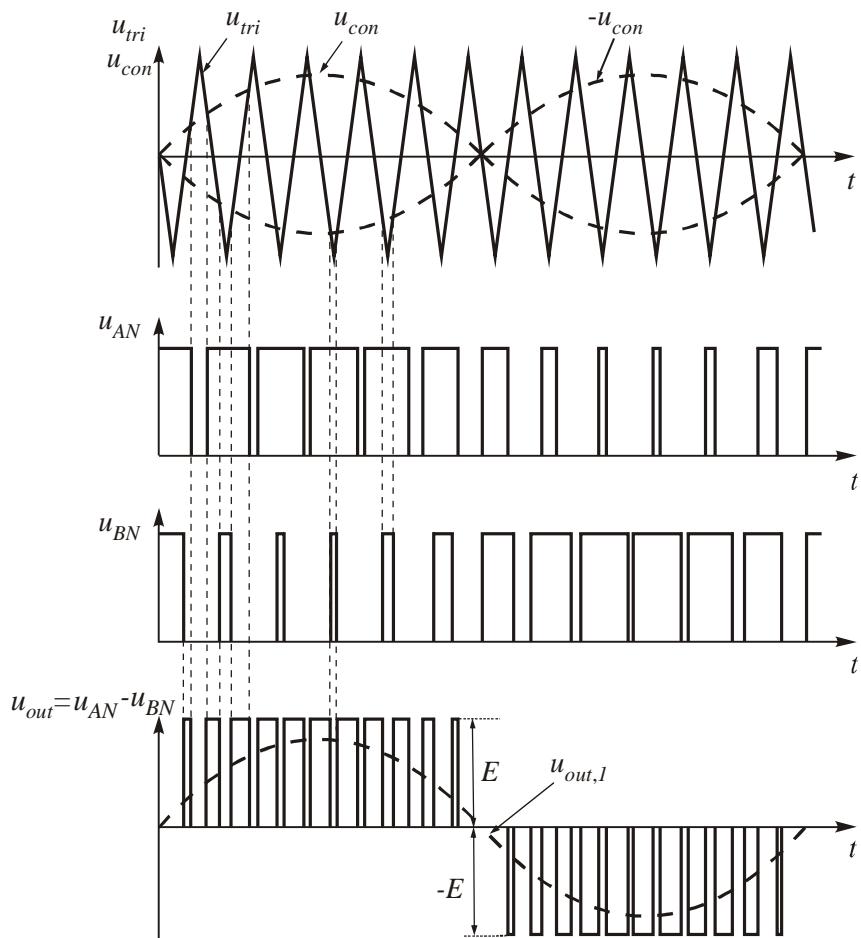


Фиг.9.19 Мостов инвертор на напрежение

При еднополярната ШИМ в рамките на един полупериод на изходната честота напрежението върху товара има само една полярност, т.е. сменя се от  $E$  до нула, или от  $-E$  до нула за следващия полупериод, фиг.9.20. Поради това тази ШИМ се нарича еднополярна ШИМ.

Сравнение между еднополярната и двуполярната ШИМ :

1. При еднополярната ШИМ висшите хармоники в спектъра на изходното напрежение са значително намалени. В резултат, филтрирането на изходното напрежение е значително облекчено.
2. Амплитудната стойност на основния хармоник на изходното напрежение за едни и същи стойности на  $m_a$  са еднакви и за двета вида модулация (при използване на мостови схеми).
3. При използването на мостова схема е възможна реализацията и на двета вида ШИМ – еднополярна и двуполярна ШИМ.



Фиг.9.20 Еднополярна ШИМ,  $m_a = 0,8$ ,  $m_f = 12$

4. Честотно отношение на модулацията  $m_f$  трябва да е нечетно число за двуполярната ШИМ (препоръчително е  $m_f > 15$ ,) и четно число за еднополярната ШИМ.

#### **9.6.4 Широко-импулсно регулиране**

При широко-импулсно регулиране (ШИР) на изхода на инвертора на напрежение има импулси с правоъгълна форма, като ширината на тези импулси се променя в рамките на полупериода. Най-често срещания случай е когато на всеки полупериод на изходното напрежение отговаря един импулс. Регулирането на изходното напрежение се постига чрез промяна ширината на импулсите. Формата на тока през товара зависи от характера му.

## ГЛАВА ДЕСЕТА

### СТАБИЛИЗATORI НА НАПРЕЖЕНИЕ И ТОК

#### 10.1. Общи сведения. Параметри и характеристики

Стабилизаторите са устройства, при които изходната величина (x) се променя в много малки граници при значително по-големи граници на изменение на входната величина (y) или друга дестабилизираща величина.

Коефициентът на стабилизация показва колко пъти относителното изменение на входната величина ( $\Delta x/x$ ) е по-голямо от относителното изменение на изходната величина ( $\Delta y/y$ ).

$$(10.1) \quad K_{ct} = \frac{\Delta x}{x} / \frac{\Delta y}{y} = \frac{\Delta x}{\Delta y} \cdot \frac{y}{x}$$

В зависимост от вида на изходната величина стабилизаторите биват: по напрежение и по ток. И двата класа стабилизатори могат да бъдат изпълнени за постоянно или за променливо напрежение или ток.

При стабилизаторите на постоянно напрежение изходната величина (y) е изходното напрежение  $U_d''$ , а входната величина (x) е входното напрежение  $U_d'$ .

Коефициентът на стабилизация по напрежение е:

$$(10.2) \quad k_{CT(U)} = \frac{\Delta U_d'}{U_d'} / \frac{\Delta U_d''}{U_d''} \quad \text{при } I_d = \text{const.}$$

Където  $U_d'$  и  $U_d''$  са номиналните стойности на входното и изходно напрежение;

$\Delta U_d'$ ,  $\Delta U_d''$  са изменението на входното и изходното напрежение при непроменени други дестабилизиращи фактори (изходен ток, температура на околното пространство, влажността на въздуха и др.)

В много случаи качеството на стабилизаторите се оценява не с коефициент на стабилизация, а с коефициент на нестабилност. Коефициентът на нестабилност представлява отношението на изменението на изходната към входната величина и винаги при стабилизаторите е по-малък от единица. В зависимост от вида на входната величина той е:

1. Коефициент на нестабилност по напрежение

$$(10.3) \quad \chi_{UU} = \frac{\Delta U_d''}{\Delta U_d} .$$

2. Коефициент на нестабилност на изходното напрежение по отношение изменението на изходния ток

$$(10.4) \quad \chi_{UI} = \frac{\Delta U_d''}{\Delta I_d} \quad [\text{mV/A}].$$

Зависимост (8.4) е на практика динамическо изходно съпротивление на стабилизатора.

3. Температурен коефициент на нестабилност

$$(10.5) \quad \chi_{Ut} = \frac{\Delta U_d''}{\Delta t^o} \quad [\text{mV/}^o\text{C}].$$

4. Честотен коефициент на нестабилност

$$(10.6) \quad \chi_{Uf} = \frac{\Delta U_d''}{\Delta f} \quad [\text{mV/Hz}].$$

Освен с посочените коефициенти на стабилност или на нестабилност стабилизаторите на напрежение се характеризират с обхват на изменяемата величина ( $U_d'$ ,  $I_d'$ ,  $t^o\text{C}$ ,  $f$  и др.) при което стабилизатора работи нормално и стабилизира, както при номинални стойности на работните параметри.

Описаните коефициенти се определят при изменение само на дифинирания променящ се параметър и се предполага, че другите параметри, които могат да се променят, не се променят. В действителност трудно може да се получи зависимостта на общия коефициент на стабилизация или нестабилност при едновременна промяна на всички дестабилизиращи фактори.

Често пъти броя на стабилизаторите в едно токозахранващо устройство е повече от броя на токоизправителите. Това прави стабилизаторите много използван блок в токозахранващите устройства и съществува голямо разнообразие от схемни реализации и е трудно да се направи точна класификация.

Стабилизаторите се класифицират в следните основни групи:

а/ параметрични – когато стабилизацията се осъществява за сметка на особена характеристика (параметър) на нелинеен елемент;

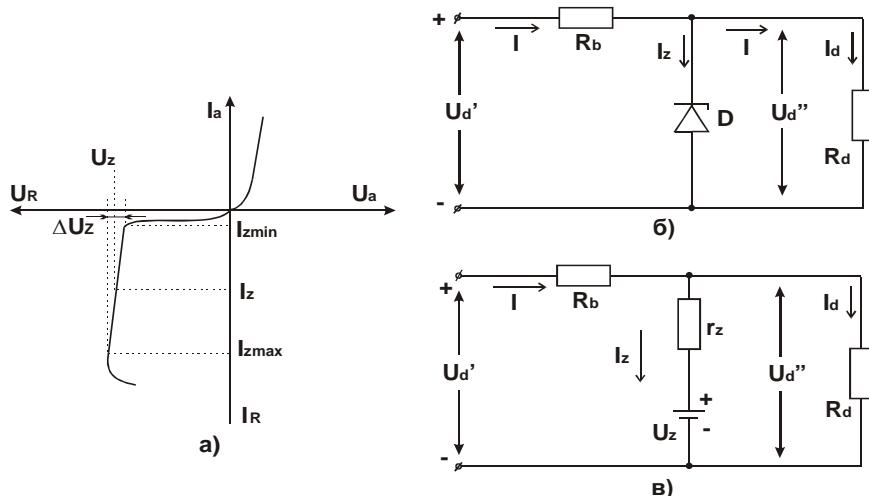
б/ компенсационни – компенсира се изменението на изходното напрежение, чрез автоматично изменение стойността на регулируемо активно съпротивление, включено последователно на товара.

Компенсационните стабилизатори, според принципът на работа на регулирация елемент, се делят на:

- а/ стабилизатори с непрекъснато (аналого) действие;
- б/ стабилизатори с ключово (импулсно) действие.

## 10.2 Параметрични стабилизатори на постоянно напрежение

Нелинейните елементи, чито особени характеристики се използват в параметрични стабилизатори на постоянно напрежение се наричат стабилитрони. Много широко приложение е намерил силициевият стабилитрон, който е полупроводников диод с особена характеристика в III квадрант и работи в обратната част на V-A си характеристика в режим на обратен лавинен пробив (фиг.10.1)



Фиг.10.1 Параметричен стабилизатор

Особеността на характеристиката се състои в участъка на изменение на обратния ток (III квадрант) при стойности на обратния ток от  $I_{zmin}$  до  $I_{zmax}$ , при които напрежението върху диода е почти постоянно ( $U_z$ ). Напрежението  $U_z$  се нарича напрежение на обратен лавинен пробив или напрежение на стабилизация. Обратният лавинен пробив се получава при наличие на минимален обратен ток ( $I_{zmin}$ ), а пробивът е обратим до стойност

на обратния ток  $I_{zmax}$ .

Диапазонът на изменение на обратния ток от  $I_{zmin}$  до  $I_{zmax}$  се нарича работен токов диапазон.

На фиг.10.1б е дадена принципната схема на едностъпален параметричен стабилизатор на постоянно напрежение. Стабилитронът (ценеровият диод) е свързан паралелно на товара с катода към положителната шина, а резисторът  $R_b$  е свързан последователно във веригата на захранващия източник и товара. Резисторът  $R_b$  се нарича баластно съпротивление и върху него пада излишното напрежение на захранващия източник.

$$(10.7) \quad U_{Rb} = U_d' - U_d''$$

Тъй като  $U_d'' = U_z$  следва, че в работния диапазон на тока  $I_{zmin}$  до  $I_{zmax}$  изменението на входното напрежение  $\Delta U_d'$  се компенсира със съответно изменение на напрежението върху  $R_b$  ( $\Delta U_{Rb}$ ). Напрежението върху баластното съпротивление се изменя при изменение на входното напрежение, защото се изменя стойността на тока през ценеровия диод така, че напрежението  $U_z = U_d''$  да остане непроменено.

Направеното обяснение се доказва от еквивалентната заместваща схема на параметричния стабилизатор (фиг.10.1в) при условие, че  $r_z$  (динамичното съпротивление на диода) е равно на нула. В действителност  $r_z$  има малка стойност в работния участък на стабилизация и тази стойност определя изменението на изходното напрежение:

$$(10.8) \quad U_d'' = U_z + \Delta U_z,$$

където  $\Delta U_z = r_z \Delta I_z$

От (10.8) може да се направи извод, че използването на параметричния стабилизатор с ценеров диод е приемливо при малки изменения на тока през него ( $I_z$ ), което се получава при маломощни товари (няколко mA), каквито са електронни схеми с малък брой активни компоненти.

Изменението на входното напрежение води до изменението на пада на напрежение върху всички последователно свързани към захранващия източник съпротивления.

$$(10.9) \quad \Delta U_d' = (\Delta I_z + \Delta I_d) R_b + \Delta U_d''$$

Като се има предвид, че  $\Delta I_z = \Delta U_d'' / r_z$  и  $\Delta I_d = \Delta U_d'' / R_d$  и се замести в (10.9) се получава:

$$(10.10) \quad \Delta U_d' = \left( \frac{\Delta U_d''}{r_z} + \frac{\Delta U_d''}{R_d} \right) R_b + \Delta U_d'' \approx \Delta U_d'' \left( \frac{R_b}{r_z} + \frac{R_b}{R_d} + 1 \right).$$

Тъй като нормално  $R_b \gg r_z$ ,  $R_b \approx R_d$  и (10.2) може да се запише:

$$(10.11) \quad k_U = \frac{\Delta U_d'}{\Delta U_d''} \cdot \frac{U_d'}{U_d''} \approx \frac{U_d'}{U_d''} \cdot \frac{R_b}{r_z}.$$

Очевидно е, че коефициентът на стабилизация е толкова по-голям, колкото динамичното съпротивление на ценеровия диод  $r_z$  е по-малко от товара. Това още веднъж показва добрите качества на параметричния стабилизатор при малките товари.

Изменението на изходния ток също влияе на стабилността на изходното напрежение, защото за да се запази изходното напрежение непроменено трябва всяко изменение на изходния ток да предизвика същото изменение на тока през ценеровия диод с обратен знак:

$$(10.12) \quad \Delta I_d = -\Delta I_z.$$

От (10.8)  $\Delta U_d'' = \Delta U_z = -\Delta I_z \cdot r_z = \Delta I_d \cdot r_z$  се вижда, че изменението на изходния ток изменя изходното напрежение.

Коефициентът на полезно действие е:

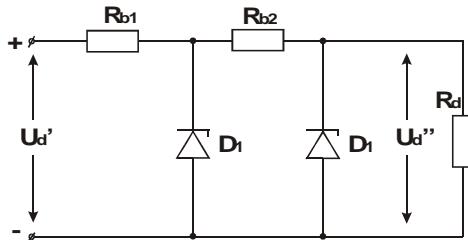
$$(10.13) \quad \eta = \frac{P_d}{P_i} = \frac{U_d I_d}{U_i (I_d + I_Z)} = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + (I_d + I_z)^2 R_b}.$$

От формула (10.11) се вижда, че коефициентът на стабилизация  $k_{ct}$  се повишава с повишаването на баластното съпротивление  $R_b$ . Повишаване на баластното съпротивление води до намаляване на коефициента на полезно действие  $\eta$  (10.13).

Стабилизаторът на напрежение, изпълнен по схема дадена на фиг.10.16 има коефициент на стабилизация 10-15 пъти.

За повишаване на коефициента на стабилизация  $k_{ct}$  на параметричния стабилизатор има няколко решения:

1. Като се изпълняват последователно свързване на 2 или повече стабилизатора (фиг.10.2)



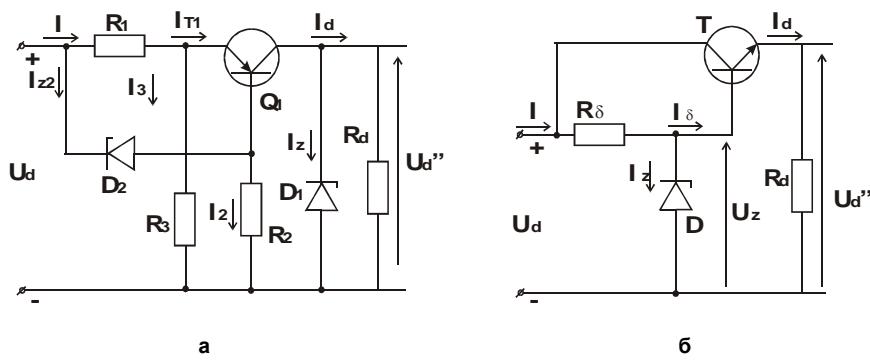
Фиг.10.2 Последователно свързани параметрични стабилизатори

Лесно може да се докаже, че общият коефициент на стабилизация е произведение от коефициента на стабилизация на двата стабилизатора.

$$(10.14) \quad k_{ct} = k_{ct1} \cdot k_{ct2} = \frac{U_d''}{U_d} \cdot \frac{R_{b1}}{r_{z1}} \cdot \frac{R_{b2}}{r_{z2}}$$

2. Като се използва динамично баластно съпротивление.

На фиг.10.3а е показана схема на параметричен стабилизатор при което последователно на баластното съпротивление е включен транзистор със стабилизирано напрежение между базата и емитера. При нарастващо входно напрежение  $U_d'$ , нараства пада на напрежение  $U_{CE}$ , а колекторният ток не се променя ( $I_C = I_Z + I_d = \text{const.}$ ), защото базовият ток също не се променя.

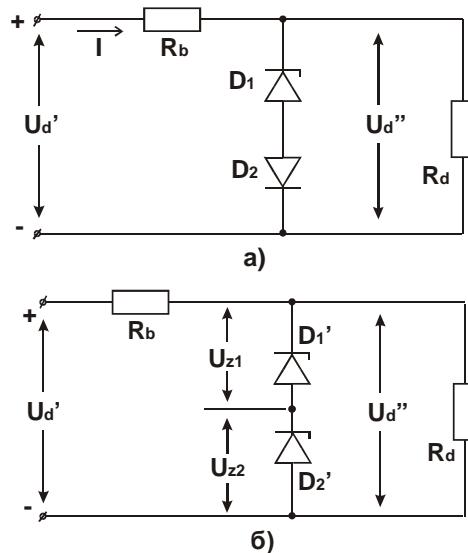


Фиг.10.3 Транзисторен параметричен стабилизатор

Коефициентът на стабилизация на схемата е произведението на коефициена на стабилизация  $k_{ct}$  на параметричния стабилизатор по коефициента на усилване на транзистора  $k'_{ct} = k_{ct} \cdot \beta$ , където  $\beta$  е коефициент на усилване на транзистора  $Q_1$ .

За разширяване на токовия обхват на параметричния стабилизатор се използва схема с буферен усилвател на ток (Фиг.10.3б). В този случай максималната стойност на изходния ток е  $I_{d,max} = \beta \cdot I_z$ .

Параметрите на силициевите стабилитрони се изменят от температурата. Това води до изменение на изходното напрежение и следователно до повишаване на нестабилността на схемата. Тази нестабилност зависи от температурния коефициент на нестабилност на стабилитрона (ТКН). При съвременните стабилитрони този коефициент се изменя в границите от  $0,06\%/\text{C}^\circ$  до  $+0,12\%/\text{C}^\circ$ , като в диапазона от 6 до 7V той е минимален. За компенсация на ТКН се включва последователно на стабилитрона обикновен диод с приблизително еднакъв и обратен по знак ТКН (фиг.10.4а). В някои типове стабилитрони такова включване е направено в корпуса на стабилитрона още при производството им.



Фиг.10.4 Подобрени схеми на параметрични стабилизатори

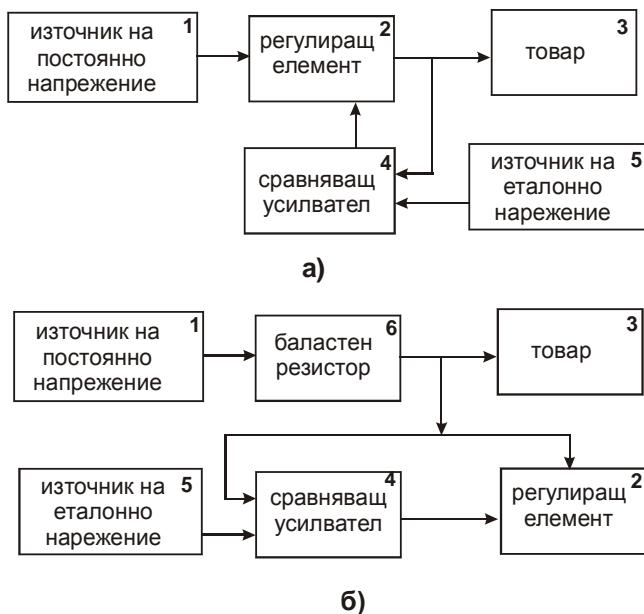
В някои случаи е необходимо да се стабилизира напрежение, което е по-високо от напрежението на стабилизация на наличните стабилитрони. В такъв случай се използват последователно включване на два или повече стабилитрони (фиг.10.4б), при което изходното напрежение се получава сума от напреженията на стабилизация на последователно свързаните стабилитрони ( $U_d'' = U_{z1} + U_{z2}$ ).

Освен като самостоятелен стабилизатор параметричният стабилизатор е съставна част в много по-сложни схеми.

### 10.3 Компенсационни стабилизатори на постоянно напрежение с непрекъснато действие

Компенсационните стабилизатори на постоянно напрежение представляват затворена система за автоматическо регулиране.

На фиг.10.5 са дадени блокови схеми на компенсационни стабилизатори на напрежение:



Фиг.10.5 Блокови схеми на компенсационни стабилизатори на напрежение

В зависимост от мястото на включване на регулиращия елемент по отношение на товара те биват:

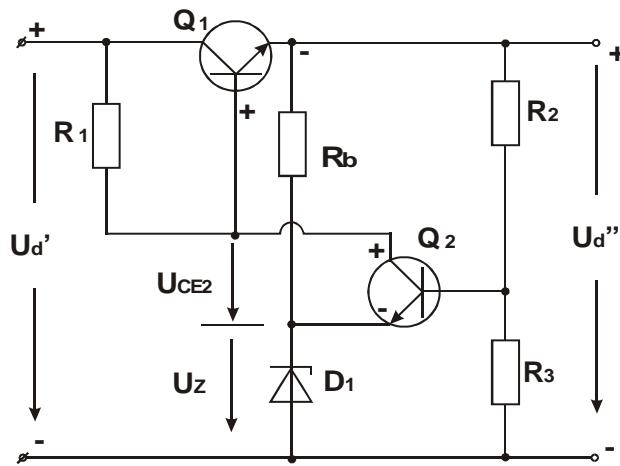
- а/ компенсационни стабилизатори от последователен тип (фиг.10.5а);
- б/ компенсационни стабилизатори от паралелен тип (фиг.10.5б).

За двете схеми блок 1 е източник на постоянно напрежение, който обикновенно е токоизправител или друг източник на постоянно напрежение. Блок 2 е регулиращия елемент, който се изпълнява обикновено от силов транзистор. Блок 3 е товарът – устройството, което изисква стабилизирано напрежение. Блок 4 е сравняващ (диференциален) усилвател. Той усилва непрекъснато разликата между изходното (или пропорционално на него напрежение) с еталонно (зададено) напрежение.

Полученото от изхода на сравняващия усилвател напрежение управлява състоянието на регулиращия транзистор, който по този начин изпълнява ролята на регулируем резистор. Блок 5 е източник на еталонно напрежение, който може да има най-различно изпълнение, но най-често е параметричен стабилизатор.

При последователния стабилизатор (фиг.10.5а) изменението на входното напрежение или товара се компенсира с изменение на напрежението върху регулиращия елемент (напрежението  $U_{ce}$ ), а при стабилизаторите от паралелен тип (фиг.10.5б) тази компенсация се получава като пад на напрежение върху баластния резистор (блок 6).

Най-елементарната схема на компенсационен стабилизатор от последователен тип е дадена на фиг.10.6.



Фиг.10.6 Компенсационен стабилизатор от последователен тип

Транзисторът  $Q_1$  е регулиращия елемент и работи по схема ОК. Транзисторът  $Q_2$  е сравняващ усилвател, който сравнява изходното напрежение

$$\text{жение } (U_{R2} = \frac{U_d''}{R_1 + R_2} \cdot R_2) \text{ с еталонното напрежение } U_z.$$

Еталонното напрежение се получава от параметричния стабилизатор, реализиран от резистора  $R_b$  и ценеровия диод  $D_1$ . Коефициентът на стабилизация на параметричния стабилизатор е много висок, защото режима на работа е облекчен.

Изходното напрежение се получава:

$$(10.15) \quad U_d'' = U_z + U_{ce2} - U_{be1}.$$

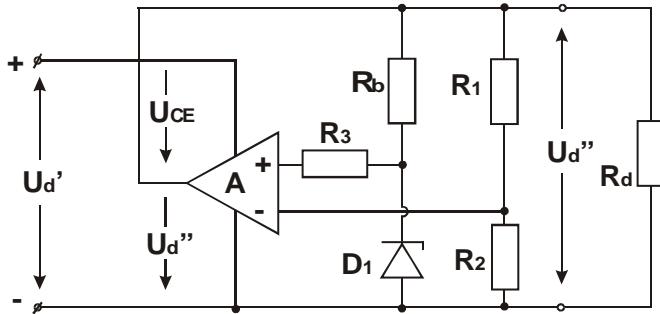
Двете съставни на изходното напрежение  $U_d''$  са константни величини, тъй като  $U_{be1} \approx 0,3$  v, а  $U_z$  е стабилизираното еталонно напрежение и стойността му се определя от типа на ценеровия диод. Напрежението  $U_{ce2}$  зависи от режима на работа на транзистора  $Q_2$  и се изменя така, че изходното напрежение да остава непроменено при наличие на дестабилизращи фактори. От друга страна изходното напрежение е:

$$(10.16) \quad U_d' = U_d'' - U_{ce1}.$$

Тази формула показва регулиращото (стабилизиращо) действие на транзистора  $Q_1$ . При нарастване по някаква причина на изходното напрежение  $U_d''$  нараства пропорционално напрежението на базата на втория транзистор  $Q_2$  ( $U_{R2}$ ), в следствие, на което транзистора  $Q_2$  се отпуска ( $\Delta U_{ce2} = \beta \Delta U_{be2}$ ). Това води до запушване на регулиращия транзистор  $Q_1$ , защото намалява стойността на базовото напрежение ( $U_{be1}$  става по-малко положително)

$$\Delta U_{be1} \approx \Delta U_{ce2} = \beta_2 \cdot \Delta U_d''.$$

Коефициентът на стабилизация на дадената схема зависи от начина на изменение на напрежението върху транзистор  $Q_1$  ( $\Delta U_{ce1}$ ), а то зависи от коефициента на усилване на втория транзистор ( $\beta_2 \cdot \Delta U_d''$ ). За да се повиши коефициента на стабилизация може да се използва многостъпален сравняващ усилвател или вместо транзисторен усилвател да се използва операционен диференциален усилвател (фиг.10.7).



Фиг.10.7 Компенсационен стабилизатор с операционен усилвател

Операционният усилвател (A) се състои от диференциален входен усилвател и изходен транзистор. Операционният усилвател има много голям коефициент на усилване. Източникът на еталонно напрежение (параметричен стабилизатор  $R_b, D_1$ ) осигурява на неинвертиращия вход стабилизирано напрежение  $U_z$ , а на инвертиращия вход се подава напрежение  $U_{R2}$ , което е пропорционално на изходното напрежение  $U_d''$

$$(U_{R2} = \frac{U_d''}{R_1 + R_2} \cdot R_2).$$

Усилената A пъти разлика между двете напрежение се подава на изходния транзистор на операционния усилвател и предизвиква изменение на изходното напрежение равно по големина и обратно по знак на изменението, предизвикано от дестабилизиращи фактори. В действителност:

$$(10.17) \quad U_d' + \Delta U_d' = U_{ce} + \Delta U_{ce} + U_d'' + \Delta U_d''.$$

Тъй като е необходимо  $\Delta U_d'' \ll \Delta U_d'$  следва,

$$\Delta U_d' \approx \Delta U_{ce} = A \cdot \Delta U_i = A \cdot \frac{U_d''}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

Коефициентът на стабилизация е:

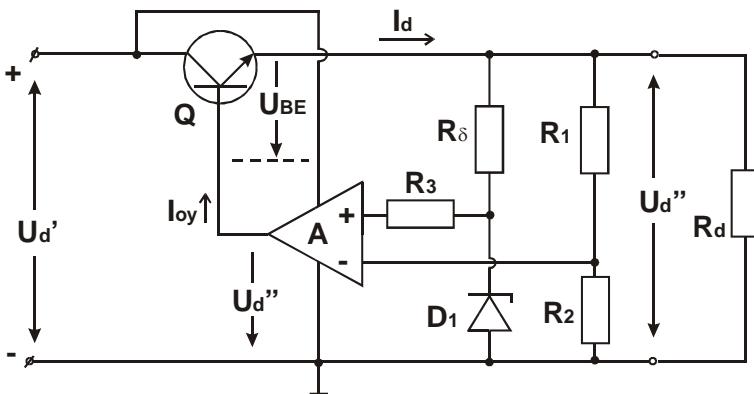
$$(10.18) \quad k_{ct} = \frac{\Delta U_d''}{\Delta U_d'} \cdot \frac{U_d''}{U_d'} = \frac{U_d''}{U_d'} \cdot A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Като се има в предвид, че  $\frac{U_d''}{U_d'} \approx 1$  и коефициента на усилване на операционния усилвател  $A$  е много по-голям от отношението

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ следва че, коефициентът на стабилизация } k_{ct} \approx A.$$

В някои случаи за подобряване на бързината на реакцията на ОУ или за температурна или друга стабилизация на коефициента на усилване от дестабилизиращи фактори се прави зависима ОOB от изхода на ОУ към инвертиращ вход.

Стойността на допустимия изходен ток на операционния усилвател в много случаи е недостатъчна за захранването на товара. В такива случаи към изхода на ОУ се включва усилвател на ток, който може да бъде един транзистор (фиг.10.8) или повече транзистори.



Фиг.10.8 Компенсационен стабилизатор с разширение по ток

Изходното напрежение при тази схема е:

$$(10.19) \quad U_d'' = U_{oy} - U_{be} \approx U_{oy}.$$

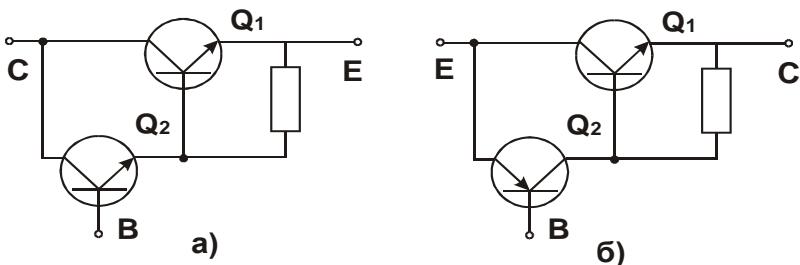
Транзисторът Q работи като емитерен повторител при което изходното напрежение е равно на напрежението на операционния усилвател ( $U_d'' = U_{oy}$ ). Токът през товара е емитерният ток на транзистора Q.

$$(10.20) \quad I_d = I_E = h_{21E} \cdot I_{oy},$$

където  $h_{21E}$  е статичният коефициент на усилване на транзистора Q.

Обикновено изходният ток на ОУ ( $I_{oy}$ ) не е повече от 10 mA, а силовите транзистори имат малък коефициент на усилване  $h_{21E} \approx 10$  до 20.

Тази особеност ограничава стойността на изходния ток на стабилизатора по схема 10.8. За увеличаване на коефициента на усилване и чрез него стойността на изходния ток се използват съставни транзистори. Те могат да бъдат фабрично разработени в един корпус (2T7066, 2T7067, TIP 122N, TIP 147P и др.) или реализирани от два и повече транзистори по схеми от фиг.10.9



Фиг.10.9 Съставни транзистори

Първата схема (фиг.10.9а) е реализирана от транзистори с едноименна проводимост (само от прп или само от прр). Тази конфигурация е известна под наименованието схема Дарлингтон. Тя се характеризира с:

**a/ голям коефициент на усилване по ток**, равен на произведението на коефициентите на усилване по ток на двета транзистора

$$(10.21) \quad h_{21E} = h_{21EQ_1} \cdot h_{21EQ_2};$$

## **б/ голямо входно съпротивление**

$$(10.22) \quad h_{11E} = h_{11EQ2} + h_{11EQ1} \cdot h_{11EQ2};$$

## **в/ малко напрежение на насищане**

$$(10.23) \quad U_{ce,h} = U_{ce,hQ2} + U_{beQ1}.$$

Схемата се характеризира с коефициент на усилване около 600 до 1000, който може да бъде увеличен ако се свържат по същия начин още транзистори.

Втората схема на съставен транзистор (фиг.10.9б) е реализирана от транзистори с разноименна проводимост (pnp с pnp или обратно) и се нарича схема с допълнителна симетрия. При тази схема също съгласно посочената последователност могат да се свържат повече от два транзистора, редувайки се с разноименна проводимост. Тъй като силовите изводи (колектор, емитер) са на най-мощния транзистор  $Q_1$ , той определя типа на проводимост на съставния транзистор. Както и в предната схема базовия извод на съставния транзистор съвпада с базата на най-маломощния транзистор. Тази схема се характеризира с:

а/ голям коефициент на усилване, равен на произведението на статичните коефициенти на усилването по ток на всички транзистори

$$(10.24) \quad h_{21E} = h_{21EQ1} \cdot h_{21EQ2} \dots;$$

б/ малко входно съпротивление, равно на входното съпротивление на най-мощния транзистор.

В случая:

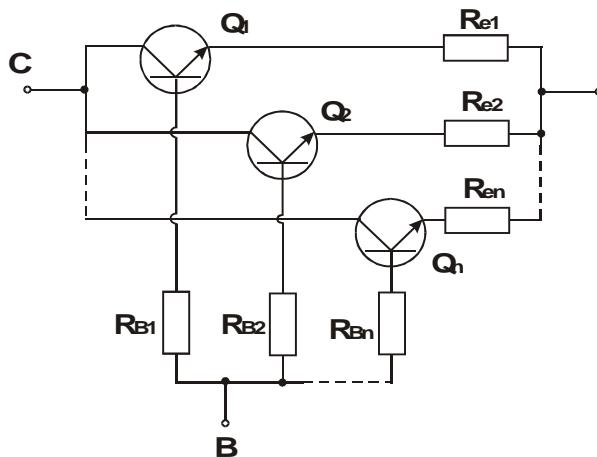
$$(10.25) \quad h_{11E} = h_{11EQ2}.$$

## **в/ ниско напрежение на насищане**

$$(10.26) \quad U_{ce,h} = U_{ce,hQ2} + U_{beQ1}.$$

Увеличаването на броя на транзисторите не увеличава напрежението на насищане, което е предимство пред схема Дарлингтон. Друго предимство на тази схема пред схема Дарлингтон е малкото входно съпротивление, независимо от броя на транзисторите.

Използването на един мощен транзистор не винаги решава въпроса за необходимия товарен ток. В редица случаи тоът в товара е по-голям от допустимия колекторен ток на транзисторите с които се разполага. В такива случаи се налага паралелно свързване на два или повече мощни транзистори (фиг.10.10).



Фиг.10.10 Паралелно свързване на транзистори

Транзисторите  $Q_1, Q_2 \dots Q_n$  се подбират от един и същи тип и трябва да имат приблизително еднакви коефициенти на усилване по ток. Общия ток в товара в случая е:

$$(10.27) \quad I_E = I_{EQ1} + I_{EQ2} + \dots + I_{Eqn}.$$

Транзистори с абсолютно еднакви параметри особено в различни корпуси няма, затова за изравняване на токовете в емитерите на отделните транзистори се поставят малки изравнителни резистори ( $R_e$ ), които създават допълнителна отрицателна обратна връзка (ООВ) по ток.

Емитерното съпротивление се избира с малка стойност, заради загубната мощност в тях ( $P_{Re} = I_e^2 \cdot R_e$ ). Падът на напрежение върху емитерното съпротивление обикновенно е в границите от 0,3 до 0,6 V, което определя техния избор.

$$(10.28) \quad R_e \approx \frac{0,4 \div 0,8}{I_e} (\Omega),$$

където  $I_e$  е работния ток на единия транзистор.

Резисторите в базовите вериги ( $R_B$ ) се поставят за да изравнят входните съпротивления на отделните паралелно свързани транзистори. Тези резистори намаляват условията за самовъзбуждане на схемата, но в същото време увеличават напрежението на насищане на силовите транзистори, което увеличава управляващата им мощност. Като се има предвид, че  $R_e$  също увеличава входното съпротивление на силовия транзистор следва за  $R_B$  да се избира възможно най-малки стойности. Изборът на броя на паралелно свързаните транзистори се определя от:

- а/ стойността на тока в товара;
- б/ допустимия емитерен ток на управляващия транзистор;
- в/ конструктивно-технологични съображения на монтажа.

За да работят паралелно силовите транзистори е необходимо да се управляват от един (обикновен или съставен) транзистор. Неговият емитерен ток ще е сума от базовите токове на паралелно работещите транзистори.

$$(10.29) \quad I_{e1} = I_{b1} + I_{b2} + \dots + I_{bqn}.$$

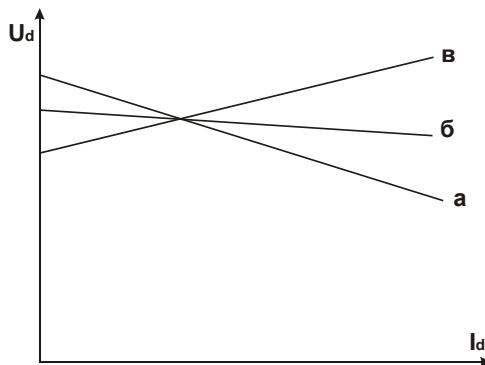
Като се отчете, че базовите токове на мощните транзистори не са малки, защото те имат малък коефициент на усилване по ток (<20), следва, че включването на повече от 10 паралелно свързани транзистора създава проблеми.

В описаните схеми на стабилизатори съществува зависимост на изходното напрежение от изходния ток, която се дължи на наличието на някакво вътрешно съпротивление на стабилизатора. При подбрани стойности на елементите на диференциалния усилвател и еталонното напрежение се получава стабилизирано изходно напрежение при значително изменение на входното напрежение и минимално изменение на изходния ток. При значително изменение на изходния ток ( $I_d$ ) изходно напрежение ще се изменя съгласно зависимост (10.30):

$$(10.30) \quad U_d'' = U_d' - U_{ce} - I_d R_i,$$

където  $R_i$  е вътрешното съпротивление на захранващия източник и други неотчетени съпротивления по пътя на изходния ток.

Външната характеристика на стабилизатора, съгласно (10.30), има падащ характер (фиг.10.11-а).



Фиг.10.11 Външна характеристика

За да се получи стабилна външна характеристика (10.11-б) е необходимо да се компенсира пада на напрежение върху вътрешното съпротивление  $\Delta U_i = I_d \cdot R_i$  защото само този член от (10.30) зависи от товарния ток.

Ако се получи преконпенсиране е възможно да се получи повишаваща външна характеристика (10.11в).

Реализирането на криви б и в на фиг.10.11 се получава като се добави положителна обратна връзка (ПОВ) към диференциалния усилвател.

Тогава диференциалното напрежение на входа на операционния усил-

$$\text{вател A е: } U_{A(+,-)} = U_{\text{ет.}} + I_d \cdot R_3 - \frac{U_d}{R_1 + R_2} \cdot R_2 .$$

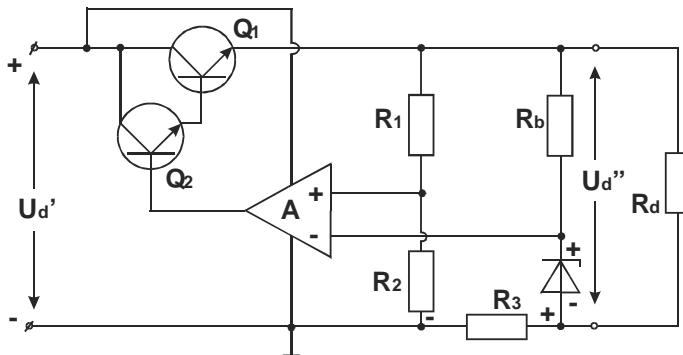
А формула 10.30 добива вида:

$$(10.31) \quad U_d'' = U_d' - U_{ce} - I_d \cdot R_i + \Delta U_i ,$$

където  $\Delta U_i \geq I_d \cdot R_i$

На фиг.10.12 е показана схема на стабилизатор с положителна обрат-

на връзка за да намали влиянието на вътрешното му съпротивление.



Фиг.10.12 Компенсационен стабилизатор с положителна обратна връзка

Компенсирането на пада на напрежение върху вътрешното съпротивление на стабилизатора се получава от пада на напрежение върху допълнително съпротивление  $R_3$ , който е пропорционален на изходния ток ( $I_d$ ).

Тъй като  $U_d'' \approx U_{oy}$  (10.19), следва:

$$(10.32) \quad \Delta U_i = A \cdot I_d \cdot R_3 .$$

За получаване на твърда характеристика (фиг.8.11б) е необходимо:

$$(10.33) \quad I_d \cdot R_i = A \cdot I_d \cdot R_3 \text{ или } R_3 = R_i / A .$$

За получаване на повишаваща се изходна характеристика (фиг.10.11в) формула (10.33) добива вида:  $I_d \cdot R_i > A \cdot I_d \cdot R_3$  или  $R_3 > R_i / A$ .

Тъй като е трудно да се определи точната стойност на вътрешното съпротивление на стабилизатора  $R_i$  и коефициента му на усилване  $A$ , обикновенно  $R_3$  се избира експериментално донастройващ се потенциометър.

#### 10.4 Защита на транзисторни стабилизатори по ток и напрежение

Транзисторните стабилизатори на ток и напрежение са сложни електронни устройства, а в повечето случаи те захранват още по-сложни и по-скъпи електронни устройства. Това налага да се търсят пътища за тяхната защита и по този начин да се защитава захранваната електронна техника при аварийни ситуации.

Задачата на защитата е да регистрира започналата аварийна ситуация и да изключи захранването преди токовете или напреженията да добият недопустими стойности за елементите на захранваната електронна техника.

Аварийните ситуации в компенсационните стабилизатори могат да бъдат:

а/ режим на пълно или частично късо съединение в товара.

Токът през стабилизатора нараства няколкократно и ако няма защита на стабилизатора се пробива регулиращия транзистор и подава високо напрежение върху товара, което е много опасно за него;

б/ при дефектиране на схемата за управление на регулиращия елемент на стабилизатора;

в/ при повишаване на температурата над допустимата и др.

За да се предпазят стабилизаторите по напрежение от токово претоварване се използват два вида защиты:

- защити с общо предназначение;
- електронни защиты.

Важни характеристики на защитите са:

- защитавана стойност на тока;
- допустимо напрежение на защитата;
- време на изключване;
- грешка на измервания ток.

#### **10.4.1. Защити с общо предназначение**

##### **a/ Стопяеми предпазители**

Стопяемите предпазители представляват калибрована за определен ток на разтапяне жичка, поставена в подходящ корпус.

Предпазителят се включва последователно в силовата верига на стабилизатора и прекъсва веригата при определен максимален ток, чрез прегаряне на жичката.

В зависимост от времето на прекъсване на веригата, считано от началото на токовото претоварване (началото на аварийната ситуация) до момента на прегарянето на жичката стопяемите предпазители биват:

- а/ бавнодействащи - 20 - 50 ms;
- б/ нормални - 2 - 20 ms;
- в/ бързи - < 2 ms.

Бързодействащите стопяеми предпазители се използват за индувидуална защита на мощни електронни прибори (транзистори, диоди, тиристори).

Неудобство на стопяемите предпазители е, че не могат автоматично да се възстановяват. Бързодействащите предпазители са с висока себестойност.

Бавнодействащите и нормалните предпазители не се използват за защита на полупроводникови прибори, защото често те прегарят (прекъсват веригата) след като дефектира регулиращия транзистор.

### **6/ Автоматични предпазители (автомати)**

Това са електромеханични апарати, които прекъсват електрическата верига при претоварване по ток.

Автоматите с общо предназначение обикновенно са бавни и с малка точност на прага на задействане. Използват се обикновено за защита на електродвигатели и други не много чувствителни към краткотрайни претоварвания по ток електротехнически устройства.

Има автоматични предпазители с високо качество. Те се използват в силовата електроника, защото са бързодействащи и с по-голяма точност на задействане по ток, но имат по висока себестойност.

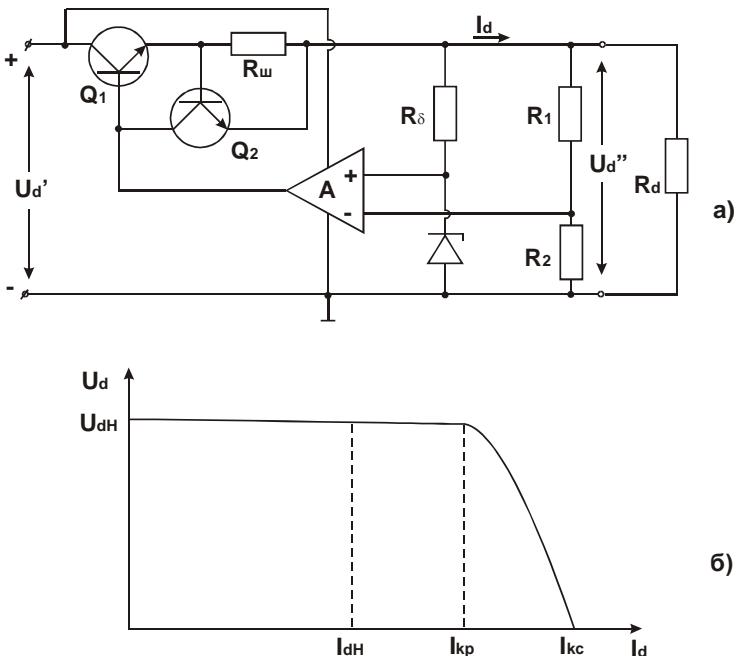
**в/ релейни защити** – това са обикновено електронен датчик на ток и електромеханично реле (контактор), който разкъсва електрическата верига при авария. Намират приложение в силовите електронни системи, като проблемите са свързани с бързодействието при изключване и гасенето на дъгата в контактите при работа на реактивен товар. Недостатък на тези защити е наличието на подвижни части, които по някога вибрират и създават сериозни проблеми на захранваната техника.

#### **10.4.2. Електронни защити от претоварване по ток**

Важна характеристика на транзисторните стабилизатори е, че регулиращият елемент е изпълнен с управляем вентил. Това дава възможност чрез веригата за управление да се защитава схемата при аварийни ситуации.

Задължителни елементи на защитата от претоварване по ток са: измервател на ток, сравняващ усилвател и блок за управление на регулиращия транзистор или силов ключ.

На фиг.10.13а е показан стабилизатор на напрежение със защита по ток.



Фиг.10.13 Компенсационен стабилизатор със защита по ток

Заштитата по ток се състои от измервател на товарния ток  $R_w$ , сравняващия елемент е нелинейният участък на прехода база - емитер на транзистора  $Q_2$ , а блокът за управление на регулиращия транзистор е съпротивлението на прехода емитер-колектор на транзистор  $Q_2$ .

Принципът на действие на схемата за защита е следният - при нормален режим на работа пада на напрежение върху резистора  $R_w$  е малък, транзистора  $Q_2$  е запущен и не влияе върху работата на схемата. При аварийно нарастване на тока пада на напрежение върху резистора  $R_w$  нараства, което води до започване на процес на отпускане на транзистора  $Q_2$  и до запушване на транзистор  $Q_1$ . При пълно късо съединение в товара ( $R_d = 0$ ) транзистора  $Q_1$  се запушва така, че ограничава тока при късното съединение ( $I_{kc}$ ) до допустима стойност за силовия транзистор.

При стабилизатори със силициеви биполярни транзистори измерва-

телния резистор  $R_{\text{ш}}$  се определя по формулата:

$$(10.34) \quad R_{\text{ш}} = \frac{0.6}{I_{\text{кс}}} ,$$

където 0,6 V е необходимото базово напрежение за напълно отпушване на транзистора  $Q_2$ . При използването на мястото на  $Q_2$  друг вид транзистор константата 0,6 може да има друга стойност.

При тази защита стабилизаторът работи при три характерни стойности на товарния ток:

1/ Номинален ток - максимална стойност на тока при която стабилизатора работи продължително време без опасност от повреда;

2/ Критичен ток - ток при който се отчита началото на аварийния режим;

3 Ток на късо съединение - ток при  $R_d=0$  и  $U_d=0$ .

Токът на късо съединение се избира в границите от 1,2 до 2 от номиналния ток и зависи от регулиращия транзистор и режимът му на работа.

В режим на защита при к.с. в товара почти цялото входно напрежение пада върху транзистора, а загубните мощности, които се разсейват в силовия транзистор и измервателния резистор  $R_{\text{ш}}$  са:

$$(10.35) \quad P_{CQ1} \approx U_d \cdot I_{\text{кс}} ;$$

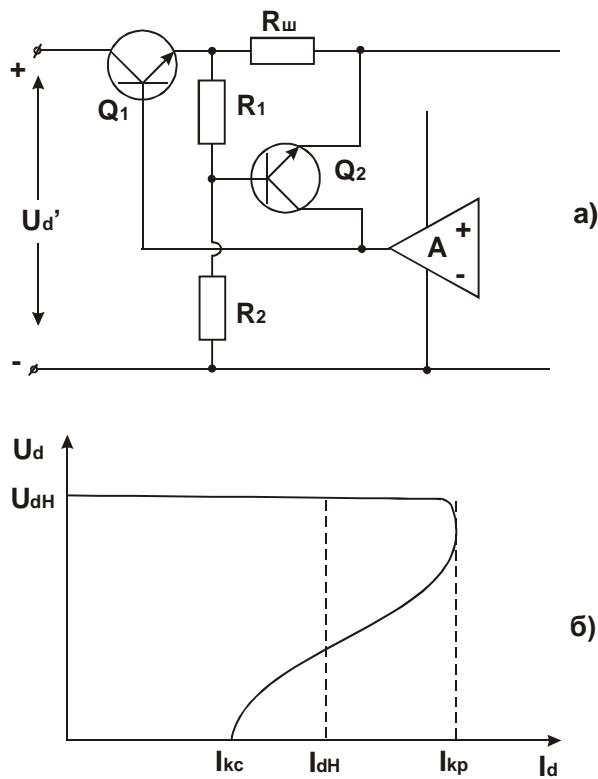
$$(10.36) \quad P_{R_{\text{ш}}} = I_{\text{кс}}^2 \cdot R_{\text{ш}} .$$

Тези загубни мощности трябва да се имат в предвид, когато се избират съответните елементи.

В редица случаи работата на срабилизатора в режим на к.с. е продължителна, докато не се констатира от оператора и не се изключи захранването на стабилизатора.

Големите загуби в транзистора изискват презапасяване на регулиращия транзистор по мощност, което е особено неефективно при по-мощните стабилизатори.

По-добро решение в такива случаи е електронната защита от претоварване по ток, при която токът на късо съединение ( $I_{\text{кс}}$ ) е по-малък от работния ток (фиг.10.14а).



**Фиг.10.14** Компенсационен стабилизатор със защита по ток

На фиг.10.14а е дадена част от схема на транзисторен стабилизатор на напрежение, касаеща само веригата на защита. Допълнително към схемата със защита от фиг.10.13а са включени два резистора ( $R_1$  и  $R_2$ ), които определят релейното изменение на действието на схемата.

При нормален ток ( $I_d < I_{kp}$ ) напрежението между базата и емитера на транзистора  $Q_2$  е малко и той е запущен, при което защитата не е задействана и стабилизатора работи нормално.

Напрежението което определя режима на работа на транзистора  $Q_2$  е:

$$(10.37) \quad U_{BEQ_2} = U_{R_{\text{ш}}} - U_{R_1} = I_d \cdot R_{\text{ш}} - \frac{U_d''}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

Напрежението между базата и емитера на транзистора  $Q_2$  нараства, когато нарастват товарният ток ( $I_d$ ), защото нараства напрежението върху резистора ( $R_{\text{ш}}$ ). Това води до отпускането на транзистора  $Q_2$  и респективно до запушването на транзистора  $Q_1$  и намаляване на изходното напрежение  $U_d''$ . При късо съединение в товара изходното напрежение става равно на нула, което още повече отпуска транзистора  $Q_2$  ( $U_{R_1} = 0$ ) и поддържа настеното му състояние при по-малък ток от работния (фиг. 10.14.6). Поради по-малката стойност на тока на късо съединение от работния ток загубната мощност върху силовия транзистор  $Q_1$  може да е по-малка от загубната му мощност при нормален работен режим.

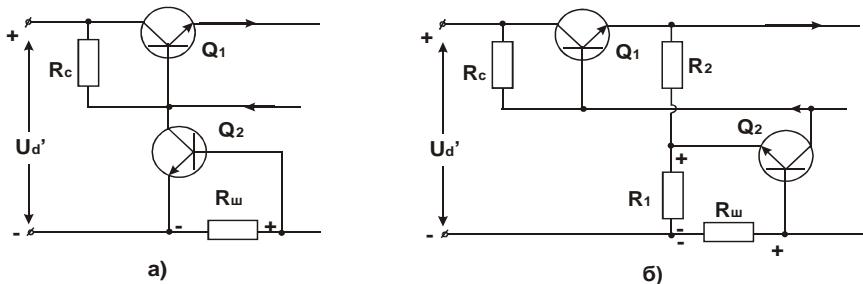
$$(10.38) \quad P_{c.k.c} < P_{c.h},$$

$$\text{където } P_{c.k.c} = P_{c.h} \cdot I_{k.c}; \quad P_{c.h} = (U_d' - U_d'') \cdot I_{d.h}.$$

Възстановяването на работния режим на схемата се получава автоматично след премахване на причината за действието на защитата (к.с. в товара).

Включването на измервателния резистор ( $R_c$ ) не е задължително да бъде точно след силовия транзистор.

На фиг. 10.15.а е показана схема при която резистор ( $R_{\text{ш}}$ ) е включен между товара и захранващия източник. Схемата има външна характеристика, която е показана на фиг. 10.13.б.



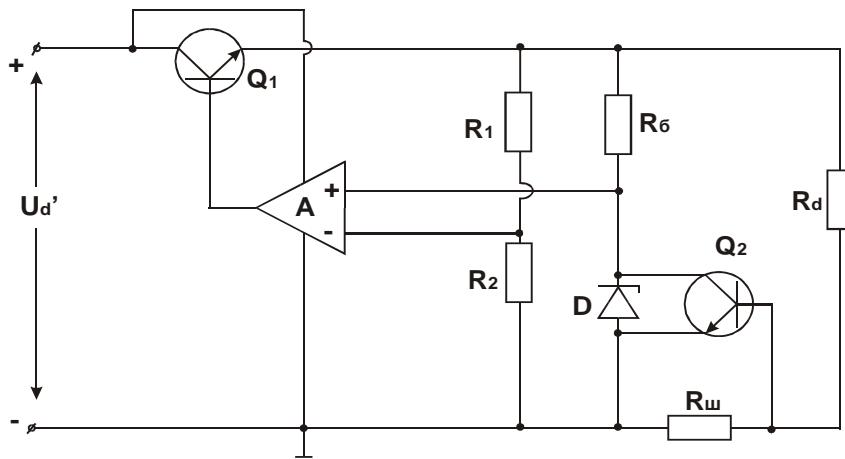
Фиг.10.15 Схеми със защита по ток

Резисторът  $R_o$  осигурява колекторния ток на транзистора  $Q_2$ , когато изходното напрежение се нулира. Принципът на действие е същия, както на схемата от фиг.10.13а.

По-добри технически показатели има схемата от фиг.10.15.б, която има външна характеристика, както на схемата от фиг.10.14.а. При  $U_d = U_{d,h}$  върху резистора  $R_s$  се получава запушващо за транзистора  $Q_2$  напрежение ( $U_{BEQ2} = U_{Rw} - U_{R1}$ ), което изисква по-голям товарен ток за отпускането на транзистора  $Q_2$ . Когато изходното напрежение намалее или се нулира е необходим по-малък ток през резистор  $R_w$  за да се поддържа отпущен транзистора  $Q_2$  и респективно запущен транзистора  $Q_1$ .

Напълно релейно действие би имала схемата от фиг.10.15 ако транзистора  $Q_2$  се замени с електромеханично реле или тиристор.

Зашита по ток може да се реализира ако релейния елемент (транзистора  $Q_2$ ) въздейства на управляващата регулираща елемент схема. За компенсационния стабилизатор от фиг.10.16 това е диференциалния усилвател.



Фиг.10.16 Схема със защита по ток в управляващата схема

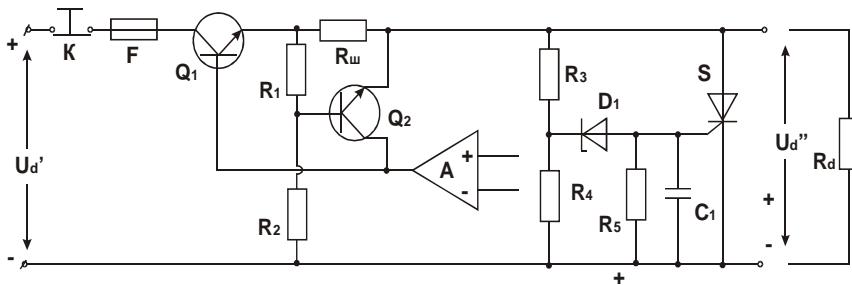
При нарастване на тока в товара, респективно в  $R_w$ , се отпуска транзистора  $Q_2$ . Това води до намаляване на еталонното напрежение, намаляване на изходното напрежение на оперционния усилвател А и запускане на транзистора  $Q_1$ .

### 10.4.3. Електронни защити от пренапрежение

Пренапрежения или напрежения с недопустими високи стойности могат да се получат на входа на стабилизатора или на входа на товара т.е. на изхода на стабилизатора. Много рядко може да се получи пренапрежение на входа, затова такава защита не се прави. Ако все пак се налага да се прави, необходимо е паралелно на силовия транзистор да се включи ограничител на напрежение под допустимото напрежение за силовия транзистор и когато ограничителя пробие се задейства веднага защитата по напрежение на изхода.

Пренапрежение на изхода на стабилизатора се получава обикновено при аварийна ситуация на силовия транзистор или неговото управление. Проблемът се състои в това, че върху товара се получава недопустимо високо напрежение, което ще повреди захранвания електронен прибор (примерно дългачка за компютър). Следователно това е защита за товара. Трябва да се има в предвид, че в повечето случаи товарът е по-скъп от целия захранващ блок.

Най-популярният тип защити в такива случаи е даване на късо изхода на стабилизатора, като по такъв начин се осигурява много бързо нулево напрежение върху товара и задействане на токовата защита на стабилизатора. На фиг.10.17 е дадена непълна схема на стабилизатор на напрежение с една защита по напрежение и две защити по ток.



Фиг.10.17 Схеми със защита понапрежение

Резисторите  $R_3$ ,  $R_4$ , диода  $D_1$  и тиристора  $S$  осигуряват защита от пренапрежение. При достигане на напрежението  $U_d''$  до защититата величина се изравнява напрежението върху резистора  $R_4$  ( $U_{R_4} = \frac{U_d}{R_3 + R_4} \cdot R_4$ ) с пробивното напрежение на стабилитрона  $D_1$  и в

следващия момент се отпушва тиристора S, който дава на късо изходната верига. Токът през силовия транзистор нараства бързо и задейства максималнотоковата защита чрез резистора  $R_5$  и транзистора  $Q_2$ . В случай, че тази защита не сработи изгаря стопялемия предпазител F, който е избран така, че да прекъсне токовата верига преди да изгори тиристора S ( $I_{F,\text{доп}} < I_{S,\text{доп}}$ ). Резисторът  $R_5$  и кондензаторът  $C_1$  се поставят за да предпазват тиристора S от грешни включвания. Възстановяването работата на схемата става след намеса на оператор и изключване на стабилизатора от захранването (примерно чрез ключа K) или възстановяване на предпазителя F, ако той е прекъснал. Тиристорът S се запушва отново само ако се изключи захранването и тока през него се нулира.

#### 10.4.4 Компенсационни стабилизатори с интегрални схеми

Развитието на микроелектрониката позволи разгледаните до тук схеми на компенсационни стабилизатори на напрежение да бъдат реализирани в един корпус. Това са интегралните стабилизатори. Те се реализират на базата на операционни усилватели и се делят на две големи групи – универсални и специални.

Специализираните стабилизатори обикновенно са за едно стабилизирано напрежение и имат три извода, поради което се наричат още триизводни. Те се изпълняват за положително входно и изходно напрежение ( $\mu A7800$ , LM100, LM200, L005 и др) и за отрицателни входно и изходно напрежение ( $\mu A7900$ , LM104, LM204, и др).

Универсалните стабилизатори са с повече изводи и с допълнителни елементи към тях, което дава възможност за по-голям избор на стабилизирано изходно напрежение. От универсалните стабилизатори най-широко разпространение са получили  $\mu A723$ , NE/SE550, K142EH1/2 и др.

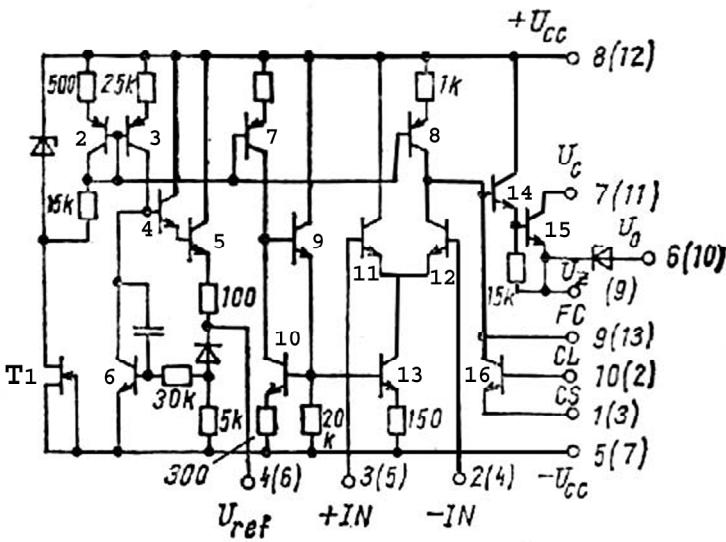
Най-широко разпространение у нас е получила специализираната схема  $\mu A723$ .

##### 10.4.4.1 Стабилизатори на напрежение с интегрална схема $\mu A723$

Аналог на тази схема е произведената у нас схема 1РН723. Производство на други фирми са LM723, SN72723 и др.

Интегралната схема  $\mu A723$  се произвежда в кръгъл корпус (TO-100) с 10 извода и плосък пластмасов корпус DIL с 14 извода.

Пълната принципна схема на  $\mu A723$  е показана на фиг.10.18.



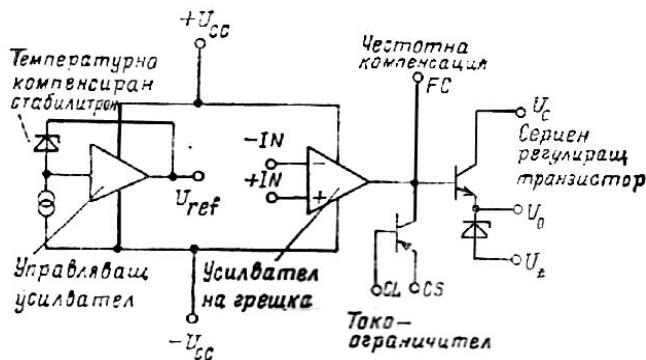
Фиг.10.18 Принципна схема на  $\mu$ A723

Схемата се състои от 15 транзистора, 16 резистора, 3 диода и един кондензатор. Регулиращият елемент на стабилизатора е съставния транзистор  $T_{14}$ ,  $T_{15}$ , диференциалния усилвател е изпълнен с транзистори  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ . Транзисторът  $T_8$  е динамичен товар на транзистора  $T_{12}$ . Транзисторите  $T_1$ ,  $T_3$ ,  $T_7$ ,  $T_8$  са стабилизатори на ток. Параметричният стабилизатор за еталонно напрежение е изпълнен от полевия транзистор  $T_1$  (изпълнява ролята на баластно съпротивление) и стабилитрона  $D_1$ . Еталонното напрежение на стабилитрона  $D_1$  се подава на стабилизаторите на ток  $T_3$ ,  $T_7$ ,  $T_8$ . Компенсационният стабилизатор  $T_9$  и  $T_{10}$  подава еталонно напрежение на транзистор  $T_{13}$  от диференциалния усилвател.

Еталонно напрежение, което се извежда на изход, се получава от параметричен стабилизатор, реализиран със стабилитрон  $D_2$ , захранван от транзисторите  $T_4$  и  $T_5$ . Техническите параметри на стабилизатора са:  $U_{et} = 7,1V$  и ток на стабилизация  $I_z = 100 \mu A$ . Чрез транзистора  $T_6$  се постига термокомпенсация на стабилизатора  $D_2$ .

Транзисторът  $T_{16}$  се използва за токова защита на схемата. Номерацията на схемата без скоби се отнася за DIL корпус с 14 извода, а означенията в скоби се отнася за кръгъл корпус (TOO-100).

Опростен вариант на принципна схема на ИС723 е дадена на фиг.10.19.



Фиг.10.19 Опростен вариант на принципна схема на ИС723

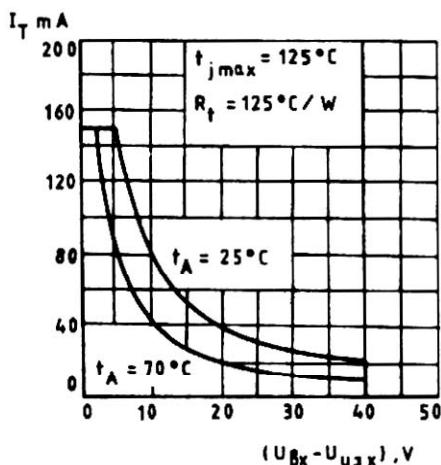
Елементите  $T_8$ ,  $T_{13}$ ,  $D_1$ ,  $R$  и  $I_1$  представляват източника на опорно напрежение и е в границите  $6,8 \div 7,5$  V. Източниците  $I_2$ ,  $I_3$  и транзисторите  $T_{10}$  и  $T_1$  образуват диференциалния усилвател на разликата между опорното и изходното напрежение. Транзисторът  $T_{15}$  е регулиращ, транзистор  $T_{16}$  е за защита по ток.

Границо-допустимите параметри на схема μA723 са:

Таблица 10.1			
Входно напрежение	$U_{i,max}$	40 V	$U_{i,min}$
Разлика между входното и изходното напрежение	$DU_{max}$	38 V	$U_{min}$
Изходен ток	$I_{d,max}$	150 mA	
Консумирана мощност	$P_{d,max}$		
— за металостъклен корпус		500 mW	
— за пласмасов корпус		800 mW	
Работен температурен обхват		$t_{amb}$	
— за 1РН723		-55 до 155 °C	
— за 1РН723С		0 до 70°C	

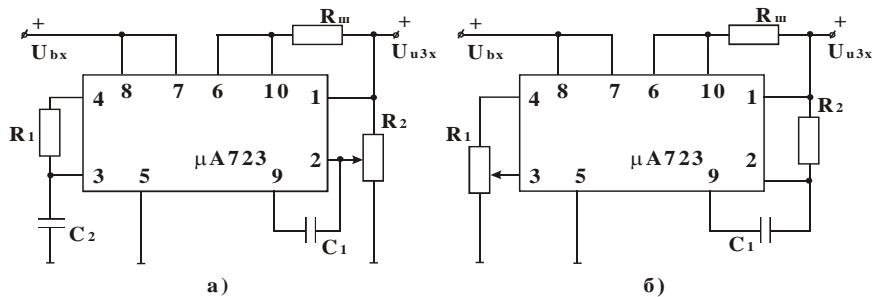
Дадените в таблицата параметри са валидни за работа на схемата при температура на околната среда  $25^{\circ}\text{C}$ . Трябва да се отбележи, че при други условия на работа (повишена околнна температура) е необходимо да се коригират стойностите за допустимите параметри за натоварване.

На фиг.10.20 е показана зависимостта на максималния изходен ток  $I_{d,max}$  от разликата на входното и изходното напрежение  $U_{1-2}[V] = U_{Bx} - U_{U_{ex}}$ . Стойността на изходния ток намалява с нарастването на разликата на входното и изходното напрежение  $U_{1-2}$ , така че се запазва стойността на допустимата разсейвана мощност на схемата. Тази зависимост е също така температурно зависима и има хиперболичен характер на изменение.



Фиг.10.20 Графична зависимост на  $U_{1-2}$

Интегрална схема  $\mu\text{A}723$  намира широко приложение като самостоятелен стабилизатор на напрежение или с разширение по ток и напрежение. На фиг.10.21 са показани две схеми на свързване на интегрална схема  $\mu\text{A}723$  за различни изходни напрежения .

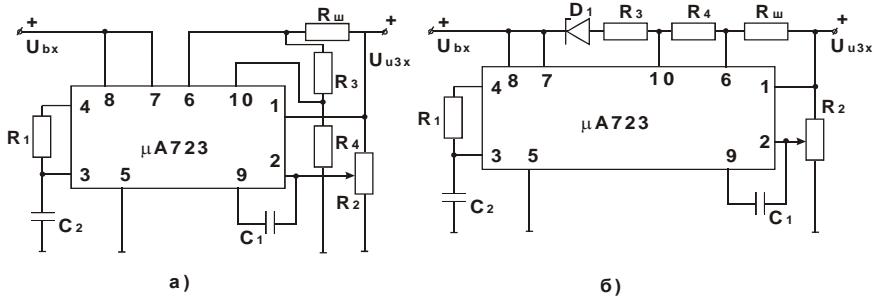


Фиг.10.21 Стабилизатори с ИС 723

При свързване, показано на фиг.10.21а се получава изходно напрежение от 2÷7V. При тази схема минималната стойност на захранващото напрежение е 9,5 V. Кондензаторът  $C_1$  създава частично зависима ОВ по напрежение и предотвратява самовъзбуждането на схемата. Кондензаторът  $C_2$  е филтриращ за опорното напрежение. Чрез резистора  $R_{ш}$  се осигурява защита на стабилизатора по ток. Външната характеристика има стръмно падащ характер.

На фиг.10.21б е представена принципна схема на свързване на ИС723 за изходно напрежение от 7÷37V. И при двете схеми с допълнителни елементи може да се реализира защита по ток при която токът в режим на защита ( $I_{kz}$ ) да е по-малък от работния ток (фиг.10.14б).

На фиг.10.22 са показани две схеми, при които токът на късо съединение е по-малък от номиналния ток ( $I_{kz} < I_{d,n}$ ).

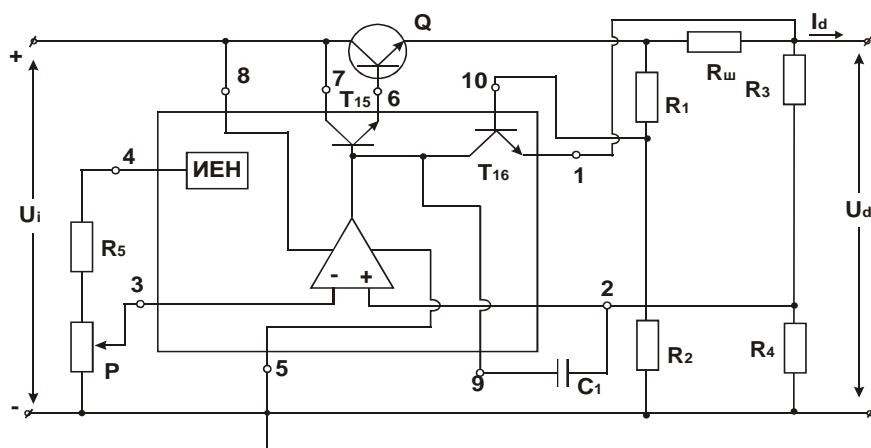


Фиг.10.22 Стабилизатори с ИС 723 и защита по ток

При двете схеми се реализират идеи от т.10.4.2, при които се използва

наличие на запушващо напрежение за транзистор  $T_{16}$  при номинален режим на работа. В случая за схемата от фиг. 10.22.а запушващо напрежение се получава върху резистор  $R_3$ , което е пропорционално на изходното напрежение. За схемата от фиг. 10.22.б запушващо напрежение се получава върху резистор  $R_4$  и работи по аналогичен начин.

Най-често ИС723 се използва в комбинация със силов транзистор за разширяване на токовия обхват. На фиг. 10.23 е показана схема за разширение на токовия обхват с един транзистор.



Фиг.10.23 Стабилизатори с ИС 723 и разширение по ток

Допълнителният (регулиращ) транзистор Q се управлява от изходния транзистор на ИС723 ( $I_{Qc}$ ), като заедно с него образува схема Дарлингтон. Максималният ток през тази схема е:

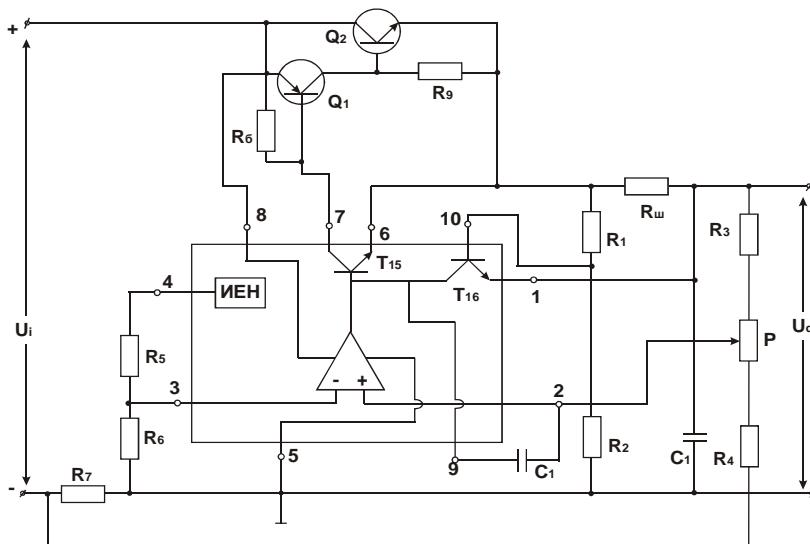
$$(10.39) \quad I_{d,max} = 0,15 \cdot h_{21E,Q} [A],$$

където 0,15 е максималният ток през ИС723, а  $h_{21E,Q}$  е коефициента на усилияне по ток на транзистора Q. С потенциометъра P се регулира изходното напрежение, което може да бъде по-ниско от еталонното напрежение. Благодарение на  $R_w$  и делителя  $R_1, R_2$  се получава ток на защита при късо съединение по-нисък от номиналния работен ток.

Схемата може да бъде реализирана със силов PNP транзистор, но

тогава свързването към изводи 8, 7 и 6 ще бъде по друго (8- емитер, 7- база и 6- колектор).

Още по-голямо увеличение на тока в товара може да се получи, като се увеличат броя на външно включените транзистори (фиг. 10.24).



Фиг.10.24 Стабилизатори с ИС и разширение по ток и два транзистора

Схемата се характеризира с възможност за компенсация на вътрешното съпротивление на стабилизатора ( $R_7$ ), което я прави с добра външна характеристика при широк диапазон на изменение на товарния ток.

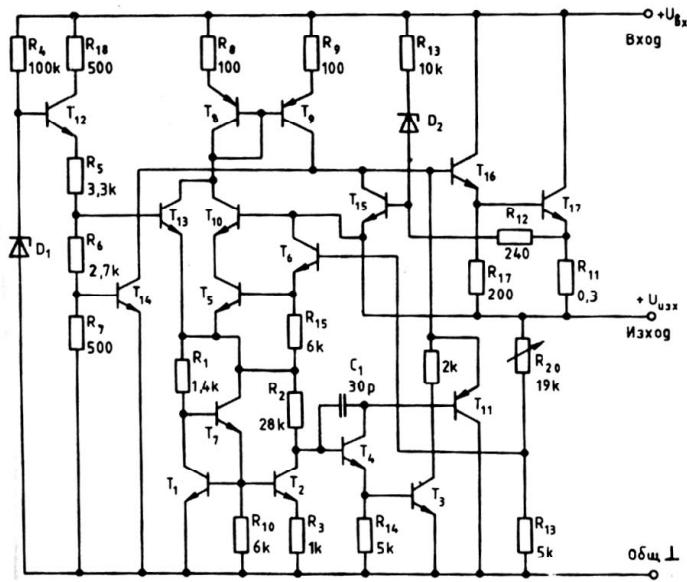
#### 10.4.4.2. Интегрални стабилизатори с фиксирано изходно напрежение

Постоянното нарастващо използване на стабилизаторите и унифициране на захранващите напрежения на електронната техника позволи хибридното изпълнение на разгледаните до тук стабилизатори в един корпус.

Сега това са най-често употребяваните стабилизатори поради удобството при използването им, високи технически показатели и често липсва на допълнителни елементи към тях. Те са с три извода (вход, общ и

изход) и затова се наричат още триизводни. Поставени са в пластмасов корпус TO-220 или в метален корпус TO-3. Произвеждат се в два варианта- фиксирано положително напрежение- 78xx и за фиксирано отрицателно напрежение- 79xx. На мястото на xx са написани цифри, показващи стойността на стабилизираното изходно напрежение. Например стабилизатор 7805 е за положително изходно напрежение със стойност 5V. Най-често срещаните стабилизатори са за изходни напрежения 5, 6, 8, 12, 15, 18, 24 V и за максимален ток 1,0 A. В метален корпус има стабилизатори за 3, 5 и 10 A.

Принципната схема на триизводния стабилизатор (фиг.10.25) не се отличава много от тази на ИС723.

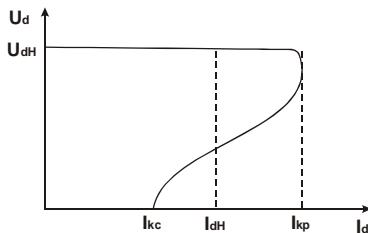


Фиг.10.25 Принципна схема на триизводен стабилизатор

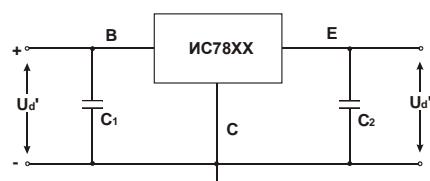
Изходният (регулиращ) транзистор е  $T_{17}$ , който се управлява от транзистор  $T_{16}$ , като двата са свързани по схема Дарлингтон. Защитата по ток се осъществява от резистор  $R_{11}$  и транзистор  $T_{15}$ . При нарастване на изходния ток над зададения ( $I_{kp}$ ) се отпуска транзистора  $T_{15}$ , което довежда до запушването на изходният транзистор е  $T_{17}$  и намаляването на изходния ток. Температурната защита се осъществява от транзистор

$T_{14}$ , който се отпушва напълно при  $175^{\circ}\text{C}$  и запушва транзистор  $T_{16}$ , респективно се запушва транзистор  $T_{17}$ . При наличие на свръх ток се отпушва диод  $D_2$  (напрежението  $U_{\text{CE},T_{17}}$  става по-голямо от пробивното на диода). Това води до запушване на транзистор  $T_{17}$ .

Външната характеристика на триизводният стабилизатор е дадена на фиг.10.26.



**Фиг.10.26** Външна характеристика



фиг.10.27 Триизводен стабилизатор

При късо съединение в изхода аварийния ток е по-малък от номиналния, което прави схемата устойчива към аварии от този род.

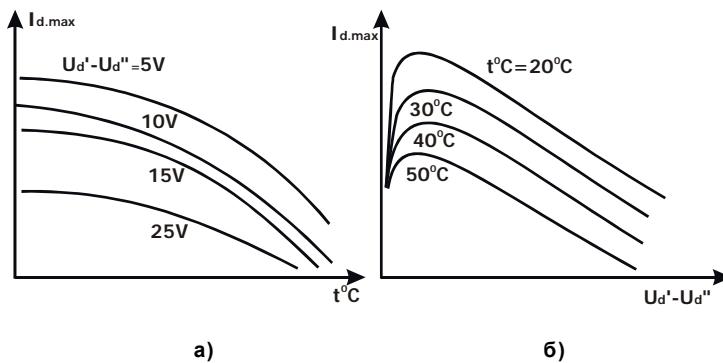
Типична схема за свързване на триизводния стабилизатор е показана на фиг.10.27. Триизводният стабилизатор има много голем коефициент на стабилизация, който се дължи на много големия коефициент на усиливане на усилвателя в ИС, поради което има винаги опасност от самовъзбуждане. Кондензаторът  $C_1$  се включва непосредствено на изводите на ИС и предпазва схемата от самовъзбуждане. Кондензаторът  $C_2$  се включва да неутрализира дълги изходни проводници и прави схемата по-динамична при импулсни натоварвания. Стойностите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се препоръчват от фирмите производителки и се избират в границите от  $(0,1 \div 0,3)\mu F$  и трябва да се избират безиндуктивни (неелектролитни).

Когато се избира триизводен стабилизатор трябва да се отчетат:

- а/ работната температура на схемата;  
б/ разликата между входното и изходното напрежение  $U_{1-2}$

При нарастващо на тези два показателя във всички случаи намалява допустимата стойност на тока през схемата.

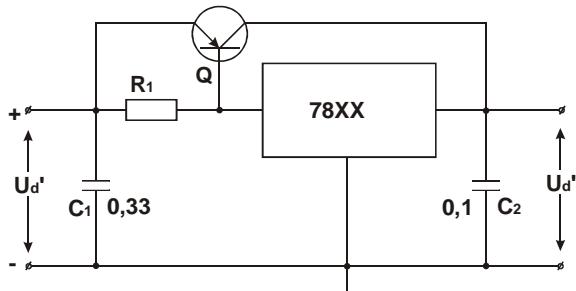
На фиг.10.28а са дадени зависимостите на максимално допустимата разсейвана мощност  $P_{c,max}$  от температурата на околната среда при различни стойности на топлинното съпротивление на радиатора.



фиг.10.28 Зависимостти на допустимия ток през триизводен стабилизатор

На фиг.10.28б е дадена зависимостта на допустимия ток през триизводен стабилизатор при различни стойности на разликата между захранващото и изходното напрежения, като се отчита  $P_{C,max} = (U_d' - U_d'').I_d = \text{const}$ . Вижда се, че колкото разликата става по-голяма толкова повече пада стойността на допустимия ток. Това е важен извод, когато проектанта има възможност да избира стойността на захранващото напрежение  $U_d'$ .

За разширяване на токовия обхват на триизводните стабилизатори се използва транзисторен усилвател на ток (фиг.10.29).



фиг.10.29 Триизводен стабилизатор с разширение по ток

При малки стойности на тока транзисторът  $Q$  е запущен и товарният ток тече през интегралната схема. При определени стойности на тока върху резистора  $R_1$  се получава пад, който отпушва транзистора и тогава тока в товара е сума от тока в интегралната схема и тока в транзистора. Проектирането на схемата се състои в избора на резистора  $R_1$  така, че

при максимално захранващо напрежение и максимален товар ток през ИС и транзистора да не надвишават допустимия ток за тях. Резисторът  $R_1$  преразпределя товарния ток през транзистора и ИС  $I_d = I_c + I_{ic}$ , а

$$R_1 = \frac{U_{BE}}{I_{ic}}.$$

Стойността на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се препоръчва от фирмата производител на интегралната схема.

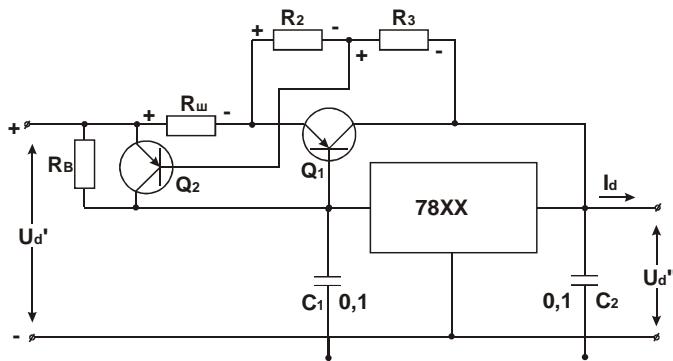
Недостатък на тази схема е, че няма защита на транзистора по ток.

На фиг.10.30 е показана същата схема, както схемата от фиг.10.29. със защита по ток.

Транзисторът  $Q_2$  защитава силовия транзистор  $Q_1$  при повишаване на тока през  $R_w$  или нарастването на напрежението върху транзистора  $Q_1$ , което се получава при наличие на голям ток през него  $U_{CE1} = I_c \cdot r_{pr}$ .

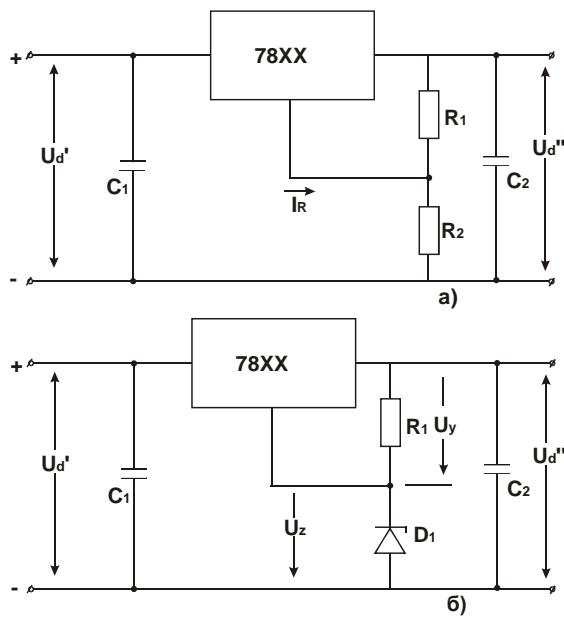
$$(10.40) \quad U_{BE2} = U_{Rw} + U_{R2} = I_d \cdot R_w + \frac{U_{CE1}}{R_2 + R_3} \cdot R_2.$$

Този тип защита предпазва транзистора от прегряване, което при другите защити се получава при бавно изменение на нарастването на емитерния ток.



фиг.10.30 Триизводен стабилизатор по ток и напрежение

Когато е необходимо да се получи стабилизирано напрежение, което е по-високо от изходното напрежение на дадения стабилизатор се повдига общия му извод на определено напрежение (фиг.10.31).



Фиг.10.31 Триизводен стабилизатор с нестандартни напрежения

На фиг.10.31.а е показана схема при която общия извод е повдигнат с резистивен делител на масата (общия извод).

$$(10.41) \quad U_d'' = U_y \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + I_R \cdot R_2.$$

Ако резистор  $R_2$  е потенциометър, може да се получи регулируемо, стабилизирано изходно напрежение.

На фиг.10.31.б резисторът  $R_2$  е заменен със стабилитрон  $D_1$ . Тогава изходното напрежение е:

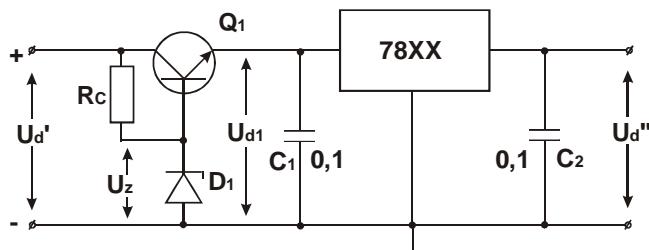
$$(10.42) \quad U_d'' = U_y + U_z.$$

Източникът на допълнително напрежение може да бъде още транзистор, интегрална схема и др. Този източник може да бъде с регулируема стойност, което ще направи изходното напрежение регулируемо в определени граници.

Друг проблем при използването на триизводните стабилизатори е случаите, когато входното напрежение е по-голямо от допустимото ( $>40V$ ).

Обикновено в такива случаи се използва схема със стъпално намаляване на напрежението на захранващия източник до приемлива стойност за използвания стабилизатор.

На фиг.10.32 е показана една такава схема.



Фиг.10.32 Триизводен стабилизатор с повищено входно напрежение

В случая захранването на триизводният стабилизатор става с напрежение:

$$(10.43) \quad U_{d1} = U_d' - U_{CE} \approx U_d' - U_z$$

За намаляване на входното напрежение могат да се използват и други средства (резисторен делител, последователно свързани триизводни стабилизатори и др.).

#### 10.4.5 Електронни стабилизатори на тока

Стабилизаторите на ток са устройства при които изходния ток се изменя в много малки граници при значителни изменения на дестабилизации величини (товара, захранващото напрежение, температурата и др.).

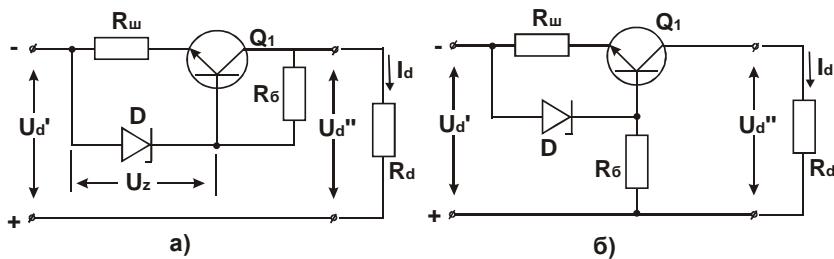
Стабилизаторите на ток се използват за захранване на консуматори, които изискват константен ток при изменение на товара, захранващото напрежение, работната околна температура или други дестабилизиращи фактори.

Източници на стабилизиран ток се използват за захранване на магистрални кабелни комуникационни линии, лазерни прибори, за зареждане на акумулаторни батерии, заваръчни устройства и др.

Съществуват много общи неща между стабилизаторите на ток и стабилизаторите на напрежение от компенсационен тип. Основната разлика е в типа на датчика – при стабилизаторите на напрежение датчика е на напрежение, а при стабилизаторите на ток датчика е на ток.

На фиг.10.33 са дадени две едностъпални транзисторни схеми на ста-

билизатори на ток.



Фиг.10.33 Транзисторен стабилизатор на ток

Принципът на стабилизация на тока за схемата от фиг.10.33.а е следният: напрежението между база-емитер се формира от източника на постоянно напрежение, състоящ се от параметричния стабилизатор ( $R_b + R_d$ ),D, и датчика на тока в товара ( $R_{sh}$ ).

$$(10.44) \quad U_{BE} = U_z - U_{Rsh} = U_z - I_d \cdot R_{sh}$$

В действителност през датчика на ток тече емитерния ток, но като се има в предвид, че

$$I_E = I_C + I_B = I_d + I_B \approx I_d, \text{ тъй като } I_B \ll I_C.$$

При изменение, примерно нарастване, на товарния ток се увеличава пада на напрежение върху датчика и респективно се запушва транзисторът, тъй като намалява положителното напрежение на базата. Запушването на транзистора води до намаляване на товарния ток.

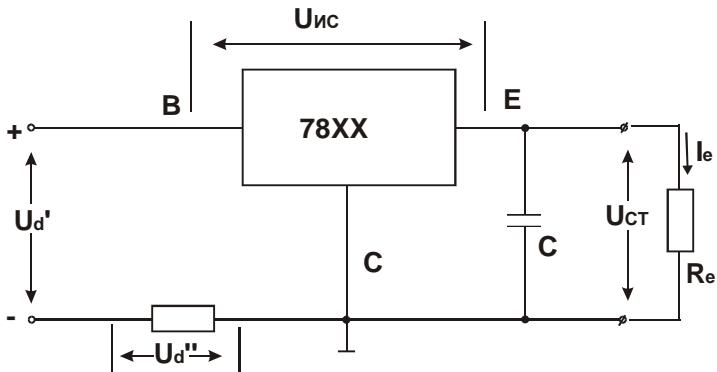
Обратно реагира транзистора при намаляване на товарния ток, когато напрежението на базата става по-положително, тъй като намалява  $U_{Rsh}$ .

Недостатък на тази схема е, че токът на стабилитрона тече през товара, което намалява стабилността на еталонното напрежение, което от своя страна води до намаляване на стабилизацията по ток.

На фиг.10.33б е показана същата схема без отрицателна обратна връзка по напрежение.

Недостатък на схемата е, че параметричният стабилизатор  $R_b$ -D се захранва от нестабилизиран източник, а нестабилността на параметричния стабилитор води до нестабилност на изходния ток.

Стабилизаторите по ток могат да се реализират с интегрални схеми. На фиг.10.34 е показан стабилизатор на ток с триизводен стабилизатор от типа 78xx.



Фиг.10.34 Стабилизатор на ток с интегрална схема

Токът в товара  $I_d$  е сума от тока в еталонното съпротивление  $I_e$  и тока на интегралната схема  $I_R$ . Тъй като нормално  $I_R \ll I_d$  може да се приеме:

$$(10.45) \quad I_d \approx I_e$$

Изходното напрежение на интегралната схема е стабилизирано ( $U_{EC} = U_{ct}$ ), поради което токът в товара също е стабилизиран.

$$(10.46) \quad I_e = \frac{U_{ct}}{R_e} = I_d$$

Топлинните загуби върху еталонния резистор са:

$$(10.47) \quad P_{Re} = I_e^2 R_e = U_{ic} I_d$$

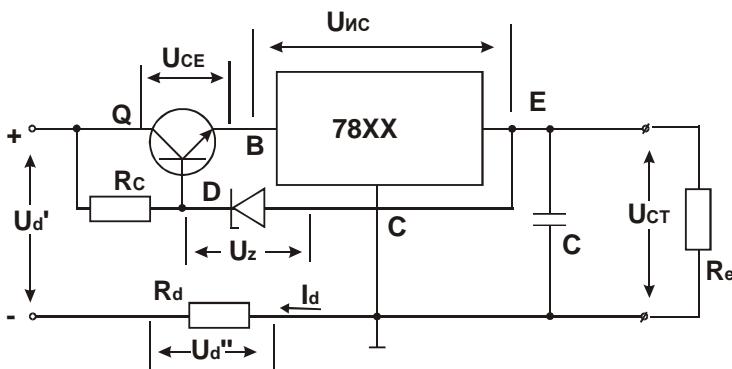
Тъй като товарният ток е зададен по условие, намаляването на загубите може да стане ако се намали стойността на стабилизация на интегралната схема. Следва извода, че в стабилизаторите на ток трябва да се използват триизводни стабилизатори за ниски изходни напрежения (7805, 7905 или за по-ниски напрежения). При изменение на товара или изменение на захранващото напрежение става преразпределение на напрежението върху интегралната схема ( $U_{ic}$ ) и товара, съгласно зависимостта:

$$(10.48) \quad U_d' = U_{ic} + U_{ct} + U_d''$$

Изменението на захранващото напрежение  $U_d'$  и изходното напрежение  $U_d''$  може да става в граници при които входното напрежение на интегралната схема остава в допустимите по каталог стойности ( $U_{i\min}$  до  $U_{i\max}$ ), където  $U_i = U_{ic} + U_{ct}$ . Трябва да се има в предвид, че най-високото напрежение върху интегралната схема се получава при късо съединение в товара.

$$(10.49) \quad U_{ic} = U_d' - U_{ct}$$

За да се намали пада на напрежение върху интегралната схема и се предпази от недопустими изменение на входното напрежение или товарното напрежение се използва допълнителен транзистор (фиг.10.35).



Фиг.10.35 Стабилизатор на ток с интегрална схема и транзистор

За тази схема формула (10.43) добива вида:

$$(10.50) \quad U_d' = U_{ce} + U_{ic} + U_{ct} + U_d''$$

При изменение на дестабилизиращите фактори ( $U_d'$ ,  $U_d''$ ) в тази схема се изменя  $U_{ce}$ , а не  $U_{ic}$ , защото:

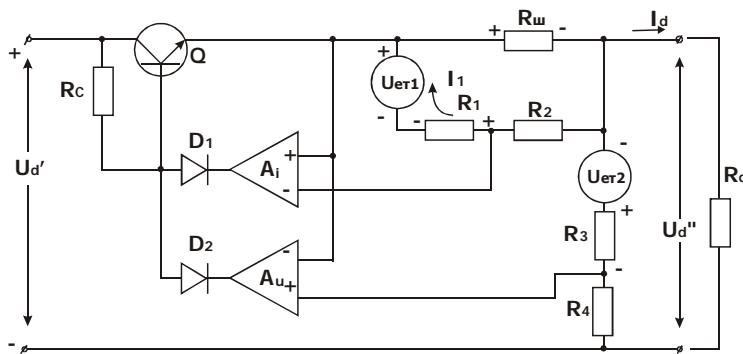
$$(10.51) \quad U_{ic} = U_z - U_{be} \approx U_z$$

Товарният ток може да бъде повишен ако в схемата на фиг. 10.33 се постави операционен усилвател-компаратор, който да изменя изходното

си напрежение по подходящ закон пропорционално на изходния ток.

В много случаи в практиката се изисква в определена последователност стабилизация по ток и по напрежение . Това може да се реализира от комбинирана схема на стабилизатор по напрежение и ток.

Примерна комбинирана схема на стабилизатор по напрежение и ток е показана на фиг. 10.36.



**Фиг.10.36** Комбиниран стабилизатор на напрежение и ток

Схемата се състои от регулиращ елемент (транзистор Q), усилвател на грешката на изходния ток ( $A_i$ ), усилвател на грешката на изходното напрежение ( $A_u$ ), логически блок ( $D_1, D_2$ ), датчик на ток ( $R_w$ ), източници на еталонно напрежение ( $U_{et1}, U_{et2}$ ), делители на напрежение ( $R_1, R_2$  и  $R_3, R_4$ ). Транзисторът Q работи като усилвател, свързан по схема общ колектор. Резисторът  $R_c$  осигурява положително напрежение на базата, когато изходното напрежение е равно на нула (пусков режим).

Принципът на действие на схемата е следния. На базата на регулиращия транзистор Q се подава положително напрежение чрез  $R_c$  от колектора и отрицателно напрежение от логическия блок ( $D_1, D_2$ ). Сумата от тези две напрежения определят режима на работа на транзистора. При изходни напрежения по-ниски от зададеното за стабилизация, посредством еталонния източник  $U_{e2}$ , схемата работи като стабилизатор на ток.

$$(10.52) \quad U_{A1(+ -)} = U_{R1} - U_{e\tau 1} - U_{Rw} - U_{R2},$$

къдео  $U_{BIII} = (I_d + I_1)R_{III} \gg I_d R_{III}$ .

Примерно, при нарастване на входното напрежение, започва да на-

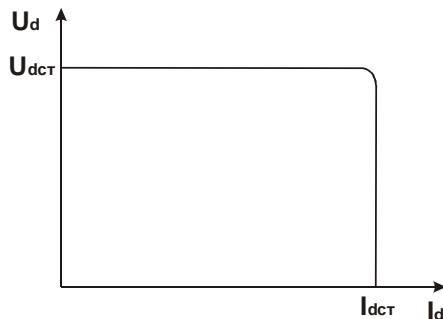
раства тока в товара, което води до нарастване на отрицателното напрежение на базата на транзистор Q и той се запушва така, че да не допусне пропорционално на изменението на входното напрежение нарастване на изходния ток. Аналогично действа схемата при намаляване на входното напрежение.

Когато изходното напрежение достигне зададената стойност за стабилизация, схемата започва да работи като стабилизатор на напрежение, защото отрицателното изходно напрежение на операционен усилвател  $A_u$  става по-високо от отрицателното изходно напрежение на операционен усилвател  $A_i$ .

$$(10.53) \quad U_{A2(+)} = U_{eT2} - U_{R3} - U_{Rw},$$

$$\text{където } U_{R3} = \frac{U_d - U_{eT2}}{R_3 + R_4} \cdot R_3 \approx \frac{U_d}{R_3 + R_4} \cdot R_3$$

При така описаното действие схемата има изходна характеристика, показана на фиг.8.37.



Фиг.10.37 Изходна характеристика със стабилизация по U и I

Подобна характеристика имат зарядните устройства за акумулаторни батерии, които зареждат с константен ток и намаляват тока до нула, когато зарядното напрежение достигне необходимата стойност.

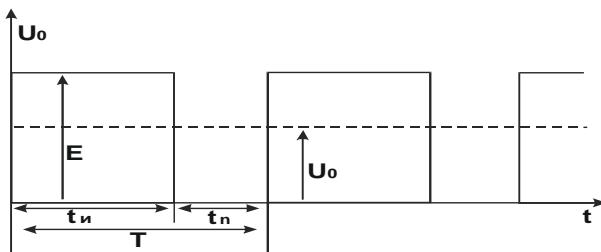
## ГЛАВА ЕДИНАДЕСЕТА

### ИМПУЛСНИ СТАБИЛИЗATORI НА НАПРЕЖЕНИЕ

#### 11.1 Общи сведения

Импулсните преобразуватели на постоянно напрежение в постоянно изпълняват ролята на трансформатор за постоянно напрежение. В много литературни източници се наричат dc-dc преобразуватели. Импулсните преобразуватели са основни блокове в импулсни стабилизатори, импулсни захранващи блокове, регулатори на постоянно напрежение и др.

Принципът на действие на импулсните преобразуватели се състои в преобразуване на постоянно захранващо напрежение в правоъгълни импулси на които може да се изменя продължителността ( $t_u$ ), периода на повторение (T) или и двете едновременно. След това чрез нискочестотен филтър се отделя постоянната съставна на импулсната поредица, което представлява изходното напрежение  $U_o$  (фиг.11.1).



Фиг.11.1 Изходно напрежение на импулсен преобразувател

Постоянната съставна или средната стойност на импулсната поредица се определя от:

$$(11.1) \quad U_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} E dt = \frac{t_u}{T} E = \delta E$$

където:  $\delta = \frac{t_u}{T}$  - коефициент на запълване.

Принципът на импулсното преобразуване е известен много отдавна, но масово внедряване на импулсни преобразуватели стана възможно след като се разработиха и произвеждат високоволтови силови транзистори и нови високочестотни феритни трансформатори. Тези елементи по-

зволиха да се работи на високи честоти (20kHz до 1MHz), което съществено намали габаритите и теглото на реактивните елементи и се реализират икономии на голямо количество на цветни и черни легирани метали.

Съществува голямо разнообразие на схемни реализации на импулсни преобразуватели:

а/ в зависимост от времето на подаване на енергия към товара:

- еднотактни;
- двутактни.

а/ в зависимост от връзката с товара :

- безтрансформаторни;
- трансформаторни.

б/ в зависимост от начина на подаване на енергия към товара:

- прави
- обратни.

При правите преобразуватели се предава енергия от захранващия източник към товара, когато е отпущен ключовия транзистор.

При обратните преобразуватели енергията се предава, когато е запущен ключовия транзистор.

**Импулсните преобразуватели се характеризират с:**

- висок К.П.Д., благодарение на ключовия режим на работа на силовия транзистор;
- широк диапазон на регулиране, което позволява работа при високи входни напрежения и използване на безтрансформаторни токоизправителни блокове;
- малка чувствителност към температурни изменения;
- малки габарити и маса.

**Недостатъци на импулсните стабилизатори са:**

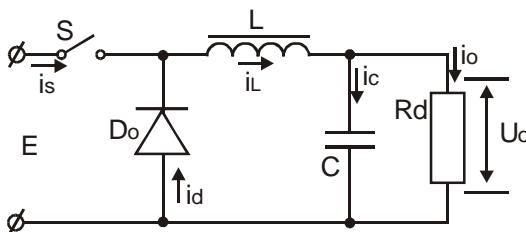
- импулсния режим на работа налага използването на входни и изходни филтри, което намалява динамиката на регулиране;
- по-нисък коефициент на стабилизация;
- внасят радиосмущения в ефира и импулсни замърсявания в захранващата мрежа.

Импулсните преобразуватели намират приложения в захранващи устройства за мобилни телефони, енергоспестяващи луминисцентни лампи, компютърни захранвания, захранвания в комуникационната и медицинската техника. Изобщо импулсните захранващи устройства са без конкуренти като захранващи устройства от няколко вата до няколко киловата.

## 11.2 Безтрансформаторни импулсни преобразуватели

### 11.2.1. Еднотактен прав преобразувател (фиг.11.2, Buck dc-dc converter).

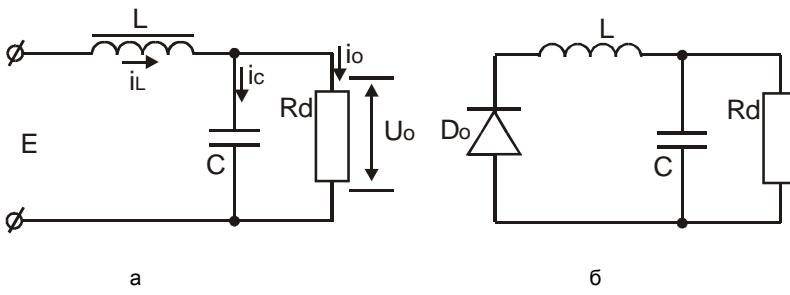
На фиг.11.2 е импулсен преобразувател, който е прав, защото енергията от захранващия източник се предава на товара при затварянето на ключа S.



Фиг.11.2 Еднотактов прав преобразувател

Ключът S се управлява с правоъгълни импулси ( $U_y$ ) с честота на повторение  $f=1/T$ ,

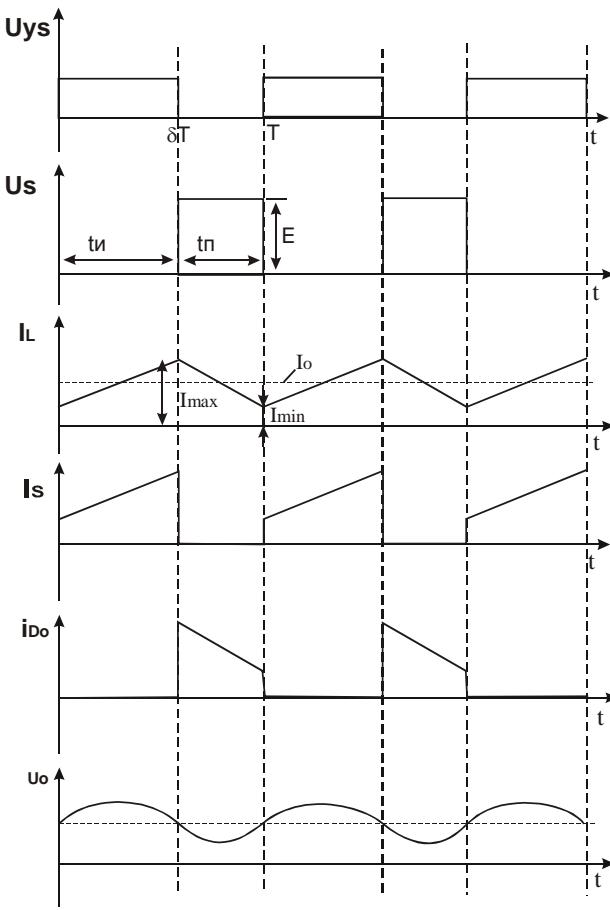
Принципът на действие се обяснява с две еквивалентни заместващи схеми, съответстващи на двете състояние на ключа S (включен S-фиг.11.3а; изключен S-фиг.11.3б) и посочените времедиаграми, описващи тези състояния във времето на фиг. 11.3.



Фиг.11.3 Еквивалентни схеми

В граничен или непрекъснат режим на работа двете състояния съответстват на:

- нарастване на тока в индуктивността при отпущен транзистор и запущен диод. През кондензатора тече заряден ток;
- намаляване на тока в индуктивността при запущен транзистор и отпущен диод. През кондензатора тече разряден ток.



Фиг.11.3 Времедиаграми

Управляващите импулси се характеризират с период  $T$ , широчина на импулса  $t_i$  и пауза  $t_p$ . Коефициентът на запълване е отношението

$$\delta = \frac{t_i}{T} = \frac{t_i}{t_i + t_p}.$$

При включване на ключа  $S$  тече ток през индуктивността  $L$  към филтърния кондензатор и товара:

$$(11.2) \quad I_{L_i} = \frac{E - U_o}{L} t_i + I_{min} .$$

В същото време се натрупва енергия в индуктивността L.

$$(11.3) \quad E = \frac{1}{2} L (I_{max} - I_{min})^2 .$$

След изключване на ключа S запасената енергия в индуктивността продължава да провежда ток в товара по веригата L, R<sub>d</sub> (C) и диода D. Стойността и формата на тока през товара зависят от работната честота f, стойността на индуктивността L и резистора R<sub>d</sub>. Токът в индуктивността намалява при нарастване на работната честота.

Токът през товара I<sub>o</sub> е средната величина на максималната и минимална стойност на тока през бобината и има стойност:

$$(11.4) \quad I_o = I_{min} + \frac{I_{max} - I_{min}}{2} = I_{min} + \frac{\Delta I_L}{2} , \quad \text{където}$$

$$(11.5) \quad \Delta I_L = \frac{E - U_o}{L} t_n = \frac{U_o}{L} t_n = \frac{E \delta (1 - \delta)}{f L} .$$

В зависимост от тока през бобината режимът на преобразувателя може да бъде: непрекъснат, граничен и прекъснат.

Изходното напрежение при правия преобразувател е:

$$(11.6) \quad U_o \approx \frac{t_u}{T} E = \delta E - \text{при липса на трансформатор;}$$

$$(11.7) \quad U_o \approx \delta \frac{E}{n} - \text{при наличие на трансформатор,}$$

където n е коефициент на трансформация на трансформатора.

Изходното напрежение при правия преобразувател е по-малко от захранващото и затова се нарича още **понижаващ преобразувател**.

Ако се пренебрегнат загубите в елементите на схемата може да се запише (консумираната мощност е равна на консумираната мощност):

$$E \cdot I_s = U_o \cdot I_o = \delta \cdot E \cdot I_o, \text{ следователно: } I_s = \delta \cdot I_o .$$

От (11.5) се определя продължителността на един период:

$$(11.8) \quad T = t_u + t_n = \frac{\Delta I_L L}{E - U_o} + \frac{\Delta I_L L}{U_o}.$$

От (11.8) се определя изменението на тока в индуктивността:

$$(11.9) \quad \Delta I_L = \frac{U_o(1-\delta)T}{L} = \frac{U_o(1-\delta)}{fL}$$

Изменението на напрежението върху кондензатора може да се определи от изменението на запасената енергия в него:

$$(11.10) \quad \Delta U_o = \frac{dQ}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_L T}{8C} = \frac{U_o(1-\delta)}{8f^2CL}$$

От получените зависимости се извеждат формули за избор на елементите на правия преобразувател при зададени: захранващо напрежение -E, изходно напрежение - Uo, ток -Io и изменение на изходно напрежение - ΔUo. Примерно: E=320V, Uo =80V, Io =4A, ΔUo =1V.

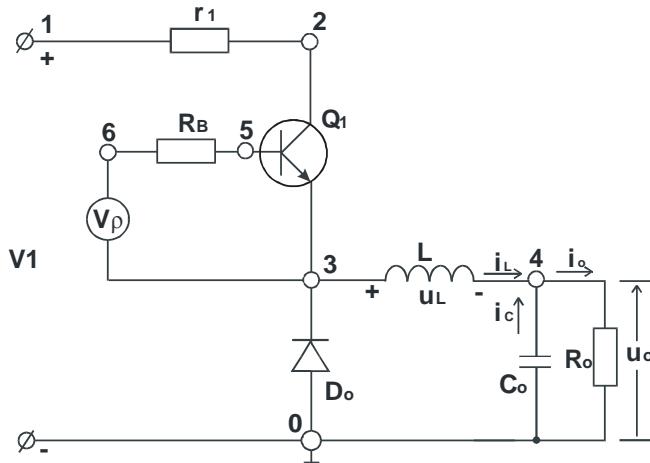
$$1/ \text{ От (11.6)} \quad \delta = \frac{U_o}{E} = \frac{80}{320} = 0,25;$$

$$2/ \quad R_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{80}{4} = 20\Omega$$

$$3/ \text{ От (11.9)} \quad L = \frac{U_o}{f \cdot \Delta I_L} (1-\delta) = \frac{80(1-0,25)}{50 \cdot 10^3 \cdot 2} = 600\mu H$$

$$4/ \text{ От (11.10)} \quad C = \frac{U_o}{8 \cdot f^2 \cdot L \cdot \Delta U_o} (1 - \delta) = \\ = \frac{80 (1 - 0,25)}{8 \cdot (50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 600 \cdot 10^{-6} \cdot 1} \approx 7 \mu F$$

На фиг.11.4 е даден PSPICE модел на понижаващ прав преобразувател с изчислените стойности.



Фиг.11.4 PSPICE модел на прав преобразувател

Тестовият файл на схемата е:

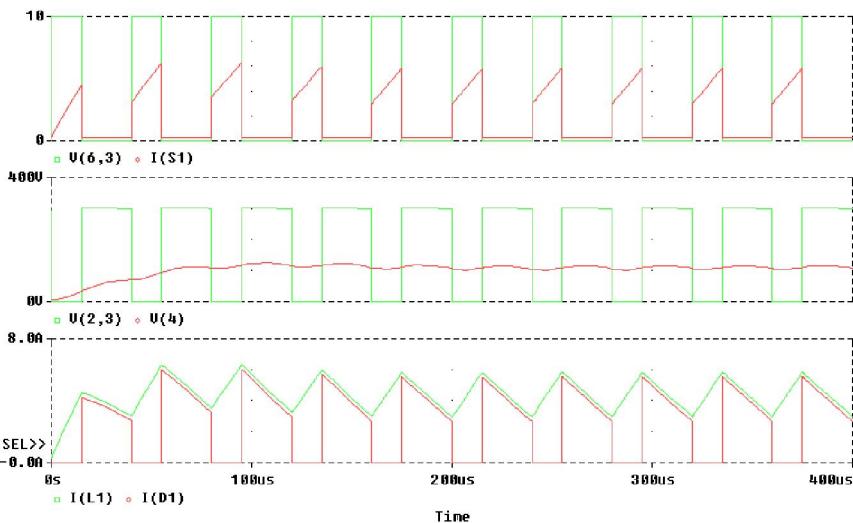
\* ch. fig.11.5 ds-ds прав понижаващ

```

Vdc 1 0 320
R1 1 2 .15
S1 2 3 G11 3 Sx
D1 0 3 dx
L1 3 4 600u
R2 4 5 .15
Co 5 0 7u
Ro 5 0 20
V1 G1 3 PULSE(0 20 0 10n 10n 10u 40u)
Rg G1 G11 .05K
.model Sx vswitch(ron=.01 roff=1000)
.model dx d(bv=1000 rs=.1)
.tran 0.1u 1400u 1200u 20n UIC
.probe
.end

```

На фиг.11.5 са дадено времедиаграми от PSPICE анализа на правия преобразувател при непрекъснат режим на работа.

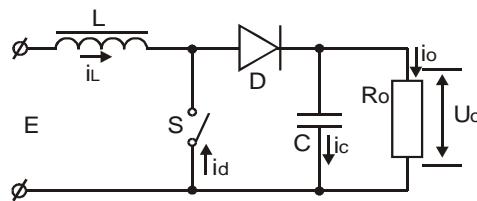


Фиг.11.5 Времедиаграми

Получените времедиаграми потвърждават правилността на изведените зависимости.

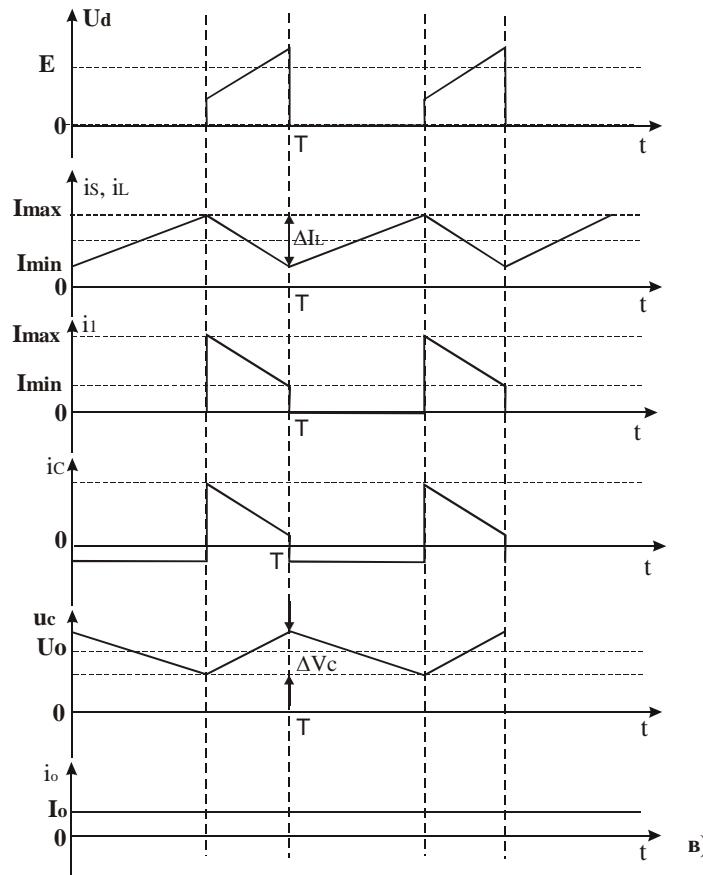
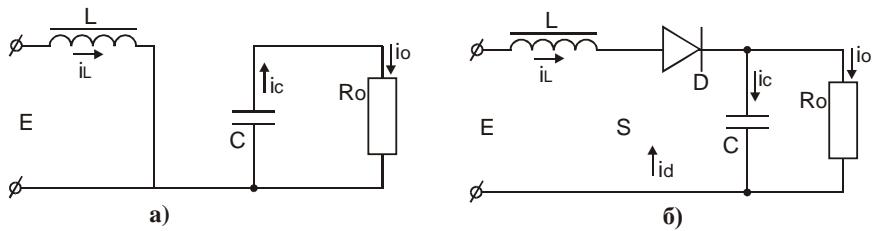
### 11.2.2. Повишаващ обратен преобразувател (Фиг. 11.6, Boost dc-dc convertor).

Обратният преобразувател може да бъде повишаващ или понижаващ. На фиг.11.6 е показана типична схема на обратен повишаващ преобразувател.



Фиг.11.6 Повишаващ обратен преобразувател

Обратният преобразувател има два характерни режима, съответстващи на състоянието на ключа S. На фиг.11.7 са дадени две еквивалентни схеми, съответно за включен (Фиг.11.7а) и изключен (Фиг.11.7б) ключ.



Фиг.11.7 Еквивалентни заместващи схеми - а,б; времедиаграми - в

Времедиаграмите (фиг.11.7в) показват действието на схемата при непрекъснат режим на работа.

При включен ключ S токът  $I_L$  нараства почти линейно през индуктивността от  $I_{min}$  до  $I_{max}$ . От баланса на напреженията във веригата E, L и S се получава  $E \cdot t_u = L(I_{max} - I_{min})$ , от където се получава стойността на изменението на тока в индуктивността

$$(11.11) \quad I_{max} - I_{min} = \Delta I_L = \frac{E}{L} t_u$$

От (11.11) се определя времето на проводимост на вентила за дотигане на зададено изменение на тока в индуктивността

$$(11.12) \quad t_u = \frac{\Delta I_L L}{E}.$$

При изключен ключ S токът в индуктивността намалява, при което:

$$(11.13) \quad E - U_o = -L \frac{\Delta I_L}{t_n}, \text{ от където се определя времето}$$

през което е запущен ключа.

$$(11.14) \quad t_n = \frac{\Delta I_L L}{U_o - E}.$$

От (11.11) и (11.13) се определя

$$(11.15) \quad \Delta I_L = \frac{E t_u}{L} = \frac{(U_o - E) t_n}{L}.$$

След първия период средната стойност на напрежението върху бобината (индуктивността) е нула. От еквивалентните схеми и (11.15) следва

$$(11.16) \quad E t_u = (U_o - E) t_n.$$

От (11.16) се получава зависимостта между захранващото напрежение, изходното напрежение и коефициента на запълване:

$$(11.17) \quad U_o = \frac{E(t_u + t_n)}{t_n} = \frac{E T}{t_n} = \frac{E}{1 - \delta}.$$

Като се пренебрегнат загубите в преобразувателя може да се запише

$$R_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{30}{2} = 15 \Omega, \text{ от където се получава:}$$

$$(11.18) \quad I_L = \frac{I_o}{1 - \delta}.$$

От (11.12) и (11.14) се определя периода на работната честота във функция от елементите на схемата:

$$(11.19) \quad T = \frac{1}{f} = t_u + t_n = \frac{\Delta I_L L}{E} + \frac{\Delta I_L L}{U_o - E} = \frac{\Delta I_L L \delta}{1 - \delta}.$$

От (11.19) се определя при зададена работна честота и елементи на схемата изменението на консумирания ток:

$$(11.20) \quad \Delta I_L = \frac{E (U_o + E)}{f L U_o} = \frac{E \delta}{f L}.$$

Когато ключа S е включен, кондензаторът поддържа тока в товара ( $t=t_1$ ). Средната стойност на тока през кондензатора по време на един цикъл заряд или разряд е равна на товарния ток ( $I_c = I_o$ ) и изменението на напрежението върху кондензатора от пик до пик е:

$$(11.21) \quad \Delta U_c = U_c - U_{c(t=0)} = \frac{1}{C} \int_0^{t_u} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_u} I_o dt = \frac{I_o t_u}{C}$$

Като се замести (11.16) и (11.17) в (11.21) се получава:

$$(11.22) \quad \Delta U_c = \frac{I_o}{C} \frac{U_o - E}{f U_o} = \frac{I_o \delta}{f C}$$

От изведените зависимости се извеждат формулите за изчисляване на повишаващия преобразувател при зададени захранващо напрежение - E, изходно напрежение - Uo, ток -Io и изменение на изходно напрежение -  $\Delta U_o$ .

Примерно: E=15V, Uo =30V, Io =2A,  $\Delta U_o$  =500mV.

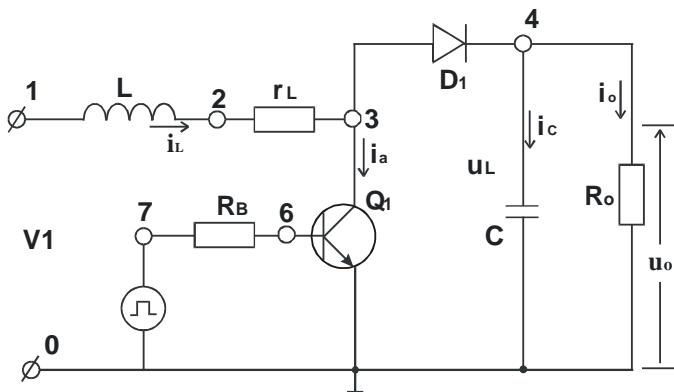
$$1/ \text{ От } (11.17) \quad \delta = 1 - \frac{E}{U_o} = 1 - \frac{15}{30} = 0,5$$

$$2/ R_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{30}{2} = 15 \Omega$$

$$3/ \text{От (11.20)} \quad L = \frac{E \cdot \delta}{f \cdot \Delta I_L} = \frac{15 \cdot 0,5}{50 \cdot 10^3 \cdot 2} = 75 \mu H$$

$$4/ \text{От (11.22)} \quad C = \frac{I_o \delta}{f \Delta U_o} = \frac{2 \cdot 0,5}{50 \cdot 10^3 \cdot 0,5} \approx 40 \mu F$$

На фиг.11.8 е даден PSPICE модела на обратен повишаващ преобразувател със стойности на елементите получени в примера.



Фиг.11.8 PSPICE модел на обратен повишаващ преобразувател

Текстовият файл на дадената схема има вида:

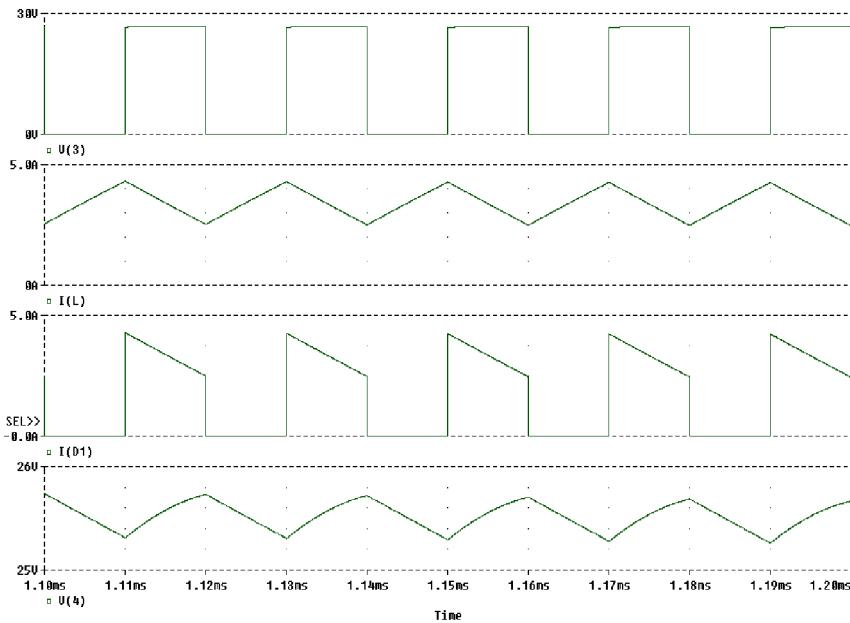
```
*dc-dc обратен повишаващ
Vdc 1 0 15
L 1 2 75u
rL 2 3 .5
S1 3 0 6 0 Sx
D1 3 4 dx
C 4 0 40u
Ro 4 0 15
```

```

V1 7 0 PULSE(0 20 0 10n 10n 10u 20u)
Rg 7 6 .05K
.model Sx vswitch(ron=.01 roff=1000)
.model dx d(bv=1000 rs=.1)
.tran 0.1u 1400u 5u 20n UIC
.probe
.end

```

Времедиаграмите на обратния преобразувател са:

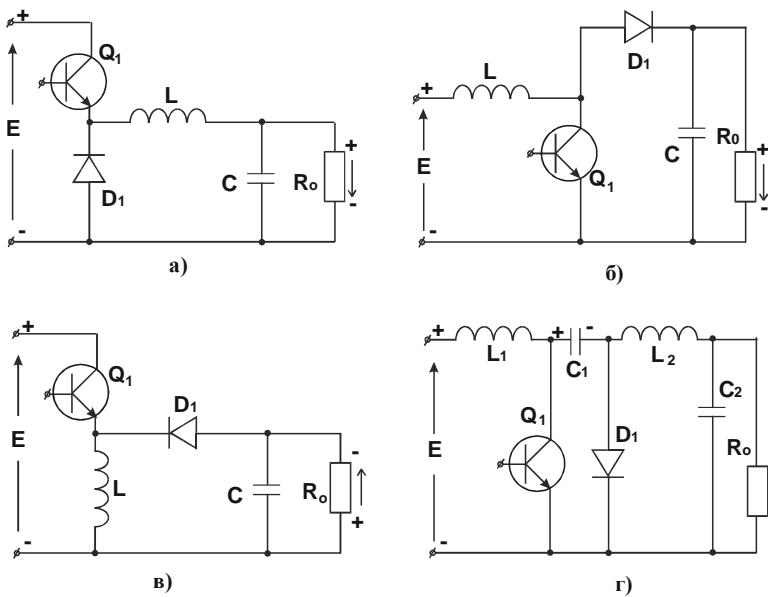


Фиг.11.9 Времедиаграми на обратен повишаващ преобразувател

Получените времедиаграми показват достатъчна точност на изведените формули. Умножение точно по две не се получава, защото във формулите не са отчетени активните загуби в схемата, симулирани в модела чрез резистора  $r_L$ .

Проблем при внедряването на импулсните преобразуватели са повишените загуби при комутацията на полупроводниковите вентили. В [14] е показан начин за намаляване на комутационните загуби.

На фиг.11.10 са показани няколко схемни варианта на транзисторни импулсни преобразуватели.



**фиг.11.10** а) понижаващ прав преобразувател; б) повишаващ обратен преобразувател (инвертиращ); в) понижаващ - повишаващ обратен преобразувател; г) чук преобразувател.

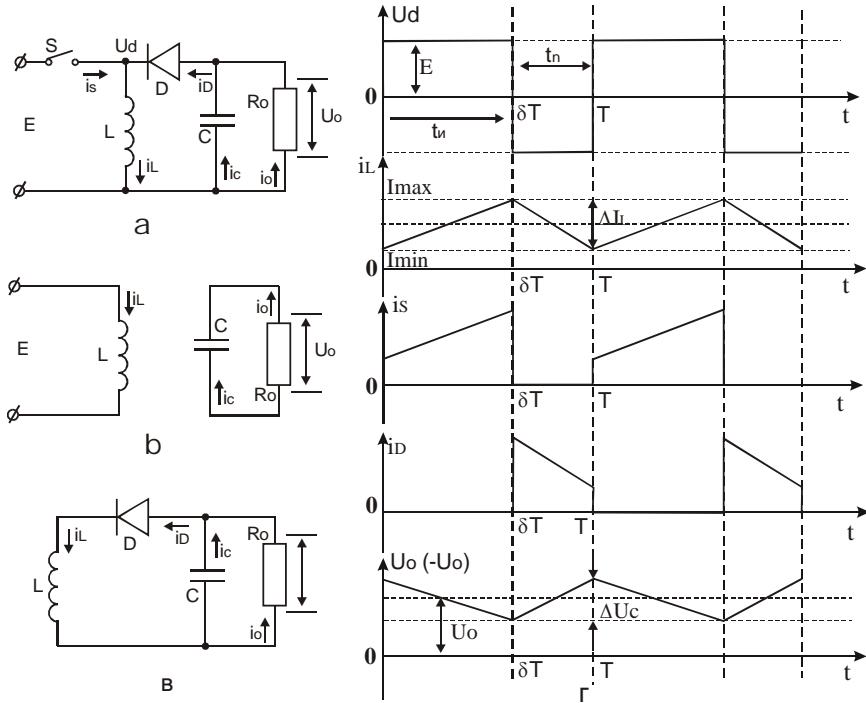
Принципът на работа на първите две схеми е аналогично разгледан при правия и повишаващия обратен преобразувател.

На фиг.11.10в е показана схемата е на обратен понижаващо-повишаващ преобразувател, разгледан в т.11.2.3.

На фиг.11.10г е дадена схема Чук, която представлява комбинация от правия и обратния преобразувател и носи името на своя създател С. Чук, разгледан в т.11.2.4.

### 11.2.3 Понижаващо-повишаващ преобразувател

При понижаващо-повишаващия преобразувател изходното напрежение може да бъде по-малко или по-голямо от захранващото напрежение. На фиг. 11.11а е показана схема на понижаващо-повишаващ преобразувател, като транзисторът Q е заменен с идеален ключ S.



Фиг.11.11 Понижаващо-повишаващ преобразувател

При този преобразувател изходното напрежение е с противоположен знак спрямо входното напрежение и затова се нарича още инвертиращ преобразувател.

Принципът на действие на схемата се описва с двете състояния на ключа S (фиг.11.11б,в) и времедиаграмите на фиг.11.11г.

При отпускане на транзистора  $Q_1$  (ключ S-включен) се запасява енергия в  $L_1$  и се разрежда  $C_1$  през товара (еквивалентна схема фиг. 11.11). При включен ключ S, диодът D е запущен и еквивалентната схема (фиг.11.11б) се състои от два независими електрически контура. В I контур през ключа S се подава захранване на индуктора L и токът през него  $i_L$  започва да нараства, като формира нарастване на тока  $\Delta i_L$ . Вторият контур се състои от товара  $R_o$  и филтърен кондензатор  $C$ . Следва разреждане на кондензатора през товара, което формира спадаща полувълна на изходното напрежение.

При изключен ключ S, диодът D е отпущен и еквивалентната схема (фиг.11.11в) се състои от индуктор L, товара  $R_o$  и филтърен кондензатор

С. Зареденият със запасена енергия индуктор  $L$  дозарежда кондензатора  $C$ , като товарният ток почти не се променя.

Напрежението на индуктора в интервала от  $\Delta t = t_i$  е:

$$(11.23) \quad E_L = E = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_i} L = \frac{\Delta I_L}{t_i} L .$$

От (11.23) се определя времето на проводимост на вентила за достигане на зададено изменение на тока в индуктивността

$$(11.24) \quad t_i = \frac{\Delta I_L L}{E} .$$

При изключен ключ  $S$  токът в индуктивността намалява, при което:

$$(11.25) \quad U_o = L \frac{\Delta I_L}{t_n} , \text{ от където се определя времето през}$$

което е запущен ключа.

$$(11.26) \quad t_n = \frac{\Delta I_L L}{U_o} .$$

От (11.23) и (11.25) се определя :

$$(11.27) \quad \Delta I_L = \frac{E t_i}{L} = \frac{U_o t_n}{L} .$$

След първия период средната стойност на напрежението върху бобината (индуктивността) е нула. От еквивалентните схеми и (11.27) следва:

$$(11.28) \quad Et_i = U_o t_n .$$

От (11.28) се получава зависимостта между захранващото напрежение, изходното напрежение и коефициента на запълване:

$$(11.29) \quad U_o = \frac{E t_i}{t_n} = \frac{E t_i}{T - t_i} = \frac{\delta}{1 - \delta} E .$$

Като се пренебрегнат загубите в преобразувателя може да се запише

$$E I_L = U_o I_o = \frac{\delta E}{1 - \delta} I_o , \text{ от където се получава:}$$

$$(11.30) \quad I_L = \frac{\delta}{1-\delta} I_o.$$

От (11.24) и (11.26) се определя периода на работната честота във функция от елементите на схемата:

$$(11.31) \quad T = \frac{1}{f} = t_u + t_n = \frac{\Delta I_L L}{E} + \frac{\Delta I_L L}{U_o} = \frac{\Delta I_L L(U_o + E)}{EU_o}.$$

От (11.31) се определя при зададена работна честота и елементи на схемата изменението на консумирания ток:

$$(11.32) \quad \Delta I_L = \frac{E U_o}{f L (U_o + E)} = \frac{E \delta}{f L}.$$

Когато ключа S е включен, кондензаторът поддържа тока в товара ( $t=t_1$ ). Средната стойност на тока през кондензатора за интервала, когато е отпущен транзистора е равна на товарния ток ( $I_c = I_o$ ) и изменението на напрежението върху кондензатора от пик до пик е:

$$(11.33) \quad \Delta U_c = U_c - U_{c(t=0)} = \frac{1}{C} \int_0^{t_u} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_u} I_o dt = \frac{I_o t_u}{C}$$

Като се замести (11.28) в (11.33) се получава:

$$(11.34) \quad \Delta U_c = \frac{I_o}{C} \frac{U_o}{f (U_o + E)} = \frac{I_o \delta}{f C}$$

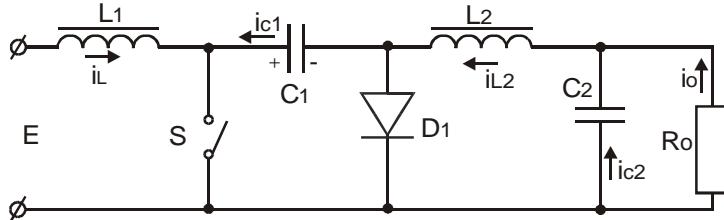
От изведените зависимости се извеждат формулите за изчисляване на понижаващо-повишаващия преобразувател по аналогия на разгледания пример с повишаващия преобразувател.

#### 11.2.4 Чук преобразувател (фиг.11.10.г, Cuk dc-dc convertor)

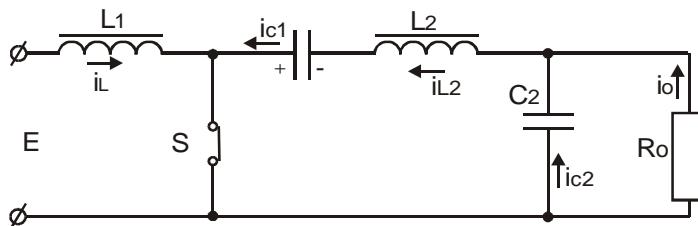
При Чук преобразувателя изходното напрежение може да бъде по-малко или по-голямо от захранващото напрежение в зависимост от стойността на коефициента на запълване. На фиг.11.12а е показана схема на Чук преобразувател, като транзисторът е заменен с идеален ключ S. Принципът на действие на схемата се описва с двете състояния на ключа S (фиг.11.12б,в).

При включен ключ S, диодът D е запущен и еквивалентната схема

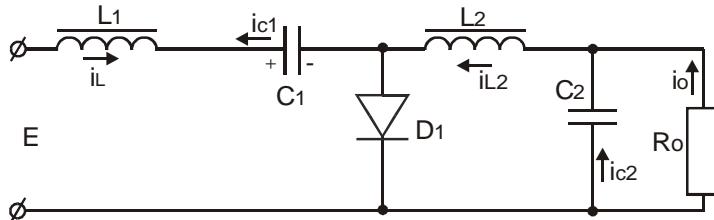
(фиг.11.12б) се състои от два електрически контура. В I контур през ключа S се подава захранване на индуктора  $L_1$  и токът през него  $i_L$  започва да нараства, формирайки нарастването на тока в първата индуктивност  $L_1$ . Вторият контур се състои от кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ , индуктивността  $L_2$  и товара  $R_o$ . Докато е включен ключа S индуктивността  $L_1$  се зарежда от захранващия източник, а в другия контур кондензатора  $C_2$  се разрежда през кондензатора  $C_2$ , товара  $R_o$  и индуктивността  $L_2$ .



a)



б)



в)

Фиг.11.12 Чук преобразувател

При изключване на ключа S (запушване на транзистора) се отпушва диода D<sub>1</sub> и C<sub>1</sub> се зарежда от захранващия източник през бобината L<sub>1</sub>.

В същото време индуктивността  $L_2$  и кондензаторът  $C_2$  отдават своята енергия в товара  $R_0$  (фиг. 11.12в), като запасена енергия в индуктор  $L_2$  дозарежда кондензатора  $C_2$ , а товарният ток почти не се променя.

Схемата е понижаващо - повишаваща в зависимост от стойността на коефициента на запълване  $\delta$ .

Зависимостите на работния режим на схемата от стойността на елементите се определят от съотношенията:

1. Определяне на съотношението между захранващото напрежение  $E$ , напрежението на кондензатора  $U_{C1}$  и коефициента на запълване  $\delta$ .

1.1 Времето на включениия ключ, определено по I контур на фиг. 11.12б.

От фиг. 11.12б за контура  $E, L_1$  се записва напрежението на индуктора в интервала от  $\Delta t = t_u$

$$(11.35) \quad E_L = E = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_u} L_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{t_u} L_1, \text{ от където}$$

$$(11.36) \quad t_u = \frac{\Delta I_{L1} L_1}{E}.$$

1.2. Времето на изключениия ключ, определено по I контур на фиг. 11.12в.

При изключен ключ  $S$  токът в индуктивността намалява, зареждайки кондензатора  $C_1$  в контура  $E, L_1, C_1, D_1$  при което:

$$(11.37) \quad E - U_{C1} = -L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_n}, \text{ от където се определя времето}$$

през което е запущен ключа.

$$(11.38) \quad t_n = \frac{-\Delta I_{L1} L_1}{E - U_{C1}}.$$

### 1.3 Енергетични съотношения

От (11.36) и (11.38) се определя изменението на тока в индуктивността  $L_1$

$$(11.39) \quad \Delta I_L = \frac{Et_u}{L_1} = \frac{-(E - U_{C1})t_n}{L_1}.$$

След първия период средната стойност на напрежението върху боби-

ната (индуктивността) е нула. От еквивалентните схеми и (11.39) следва

$$(11.40) \quad E t_i = -(E - U_{C_1}) t_n .$$

От (11.40) се получава зависимостта между захранващото напрежение, напрежението върху кондензатора  $C_1$  и коефициента на запълване  $\delta = t_n/T$ :

$$(11.41) \quad U_{C_1} = \frac{E(t_i + t_n)}{t_n} = \frac{E(t_i + T - t_i)}{T - t_i} = \frac{E}{1 - \delta} .$$

*2. Определяне на съотношението между захранващото напрежение  $E$ , изходното напрежение  $U_o$  и коефициента на запълване  $\delta$ .*

*2.1 Времето на включния ключ, определено по II контур на фиг. 11.12б.*

От фиг. 11.12б за контура  $C_2, U_o, L_2$  се записва напрежението на индуктора в интервала от  $\Delta t = t_i$

$$(11.42) \quad E_{L2} = U_{C_1} - U_o = \frac{I_{L2\max} - I_{L2\min}}{t_i} L_2 = \frac{\Delta I_{L2}}{t_i} L_2 , \text{ от където}$$

$$(11.43) \quad t_i = \frac{\Delta I_{L2} L_2}{U_{C_1} - U_o} .$$

*2. Времето на изключния ключ, определено по II контур на фиг. 11.12в.* При изключен ключ  $S$  токът в индуктивността  $L_2$  намалява, зареждайки кондензатора  $C_2$  в контура  $L_2, D_1, C_2$  при което:

$$(11.44) \quad U_o = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_n} , \text{ от където се определя времето през}$$

което е запущен ключа.

$$(11.45) \quad t_n = \frac{\Delta I_{L2} L_2}{U_o} .$$

*3. Определяне на съотношението между захранващото напрежение  $E$ , напрежението на кондензатора  $U_{C1}$  и коефициента на запълване  $\delta$ .*

От (11.43) и (11.45) се определя изменението на тока в индуктивността  $L_2$

$$(11.46) \quad \Delta I_{L2} = \frac{(U_{C1} - U_o)t_i}{L_2} = \frac{U_o t_n}{L_2} .$$

След първия период средната стойност на напрежението върху бобината (индуктивността) е нула. От еквивалентните схеми и (11.46) следва

$$(11.47) \quad (U_{C_1} - U_o)t_u = U_o t_n.$$

От (11.47) и (11.41) се получава зависимостта между захранващото напрежение, изходното напрежение и коефициента на запълване

$$(11.48) \quad U_o = \delta U_{C_1} = \frac{\delta}{1 - \delta} E$$

Като се пренебрегнат загубите в преобразувателя може да се запише

$$E I_{L_1} = U_o I_o = \frac{\delta E}{1 - \delta} I_o, \text{ от където се получава:}$$

$$(11.49) \quad I_{L_1} = \frac{\delta}{1 - \delta} I_o.$$

От (11.36) и (11.38) се определя периода на работната честота във функция от елементите на схемата по I контур:

$$(11.50) \quad T = \frac{1}{f} = t_u + t_n = \frac{\Delta I_{L_1} L_1}{E} - \frac{\Delta I_{L_1} L_1}{E - U_{C_1}} = \frac{-\Delta I_{L_1} L_1 U_{C_1}}{E(E - U_{C_1})}.$$

От (11.50) се определя изменението на консумирания ток при зададена работна честота и елементи на схемата през  $L_1$ :

$$(11.51) \quad \Delta I_{L_1} = \frac{-E(E - U_{C_1})}{f L_1 U_{C_1}} = \frac{\delta E}{f L_1}.$$

От (11.43) и (11.45) се определя периода на работната честота във функция от елементите на схемата по II контур:

$$(11.52) \quad T = \frac{1}{f} = t_u + t_n = \frac{\Delta I_{L_2} L_2}{U_{C_1} - U_o} - \frac{\Delta I_{L_2} L_2}{U_o} = \frac{\Delta I_{L_2} L_2 U_{C_1}}{U_o(U_{C_1} - U_o)}.$$

От (11.52) се определя изменението на консумирания ток при зададена работна честота и елементи на схемата през  $L_2$ :

$$(11.53) \quad \Delta I_{L_2} = \frac{U_o(U_{C_1} - U_o)}{f L_2 U_{C_1}} = \frac{U_o(1 - \delta)}{f L_2} = \frac{\delta E}{f L_2}.$$

Когато ключът  $S_e$  е изключен ( $t=t_n$ ) кондензаторът  $C_1$  се зарежда от захранващия източник през  $L_1$ , със средна стойност на тока  $I_{C1}=I_{L1}$ . Изменението на напрежението на кондензатора от връх до връх е:

$$(11.54) \quad \Delta U_{C1} = U_{C1} - U_{C1(t=0)} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_n} I_{C1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_n} I_{L1} dt = \frac{I_{L1} \cdot t_n}{C_1}.$$

Като се замести  $t_n = (1 - \delta) / T$  в (11.54) се получава:

$$(11.55) \quad \Delta U_{C1} = \frac{\delta I_o}{f C_1}$$

Когато ключа  $S$  е изключен, кондензаторът  $C_2$  поддържа тока в товара ( $t=t_n$ ). Сумата от средната стойност на тока през кондензатора и средната стойност на тока в товара са равни на тока през индуктивността ( $I_{C2} + I_o = I_{L2}$ ).

Нормално е  $I_{C2} = \frac{I_{L2}}{4}$ , а изменението на напрежението върху кондензатора от пик до пик е:

$$(11.56) \quad \Delta U_{C2} = U_{C2} - U_{C2(t=0)} = \frac{1}{C_2} \int_0^{t_n} I_{C2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{t_n} \frac{\Delta I_{L2}}{4} dt = \frac{\Delta I_{L2} t_n}{4 C_2}$$

Като се замести (11.53) в (11.56) и при време на паузата  $t_n = \frac{T}{2}$

се получава:

$$(11.57) \quad \Delta U_{C2} = \frac{U_o (1 - \delta)}{8 f^2 \cdot C_2 \cdot L_2} = \frac{\delta \cdot E}{8 f^2 \cdot C_2 \cdot L_2}$$

От изведените зависимости се извеждат формулите за изчисляване на понижаващо-повишаващия преобразувател на Чук по аналогия на разгледания пример с повишаващия преобразувател.

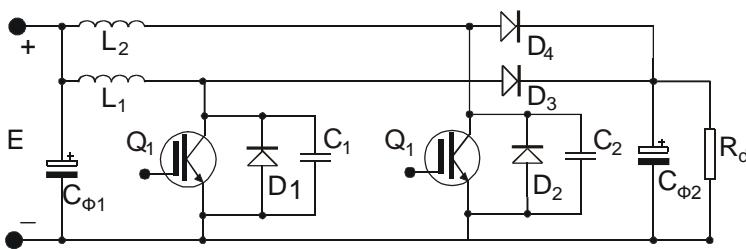
От формули (11.51) и (11.53) се извеждат зависимости за изчисляване на индуктивностите  $L_1$  и  $L_2$  по зададено изменение на тока през тях.

От формули (11.55) и (11.57) се изчисляват кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ , по зададено изменение на напрежението върху тях.

### 11.2.5 Многотактни импулсни транзисторни преобразуватели

С цел повишаване мощността и подобряване на формата на изходното напрежение се реализират многотактни импулсни транзисторни преобразуватели.

Многотактните преобразуватели се реализират на базата на п броя паралелно включени еднотактни импулсни преобразуватели, работещи на общ товар. За да се получат добри енергетически показатели отделните преобразуватели трябва дая се управляват по определен начин. На фиг.11.13 е дадена схема на двутактен преобразувател [28], състояща се от два еднотактни повишаващи конвертора.



Фиг.11.13 Многотактен преобразувател

При подходящ начин на управление и благодарение на групите  $D_1$ ,  $C_1$  и  $D_2$ ,  $C_2$  се получава работа при нулево напрежение на комутация (ZVS). При такъв режим на работа комутационните загуби на транзисторите се намаляват многоократно.

### 11.3 Трансформаторни импулсни преобразуватели

Използването на трансформатор в импулсните преобразуватели е целесъобразно, когато изходното напрежение е много пъти по-малко (или по-голямо) от захранващото напрежение или когато се изисква галваническо разделяне на товара от захранващия източник.

Преимущество на трансформаторния преобразувател е възможността за получаване на повече от едно изходно напрежение.

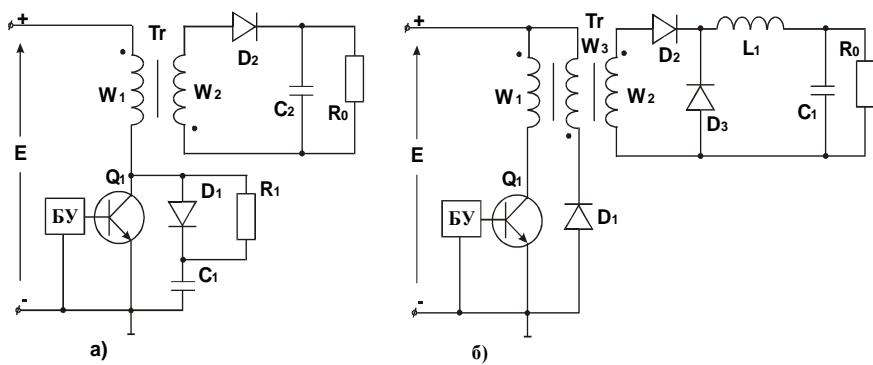
В зависимост от стойността на коефициента на трансформация трансформаторните преобразуватели са повишаващи или понижаващи.

В зависимост от начина на свързване на намотките на трансформатора те биват: обратни и прави.

В зависимост от броя на полупериодите през които се отдава енергия от захранващия източник в товара: еднотактни и двутактни.

### 11.3.1 Еднотактни трансформаторни импулсни преобразуватели

На фиг.11.14 са показани два варианта на трансформаторни еднотактни конвертора.

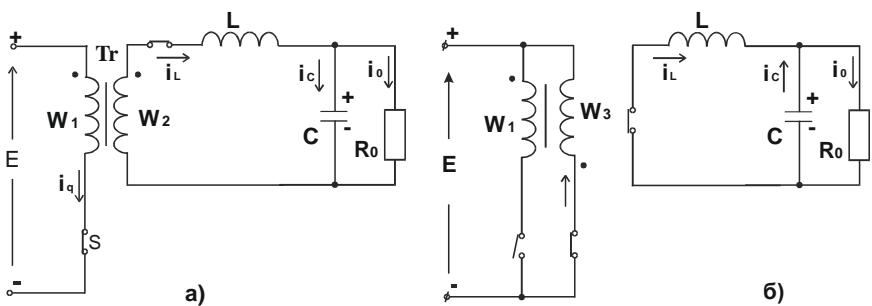


Фиг.11.14 Трансформаторни еднотактни конвертори: а-обратен; б-прав.

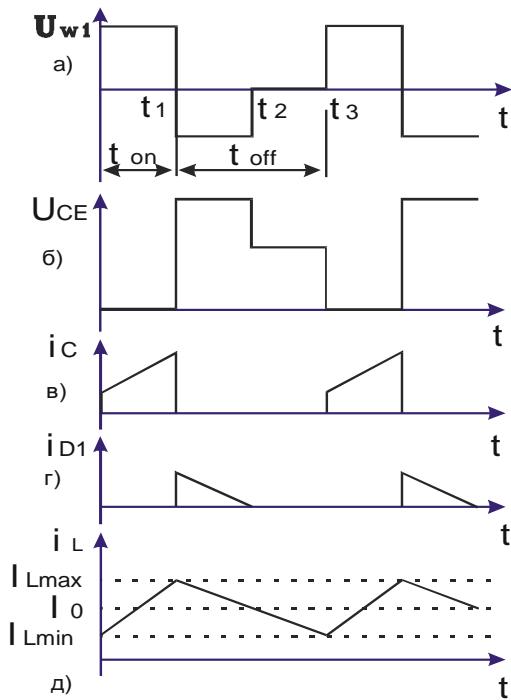
При обратния преобразувател (фиг.11.14.а) енергия се запасява в трансформатора, когато транзисторът Q<sub>1</sub> е отпущен и се зарежда кондензатора C<sub>2</sub>, когато е запущен транзистора Q<sub>1</sub>.

Видът на преобразувателя зависи от начина на свързване на трансформатора, като с точки се означават началата на намотките. Тъй като транзисторът се запушва при ненулев ток, то върху него се получават големи пикови пренапрежения. Групата C<sub>1</sub>, D<sub>1</sub>, R<sub>1</sub> служи за намаляване на пиковите напрежения върху транзистора при запушване.

При правия преобразувател (фиг. 11.14б) енергия се прехвърля от захранващия източник в товара, когато транзисторът Q<sub>1</sub> е отпущен. През този интервал от време диодът D<sub>2</sub> е отпущен, а са запушени диодите D<sub>1</sub> и D<sub>3</sub>. Когато се запуши транзистор Q<sub>1</sub> се отпусват диодите D<sub>1</sub> и D<sub>3</sub>. С отпускането на D<sub>1</sub> противича ток през рекупериращата намотка w<sub>3</sub> и се връща енергия в захранващия източник, а като се избере w<sub>3</sub> = w<sub>1</sub> напрежението върху транзистора се ограничава до 2E. Диодът D<sub>3</sub> изпълнява функциите на обратен диод при токоизправители с RL товар. Състоянието на схемата е дадена при отпущен транзистор (фиг.11.15.а) и запущен транзистор (фиг. 11.15 б).



Фиг.11.15 Еквивалентни схеми на прав преобразувател



Фиг.11.16 Времедиаграми на прав преобразувател

Времедиаграмите на фиг. 11.16 поясняват принципа на действие на правия преобразувател, където:

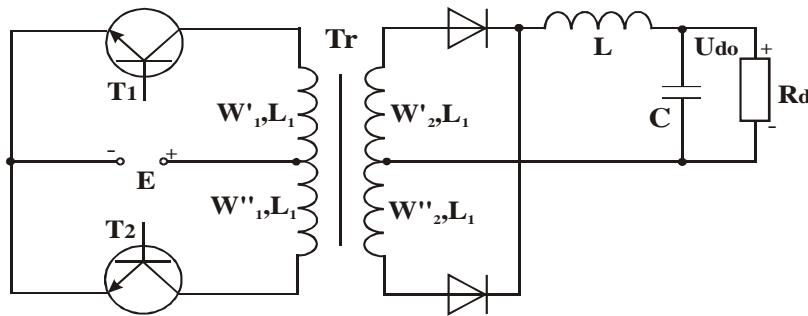
- напрежение на първичната намотка на трансформатора ( $W_1$ );
- напрежение върху транзистора ( $U_{CE}$ );
- ток на транзистора ( $i_c$ );
- ток ( $i_{d1}$ ) през размагнитващата намотка ( $W_3$ );
- ток през дросела ( $i_L$ ).

Размагнитващата намотка  $W_3$  служи да размагнати трансформатора в интервала, когато транзистора е запущен. Това предпазва транзистора от високи пренапрежения върху него.

### 11.3.2 Двутактни импулсни преобразуватели

Противотактните (двутактните) преобразуватели се използват за поломи изходни мощности (над 500W).

Типична схема на силовата част на противотактен преобразувател е показана на фиг.11.17. Тя може да се разглежда като два еднотактни прости преобразувателя работещи в противофаза през общ трансформатор или преобразувател със средна точка на трансформатора.



Фиг. 11.17 Противотактен преобразувател

Характерни зависимости за този преобразувател са:

1. Максимален ток през транзисторите:

$$(11.58) \quad I_{c\max} = \frac{1,4P_o}{E_{\min}} .$$

2. Напрежение върху транзисторите:

$$(11.59) \quad U_{CE} = 2E$$

3. Препоръчителна изходна мощност - 0,1 до 1 KW.  
За схемата от фиг.11.17 са в сила равенства (11.18):

$$(11.18) \quad \begin{cases} W_1' = W_1'' = \frac{1}{2} W_1 \\ W_2' = W_2'' = \frac{1}{2} W_2 \\ n = \frac{W_1}{W_2} \end{cases}$$

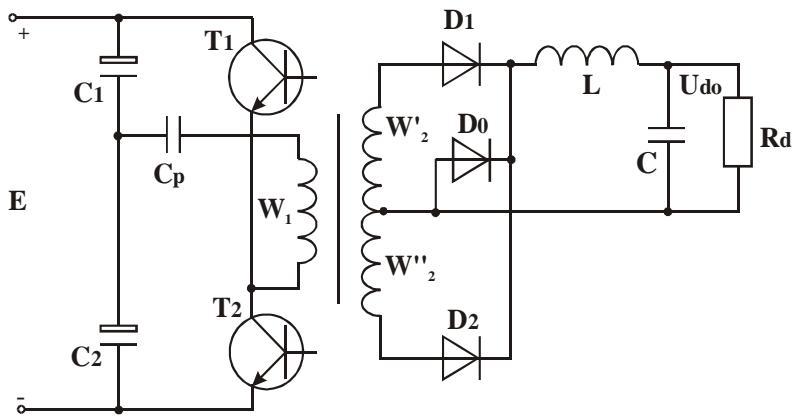
Схемата работи по следния начин. Когато транзистор  $T_1$  е насищен, отпушва се диод  $D_1$  и в бобината  $L$  се натрупва енергия. След това двата транзистора  $T_1$  и  $T_2$  са запушени. Двата диода се отпушват едновременно, защото анодите им през вторичната намотка на трансформатора са свързани на късо. Енергията натрупана в  $L$  се отдава на товара  $R_d$  през  $D_1$  и  $D_2$ . Трансформаторът се размагнитва. В следващия полупериод се насища  $T_2$ , отпушва се  $D_2$  и в  $L$  отново се натрупва енергия. След което  $T_1$  и  $T_2$  се запушват отново и т.н. Докато единият транзистор е отпущен, напрежението върху другия е равно на  $2E$ . При запушване на двата транзистора, напрежението върху трансформатора е равно на  $E$ . Изходното напрежение се дава с израза:

$$(11.58) \quad U_{d_0} = \frac{2 \cdot \delta \cdot E}{n}$$

При това задължително  $\delta$  трябва да е по-малко от 0,5. В противен случай се получава късо съединение на входа през двата отпушени транзистора и първичната намотка на трансформатора. Препоръчва се  $L_2$  да е по-голяма от  $L$ :

$$(11.59) \quad L_2 = (4 \div 8)L$$

Схемата на противотактния преобразувател от фиг. 11.17 има съществени недостатъци: високо напрежение върху транзисторите и другите елементи в схемата, насищане на трансформатора при несиметричното му подмагнитване, размагнитване на трансформатора при едновременното отпушване на двата диода. Затова при по-големи мощности и високи захранващи напрежения се ползват полумостова схема ( $150W < P_d < 500W$ ) фиг. 11.18 или мостова схема ( $P_d > 500W$ ) фиг. 11.19.



Фиг. 11.18 Полумостова схема на противотактен преобразувател

Характерни зависимости на полумостовата схема са:

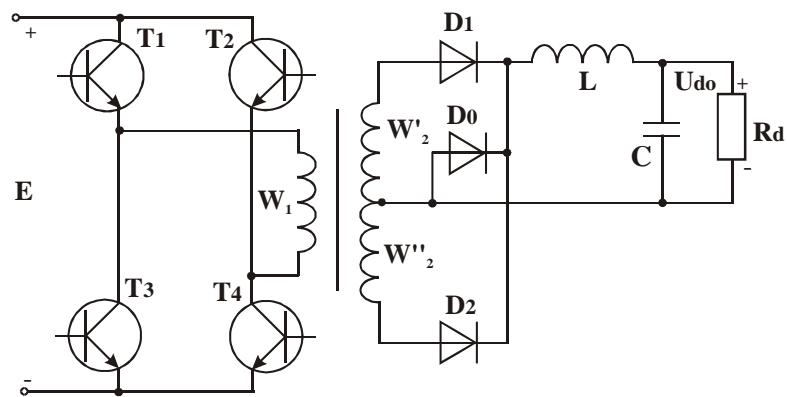
1. Максимален ток през транзисторите:

$$(11.60) \quad I_{c\max} = \frac{2.8P_o}{E_{\min}}.$$

2. Напрежение върху транзисторите:

$$(11.61) \quad U_{ce} = E$$

3. Препоръчителна изходна мощност - 0,1 до 500 W.



Фиг. 11.19 Мостова схема на противотактен преобразувател

Характерни зависимости на мостовата схема са:

1. Максимален ток през транзисторите:

$$(11.61) \quad I_{c\max} = \frac{1,4 P_o}{E_{\min}}.$$

2. Напрежение върху транзисторите:

$$(11.62) \quad U_{ce} = E$$

3. Препоръчителна изходна мощност - 0,5 до 1,5 kW.

В схемата на фиг. 11.18 кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  са с еднакъв капацитет.

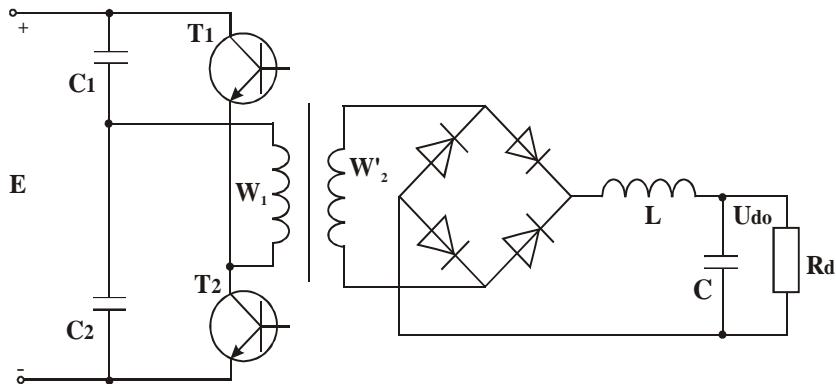
Напрежението върху  $C_1$  и  $C_2$  е  $\frac{E}{2}$ . Два пъти пъти по-малки са и амплитудата на напрежението върху първичната намотка на трансформатора  $W_1$ . Включването на обратния диод  $D_O$  възпрепятства размагнитването на трансформатора при запушени транзистори.

Предимство на полумостовата схема са по-малките габарити на трансформатора и по-простата му конструкция. Като недостатък на тази схема спрямо схемата от фиг. 11.17 може да се изтъкне два пъти по-малката мощност при еднакви транзистори и едно и също входно напрежение. Кондензаторът  $C_P$  е неелектролитен и решава проблема с насищането на трансформатора при несиметричното му подмагнитване, поради нееднаквост на широчината на управляващите импулси.

Мостовата противотактна схема, показана на фиг. 11.19, се използва при по-големи мощности. Схемата има цитираните предимства на полумостовата от фиг. 11.18. Освен това изходната мощност, която може да се получи е два пъти по-голяма от тази на полумостовата схема при използването на еднакви транзистори.

Недостатък на схемата е използването на четири силови транзистора и по-сложното управление. Противотактните преобразуватели са по-сложни. Необходима е строга симетрия на рамената, което понякога се постига трудно.

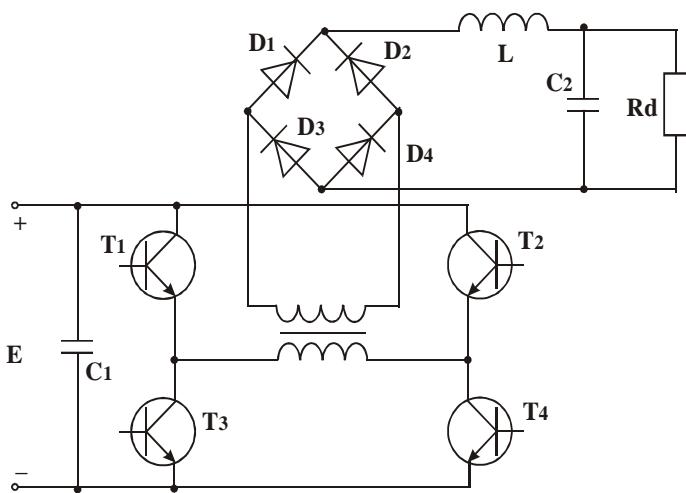
На фиг. 11.20 и фиг. 11.21 са показани други схемни решения на полумостова и мостова противотактни схеми. Разликата се състои във вида на изходния токоизправител. Тук се използва мостова схема на изходния токоизправител.



Фиг. 11.20 Полумостова схема с мостови изходен изправител

Използването на мостови изходен токоизправител води до:

- опростиране на изходния трансформатор, като намалява броя на намотките с една;
- диодите в мостовия токоизправител изпълняват функциите на обратен диод.



Фиг. 11.21 Мостова схема с мостови изходен изправител

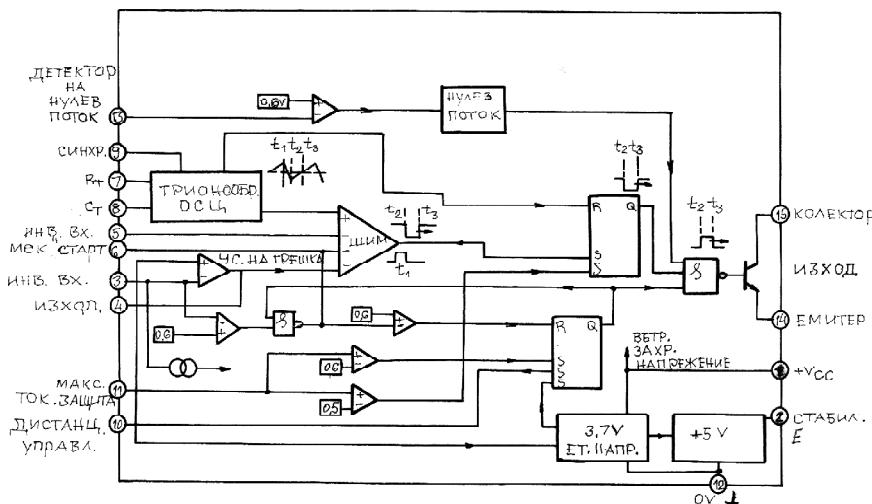
В определени случаи диодите в токоизправителя се заменят с транзистори и схемата се получава реверсивна.

#### 11.4. Схеми за управление на импулсни стабилизатори на напрежение

Схемата за управление (СУ) е основен елемент в структурата на импулсните стабилизатори на напрежение (ИСН). Нейното предназначение е да: генерира работната честота на ИСН, регулира и стабилизира изходното напрежение; защита срещу претоварване по ток, късо съединение в изхода, повишено изходно напрежение, повишено или понижено мрежово захранващо напрежение и др. Осигурява допълнителни възможности за външна синхронизация, дистанционно включване, "мек" старт и др.

Съвременните СУ на ИСН са реализирани на базата на специализирани интегрални схеми. Съществува голямо многообразие от специализирани интегрални схеми за ИСН. Независимо от това структурата им е подобна.

Интегралната схема TDA1060 (NE5560, B260D) е масово срещана схема за управление. Схемата TDA1060 е предназначена за директно управление на еднотактни преобразуватели. Схемата може да се използва за управление на противотактни преобразуватели чрез включване на допълнителни интегрални схеми. Схемата се произвежда в 16 изводен правоъгълен корпус (DIP корпус). Структурата и начина на свързване на



Фиг. 11.22 Структурната схема на ZN 1060E

TDA 1060 не се разглеждат в учебника поради публикуването им в много литературни източници [10]. На фиг. 11.22 е показана структурната схема на ZN 1060E, предлагана от фирмата FERRANTI.

Схемата е функционален аналог на TDA 1060, но има някои структурни различия в сравнение с нея. ZN 1060E работи нормално в температурен диапазон от – (20 до +85)<sup>0</sup>C.

Тя има следните основни компоненти и функционални възможности:

- Стабилизиран захранващ източник;
- Защита по захранващо напрежение;
- Линеен широчинно-импулсен модулатор;
- Програмируем коефициент на запълване на импулса;
- Програмируем “мек” старт;
- Забрана на двоен импулс;
- Бързодействащо ограничение на тока;
- Защита от дефекти;
- Усилвател на грешката;
- Защита от свръхнапрежения;
- Дистанционно управление;
- Следене на вторичен ток;
- Многократна синхронизация на устройството;
- Защита против насищане на сърцевината.

Като всяка интегрална схема, предназначена за използване в ключовите преобразуватели, ZN 1060E включва:

-Вътрешен осцилатор, който може да бъде синхронизиран. Осцилаторната честота варира от 50 Hz до 100 kHz. Тя се определя от стойностите на  $C_T$  (извод 8) и  $R_T$  (извод 7), като минимална стойност на  $C_T$  е 1nF,  $R_T$  може да се изменя от 10 до 40 k $\Omega$ . Типични стойности на горният и долният праг на генериране на трионообразния сигнал са съответно 3 V и 1,1 V. Коефициента на запълване на импулсите може да се изменя от 0 до 98%.

-Усилвател на грешката (извод 3), който има коефициент на усилване на отворената система  $A_o=60$  dB. Към този усилвател се реализира защита срещу прекъсване или окъсяване на обратната връзка, осъществена чрез свързване на външно съпротивление, чиято минимална стойност трябва да бъде не по-малка от 100k $\Omega$ .

-Широчинно-импулсен модулатор (ШИМ), представляващ компаратор с един неинвертиращ и три инвертиращи входа. С помощта на външен делител, свързан към един от инвертиращите входове се осъществява външно регулиране на коефициента на запълване на импулсите от 0 до 98% или от 0 до 45%.

-Точни източници на еталонно напрежение – 3,72V вътрешен и 5V с външен изход 2.

-Управляваща и стартираща система.

Освен горепосочените характерни черти, ZN 1060E включва: STOP-START схема, която се активизира от три различни функции:

- Дистанционно управление
  - Заштита от претоварване по ток
  - Вътрешна защита от ниско захранващо напрежение.

При възникнала неизправност, функцията на тази защитна схема е да блокира изхода от изходните импулси и да задържи изхода затворен за няколко периода. След това "мъртво" време на изхода се появяват импулси с много малък, постепенно нарастващ коефициент на запълване. Когато тази неизправност е неустойчива, не се предизвика състояние на циклично изключване и включване. Този автоматичен нулиращ режим ограничава енергията по време на неизправността. "Мъртвото" време и "мекият" старт се определят от външни кондензатори.

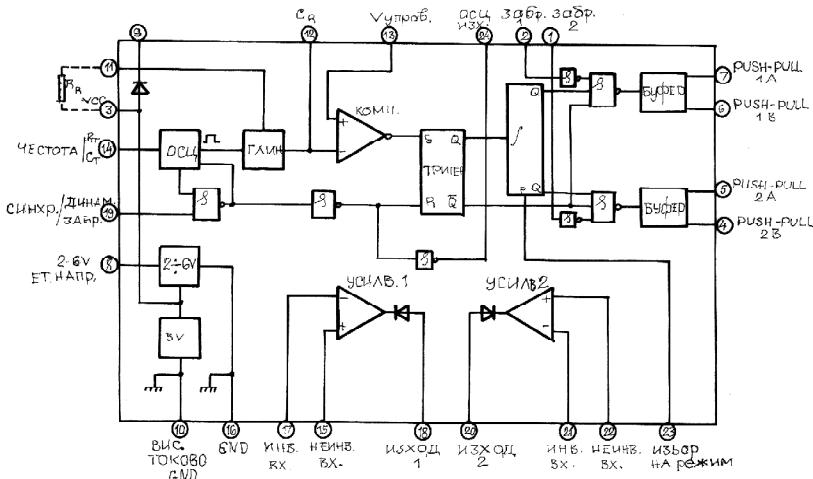
- Схема на дистанционно управление.

В системи, където се използват два или повече захранващи източници, често е необходимо те да се включват и изключват последователно. Освен това има много приложения, в които захранването трябва да бъде превключено от логически сигнал. Това се осъществява чрез TTL съвместим вход за дистанционно управление, което е реализирано при ZN1060E.

- Схема за следене на тока във вторичната намотка.

Функцията на тази схема е да създаде пълна защита срещу всички претоварващи ефекти във вторичната страна на трансформатора чрез автоматично управление.

На фиг. 11.23 е показана структурна схема на ZN1066 също на фирма FERRANTI.



Фиг. 11.23 Структурната схема на ZN 1066

ZN1066 е проектирана за управление на двутактни ключови захранващи източници, трансформаторно свързани DC/DC преобразуватели, безтрансформаторните напреженови удвоители, управление на честота на въртене на постояннотокови двигатели и др. Схемата има 24 изведен корпус.

ZN1066J работи в рамките на температурния интервал от  $-55^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ , а ZN1066E от от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ .

ZN1066 съдържа следните отличителни черти:

- Пълно широчинно импулсно моделирано управление на мощността.
- Единични или PUSH-PULL изходи с 120mA товароспособност.
- 0 до 100% управление на коефициента на запълване на импулса.
- Управляваща обратна връзка, която гарантира незастъпване на изходните импулси.

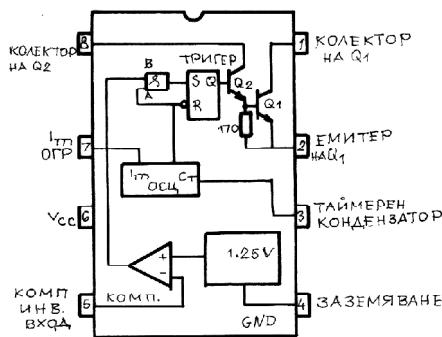
- Не се изисква никакво "мъртво" време за установяване.

- Изходната честота се регулира до 500 kHz.

- 2,6V еталонно напрежение.

- Забраняващ и синхронизиращ вход.

По опростени специализирани интегрални схеми за управление на еднотактни преобразуватели са интегралните схеми MC 34063 и μA 78S40 .



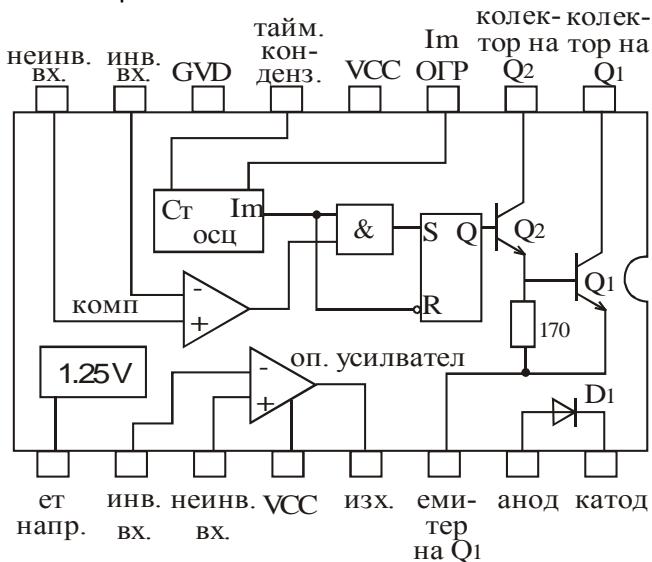
Фиг. 11.24 Структурната схема на MC34063

Схемите имат сходна структура и принцип на действие със специализираните схеми за управление на еднотактни преобразуватели (TDA1060, B260D, ZN1066E и др.).

Интегралната схема MC 34063 се произвежда в осемизведен корпус (фиг.11.24). Схемата съдържа вътрешен температурно компенсиран из-

точник на еталонно напрежение, компаратор, осцилатор с управляем работен цикъл, активна максималнотоква защита и драйвер. Независимите изводи на двата колектора на транзисторите Q1 и Q2 разширяват функционалните възможности на интегралната схема.

Схемата  $\mu$ A 78S40 (фиг.11.25) е подобна на МС 34063, но с допълнително включени мощен ограничителен диод и несвързан операционен усилвател.  $\mu$ A 78S40 се произвежда в 16-изведен корпус. Източникът на еталонно напрежение и неинвертиращият вход на компаратора са изведени. Това увеличава възможностите на схемата за приложение при стабилизация на второ изходно напрежение или дори и на втори ключов стабилизатор.



Фиг. 11.25 Структурната схема на A78S40

Интегрални схеми TL 494 и TL 495, производство на фирмата MOTOROLA, са намерили голямо приложение при управление на ключови двутактни преобразуватели [21].

Двете схеми са изградени с едакви структурни схеми, като номерацията на TL 495 е дадена в скоби ( ). Структурната схема на двете схеми е показана на фиг.11.26.

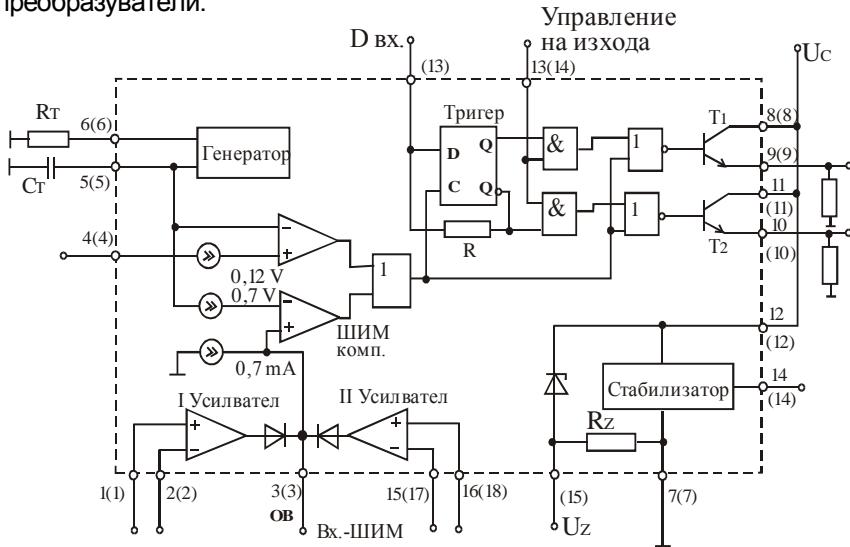
Структурната схема се състои от следните основни блокове :

- Схема за управление на ШИМ;
- Генератор на линейно изменящо се напрежение, управля-

ван външно от резистор  $R_T$  и кондензатор  $C_T$ ;

- Усилвател на грешка (разсъгласуване);
- Извод на еталонно напрежение 5V;
- Управление на прекъсването;
- Несвързани изходни транзистори (200mA);
- Възможности за контрол на работата на противотактни или еднотактни преобразуватели.

Независимо изведените изходи на крайните транзистори  $T_1$  и  $T_2$  на интегралната схема дават възможност за многовариантно включване на управляващите вериги на силовите транзистори в различни схеми на преобразуватели.



Фиг. 11.26 Структурната схема на TL494

TL 494 е в 16-изводен корпус, а TL 495 е в 18-изводен корпус. Изводите на двете схеми са показани на фиг. 11.26, като в скобите е дадена номерацията на TL 495.

Двата извода повече на TL 495 дават допълнителни възможности. На извод (15) има вграден 39V стабилитрон, използван при захранващи напрежения, по-големи от 40V.

На извод (13) е изведен D входа на тригера, който дава възможности за "управление на изхода".

Работната честота на импулсните преобразуватели се определя от честотата на генератора на интегралната схема.

Това е честотата на генератора на линейно изменящо се напрежение (ГЛИН).

Съществуват графични, графо аналитични по-точни и приблизителни аналитични методи за определяне на честотата на ГЛИН. С достатъчна точност тази честота се определя по формулата (11.63):

$$(11.63) \quad f = \frac{1,1}{C_T \cdot R_T}$$

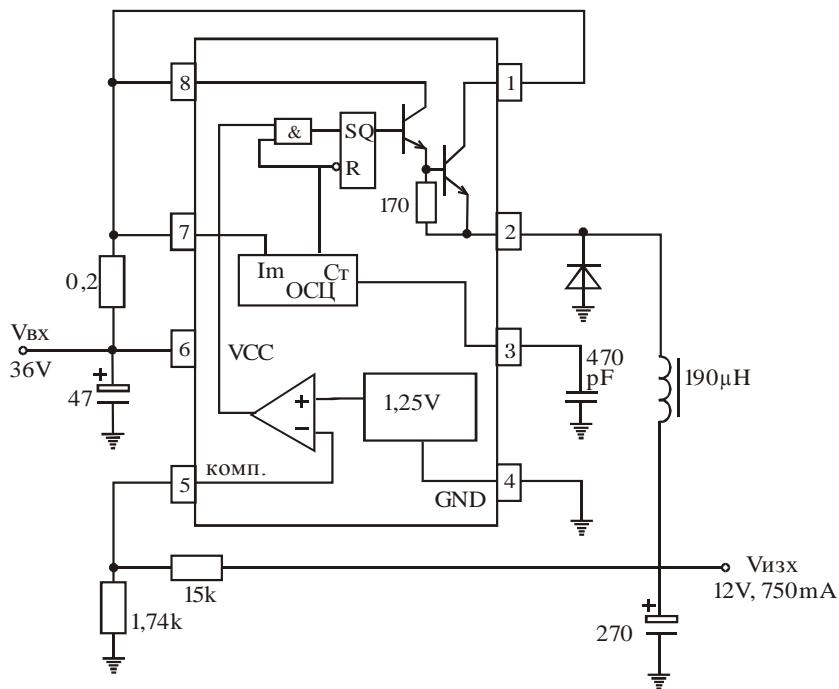
В литературата често се срещат и други специализирани схеми за управление като: TEA 1039, TDA 4700, TDA 4718, NE 5561, SE 5561, NE 5562, SE 5562, NE 5568, SG 1524C, SG 2524C, SG 3524C. Може да се каже, че няма реномиран производител на микроелектронни компоненти, който да не произвежда схеми за управление на импулсни преобразуватели.

През последните години навлязоха масово тясно профилирани управляващи схеми, които имат минимален брой външни елементи и са за конкретно приложение (примерно за зарядни устройства за мобилни телефони, импулсни захранвания за телевизионни приемници, за компютърна техника и др.).

Съществуват специализирани управляващи схеми с по-мощни изходни транзистори, които успешно изпълняват функциите на силовия транзистор в импулсното захранване.

## 11.5. Принципни схеми на импулсни стабилизатори на напрежение

Широкото приложение на импулсни стабилизатори и импулсни захранващи блокове налага определено унифициране на техните схеми.

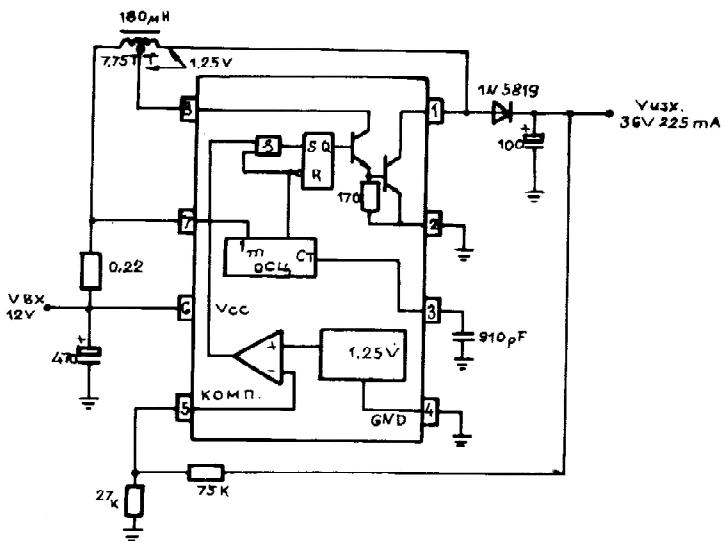


Фиг.11.27 Понижаващ импулсен стабилизатор на напрежение

Работната честота се определя от стойността на кондензатора на извод 3 (470pF). Стойността на изходното напрежение се регулира от резисторния делител на извод 5. Стойността консумирания ток в товара, на дросела (190 µH) в изход (2) и електролитния кондензатор (270 µF) определят стойността на пулсациите на изходното напрежение.

На фиг. 11.28 е показана принципна схема на повишаващ ИСН с интегрална схема **MC34063**.

Схемата стабилизира изходното напрежение на 36V при промяна на входното напрежение в диапазона от 11V до 15V. Стойностите на външните елементи са пресметнати за конкретните означени входно, изходно напрежение и изходящ ток от (50 - 225)mA, КПД на преобразувателя е 90%.



**Фиг.11.28** Повишаващ импулсен стабилизатор на напрежение

Резисторът 0.22, включен между захранващия източник и изход (7), предпазва стабилизатора от токово претоварване.

Работната честота се определя от външно включения кондензатор на извод 3 (910 pF). Повишаването на работната честота води до намаляване индуктивността на дросела и от там на неговите габарити.

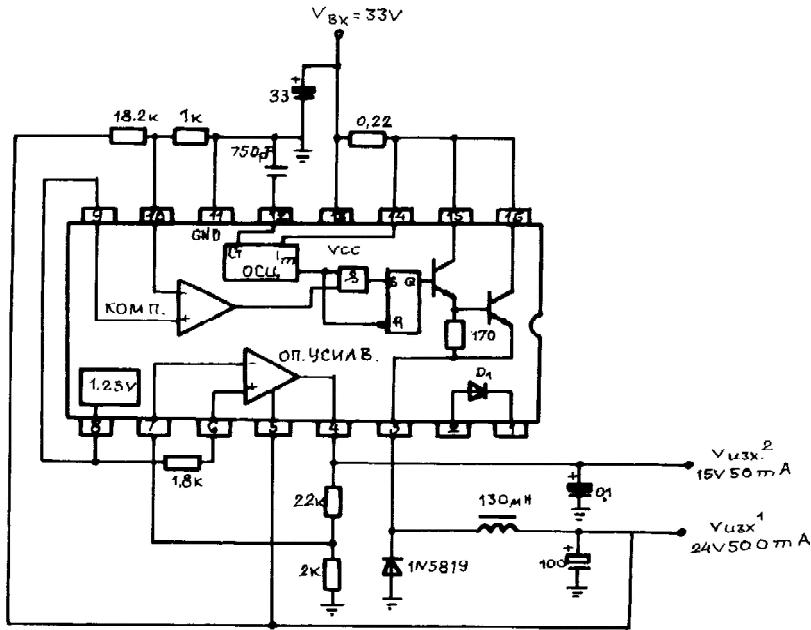
Стойността на изходния ток може да бъде повищена, ако се добави допълнителен транзисторен усилвател на изхода.

Изходното напрежение може да се промени, чрез промяна на делителя, който е включен между изхода и извод (5).

На фиг.11.29 е показана принципна схема на понижаващ ИСН с интегрална схема  **$\mu$ A78S40**.

Благодарение на допълнителния и независим операционен усилвател с една схема се стабилизират две изходни напрежения.

Схемата стабилизира изходното напрежение при промяна на входното напрежение в диапазона от 25V до 35V. Изходното напрежение на извод 3 на интегралната схема (24V) се получава посредством импулсно преобразуване на входното напрежение, затова тока в този изход е по-голям (500 mA).



Фиг.11.29 Понижаващ импулсен стабилизатор на две напрежения

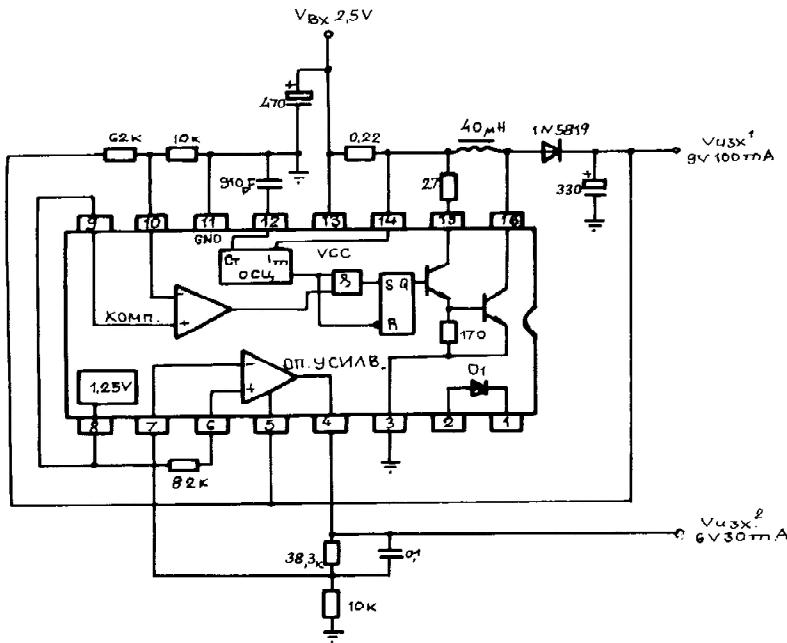
Пулсациите на изходното напрежение се определят от максималната величината на изходния ток и стойностите на изглаждащия дросел ( $130 \mu\text{H}$ ) и филтърния кондензатор ( $100 \mu\text{F}$ ).

Промяната на стойността на изходното напрежение може да се реализира, чрез промяна на стойността на резисторния делител, включен към изход 10 на интегралната схема.

Второто изходно напрежение се е на изход 4 и се получава от компенсационен стабилизатор, реализиран с вътрешен за интегралната схема операционен усилвател. Тук стойността на изходния ток зависи от параметрите на операционния усилвател и разликата между входното и изходни напрежения.

На фиг.11.30 е показан повишаващ импулсен стабилизатор с две стабилизириани изходни напрежения.

Стойностите на външните елементи са пресметнати за конкретните означени входно, изходни напрежения и изходящ ток. КПД на преобразувателя е около 68%. КПД на стабилизаторите от фигури 11.27; 11.28; 11.29 и 11.30 са получени експериментално.

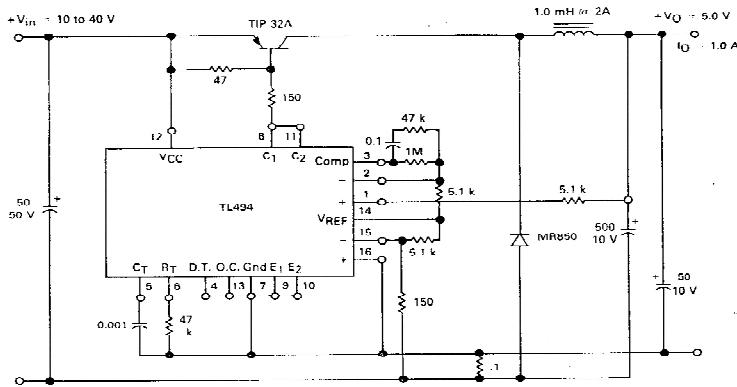


Фиг.11.30 Повишаващ импулсен стабилизатор на две напрежения

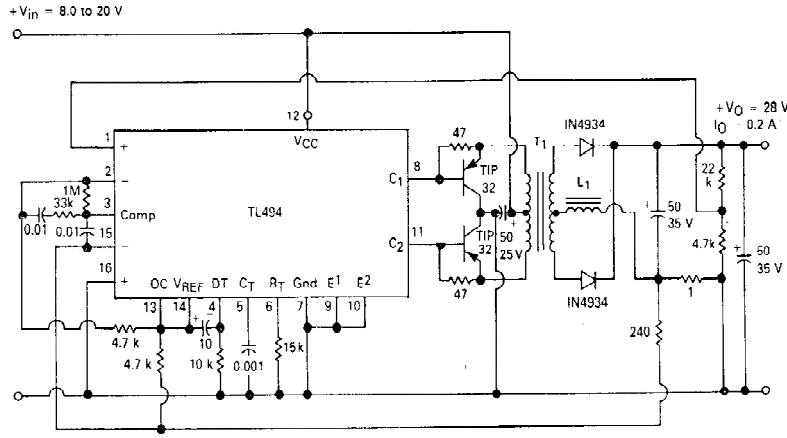
Схемата стабилизира изходните напрежения на 9V и 6V при промяняне във входното напрежение в диапазона от 2,5V до 3,5V. Изходът на 9V се получава от импулсен стабилизатор, а 6V се получава от компенсационен стабилизатор с захранване равно на 9V.

На фиг. 11.31 и фиг. 11.32 са показани ИСН с интегрална схема TL494 [20]. На фиг. 11.31 е показана схема на прав понижаващ преобразувател за изходно напрежение 5V и изходен ток 1A. Изходният ток може да бъде значително по-голям, ако се използва по-мощен транзистор и подходящ дросел. Такива преобразуватели се използват масово при т.н. разсредоточени захранвания, които се използват за захранване на по-големи електронни съоражения - телефонни централи, ренгени и др.

На фиг. 11.32 е показана схема на двутактен полумостов преобразувател със средна точка.



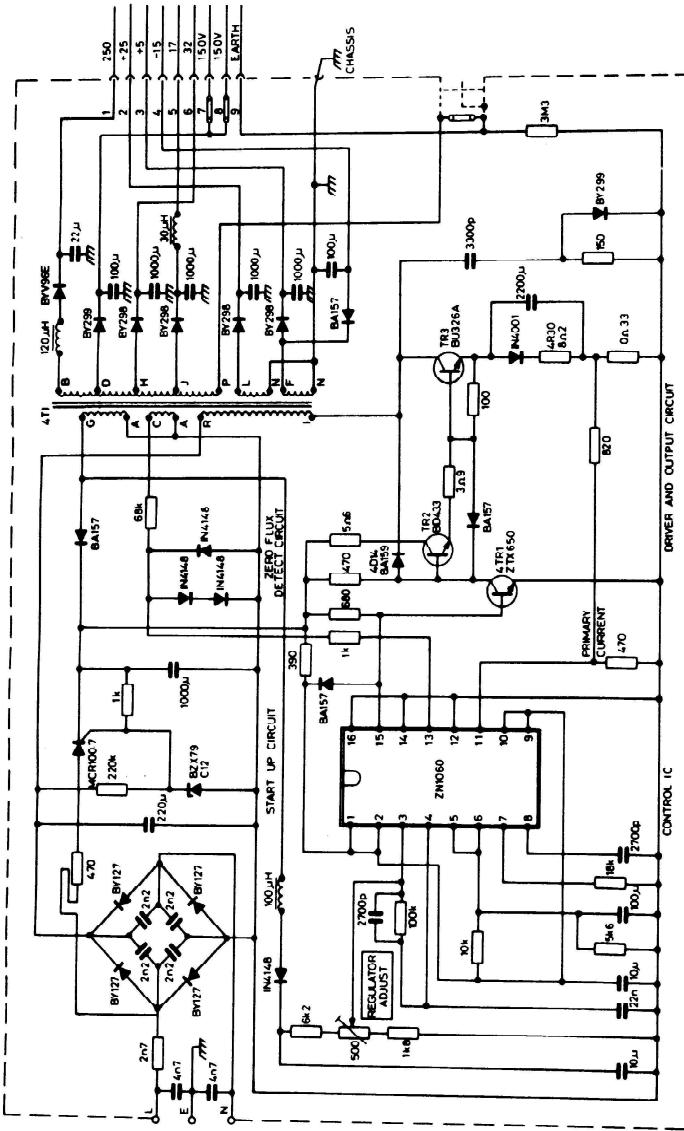
Фиг.11.31 Прав понижаващ преобразувател на напрежение



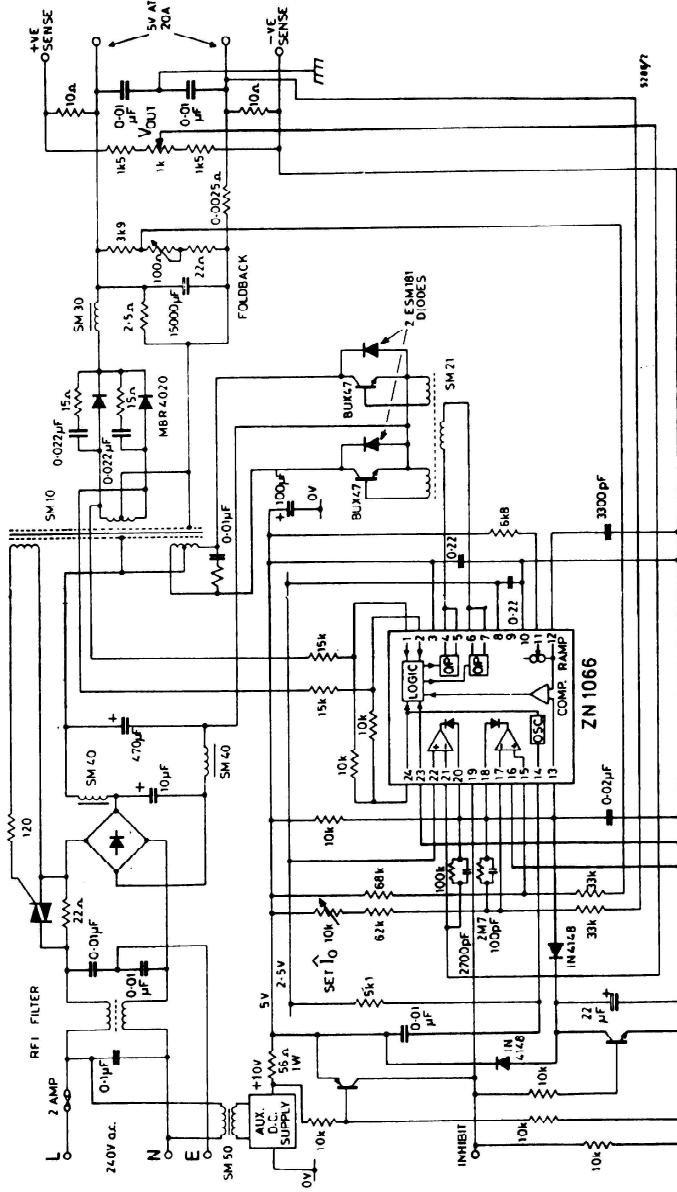
Фиг.11.32 Двутактен преобразувател на напрежение

На фиг.11.33 и 11.34 са показани схеми на ИСН с интегрални схеми ZN1060 и ZN1066 [20]. Схемата на фиг. 11.33 е с няколко изхода с обща мощност 150W. Характерна особеност на двете схеми е, че се захранват с мрежово напрежение 220V/ 50Hz.

Съществуват много схемни решения на импулсни стабилизатори на напрежение със специализирани интегрални схеми.



Фиг.11.33 Импульсен захранващ блок



**Фиг.11.34** Импулсен захранващ блок

На фиг. 11.35 е показана принципна схема на компютърен захранващ блок тип АТ. Захранващият блок е с мощност 200 до 300 W, с входно напрежение 220 (110) V, честота 50(60) Hz и изходни напрежения +/- 12V и +/- 5V.

Принципната схема съдържа всички необходими блокове за импулсен захранващ блок с директен вход към мрежово напрежение и няколко изходни напрежения. Характерните блокове за такава схема са:

1. Мрежов филтър - състои се от двоен дросел  $T_1$  и кондензаторите около него ( $C_1, C_2, C_3, C_4$ ).
2. Мрежов токоизправител - схема "Грец".
3. Филтър за изглаждане на изправено напрежение - състои се от електролитните кондензатори  $C_5, C_6$  и разрядните резистори  $R_2, R_3$ .
4. Автономен инвертор на напрежение с разделен захранващ източник - състои се от биполярни транзистори  $Q_1, Q_2$ , диодите  $D_6, D_7$ , високо-частотен изходен трансформатор  $T_4$  и токовия трансформатор  $T_2$ .
5. Изходни токоизправителни вентили и LC изглаждащи филтри.
6. Блок за управление -специализирана интегрална схема МПС494С с прилежащата й периферия.
7. Драйверен трансформатор - прехвърля управляващите импулси от блока за управление на силовите транзистори  $Q_1, Q_2$  и осигурява положителна обратна връзка (намотка  $W_{5,6}$ ).

Токовият трансформатор  $T_2$  осигурява защита по ток на схемата.

При включване на захранването ( $SW_1$ ) първо се отпушва транзистор  $Q_1$  през  $R_8$  и след това заработва блокът за управление.

Веригите  $R_7, D_3, C_7$  и  $R_{12}, D_6, C_8$  подобряват формата на управляващите импулси и намаляват съществено комутационните загуби.

Схемата на свързване на импулсния трансформатор за прехвърляне на управляващите импулси изключва едновременно подаване на управляващи импулси на двата силови транзистора.

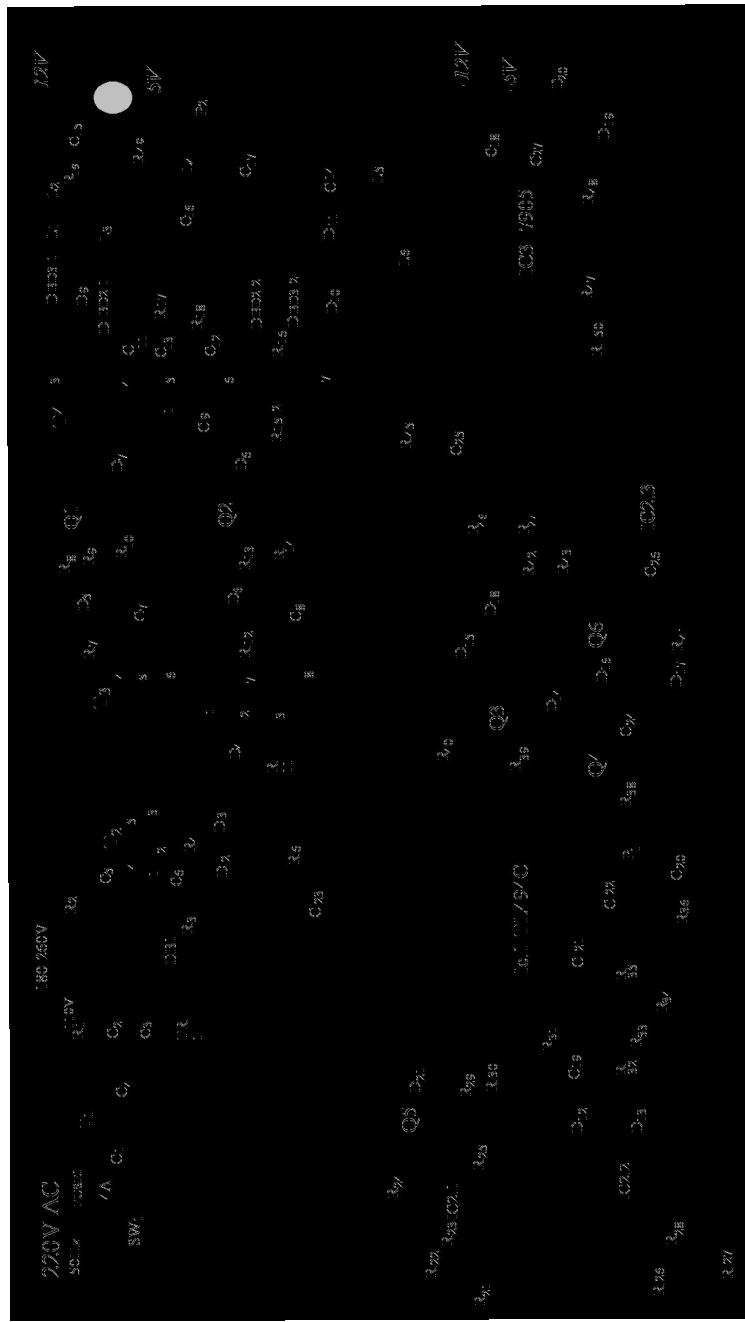
Тъй като напрежението -5V има малка консумация, то се получава от напрежението -12V с триизводен компенсационен стабилизатор.

Допълнително регулиране на останалите изходни напрежение се реализира чрез потенциометъра  $P_2$ , който е поставен на изход +5V.

По-подробно описание на схемата от фиг.11.35 е дадена в [16].

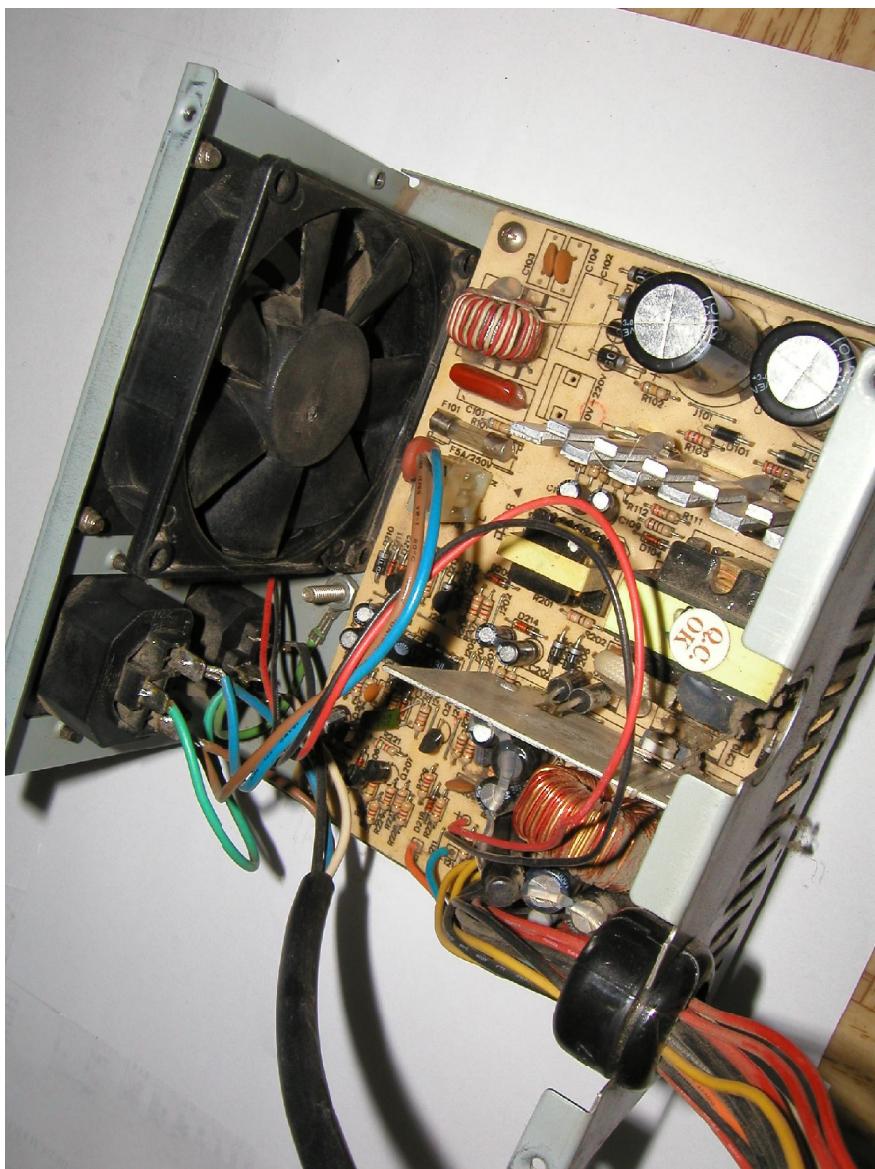
На фиг.11.36 е показана снимка на общия вид на захранващия блок.

Независимо от големият брой елементи в блока, наличие на допълнителен вентилатор и надежни контакти захранващия блок е с относителна ниска себестойност благодарение на многосерийността на производството му.



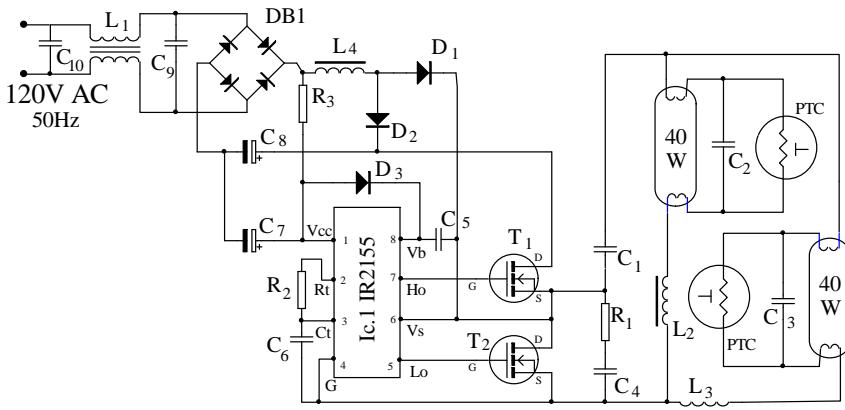
ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА

Фиг.11.35 Компютърен захранващ блок



Фиг.11.36 Компютърен захранващ блок

Друго устройство с много голяма серийно производство е електраната ПРА (пусково-регулираща апаратура) за една или няколко ЛЛ (луминесцентни лампи). Съществуват много видове разработки на електронни ПРА. На фиг.11.37 е показана принципна схема за две луминесцентни лампи по 40 W.



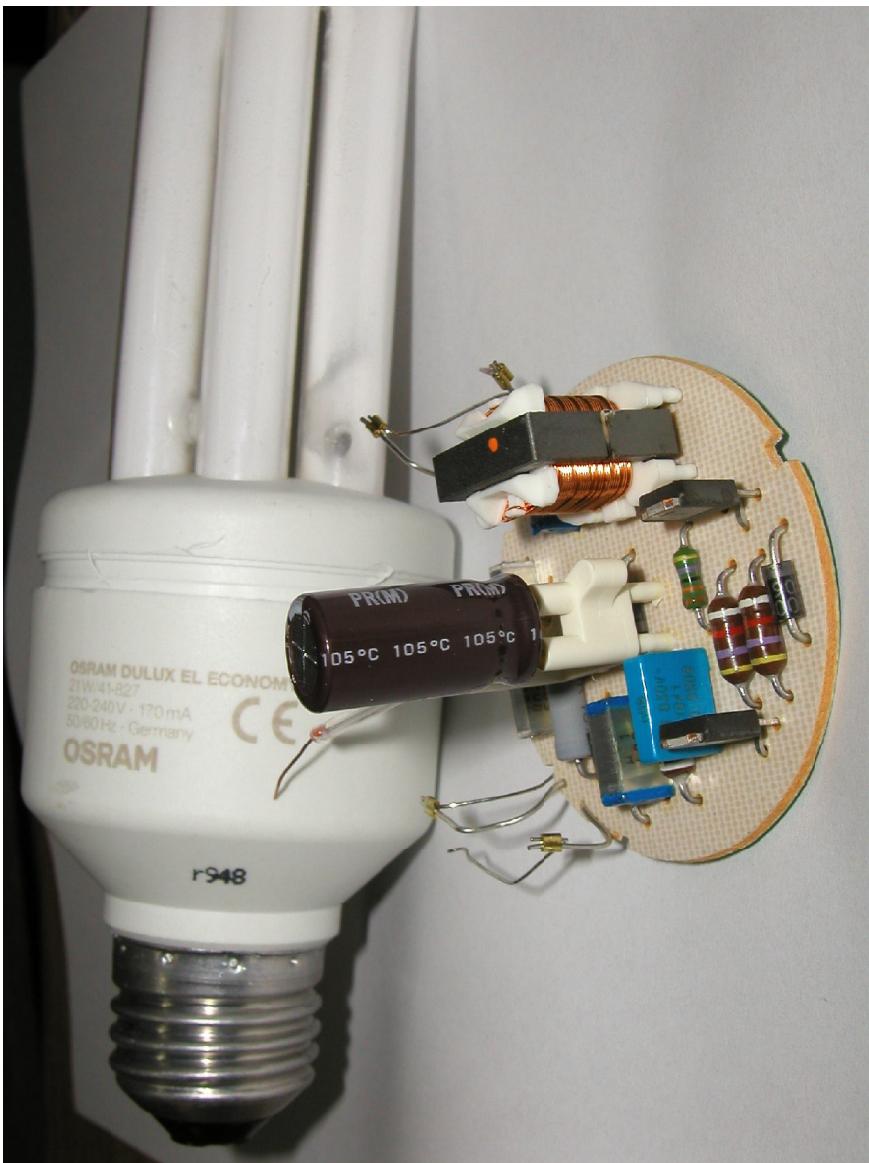
Фиг.11.37 Електронно пусково-регулираща апаратура за ЛЛ

Харктерно изискване на такива схеми е наличието на три етапа при работа на лампата:

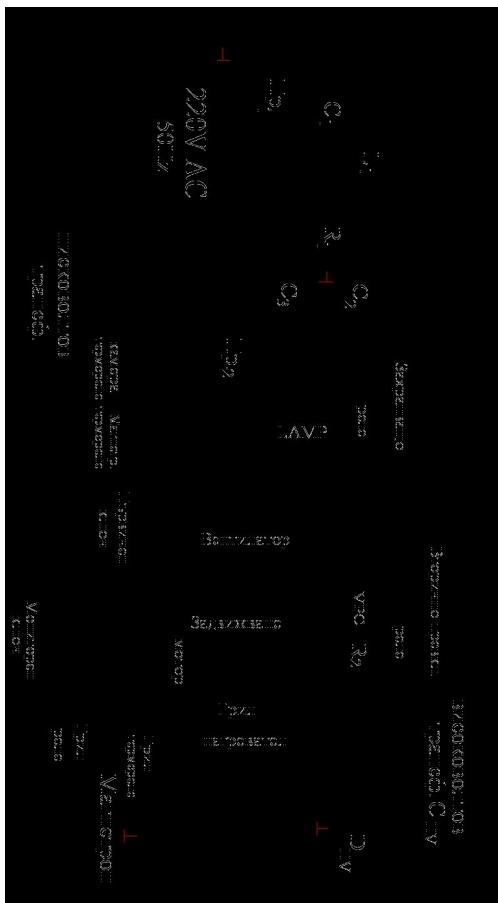
- 1/ Време за подгряване на електродите (осигурява се с нелинейно зависим резистор-PTC).
- 2/ Повишено напрежение за запалване на лампата (осигурява се от резонанса на  $L_2C_2$ ,  $L_3C_3$  вериги).
- 3/ Работен режим-ограничаване на тока през ЛЛ се осъществява от дроселите  $L_2$  и  $L_3$ .

На фиг.11.38 е дадена снимка на високо ефективна лампа на фирмата "OSRAM"-Германия с мощност 21 W. Схемата е със самовъзбудждане на базата на трансформаторна положителна обратна връзка.

Друг много широко използвани електронен захранващ блок е удвоителят на високоволтово напрежение за захранване на магнетрона на микровълнова печка. Принципната схема на такъв блок е показана на фиг.11.39.



Фиг.11.38 Енергоспестяваща луминесцентна лампа

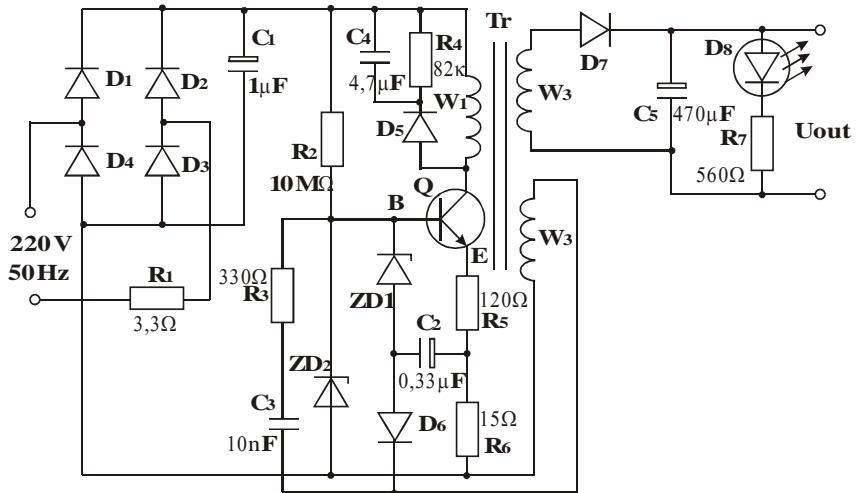


Фиг.11.39 Захранване на микровълнова печка

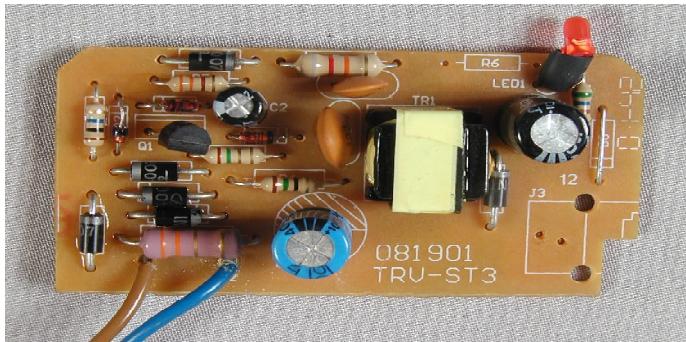
Удвоеното напрежение (около 4kV) се подава върху магнетрона само през отрицателния полупериод на вторичното напрежение на високоволтовия трансформатор, включен към катода на магнетрона посредством високоволтов кондензатор.

Много широко разпространение имат импулсните зарядни устройства за мобилни телефони.

На фиг. 11.40 и фиг. 11.41 са дадени схемата и общия вид на зарядно устройство тип TRV ST3.



Фиг.11.40 Зарядноустройство тип TRV ST3-принципна схема

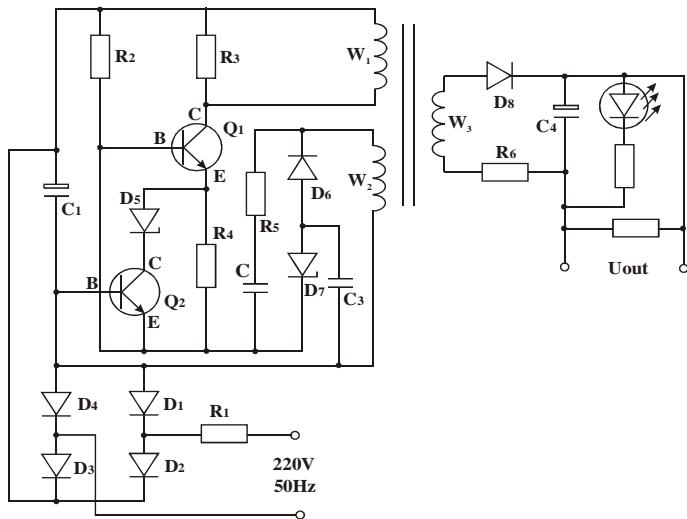


Фиг.11.41 Зарядноустройство тип TRV ST3-общ вид

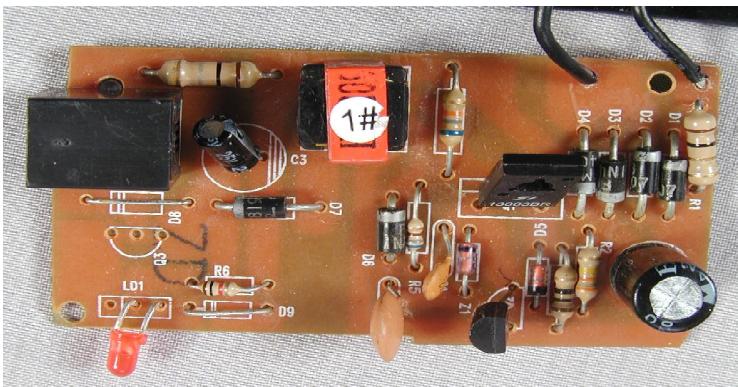
Схемата представлява еднотактен трансформаторен преобразувател със самовъзбуждане и без стабилизация на изходното напрежение. Захранва се директно от променливотоковата мрежа 220V, 50Hz. След токоизправителя (схема Грец) и филтърния кондензатор  $C_1$  се получава постоянно напрежение около 300V. Работната честота зависи от броя на навивките в управляващата намотка  $W_2$  и стойността на кондензатора  $C_3$ . Изходното напрежение от трансформатора се изправя от диода  $D_7$  и се филтрира от кондензатора  $C_5$ . Диодът  $D_8$  е за идикиция на изходно напрежение. Останалите елементи подобряват режима на работа на транзистора. В тези схеми не се прави стабилизация на тока или напрежени-

ето, защото тази функция се изпълнява от допълнителна схема в самия мобилен телефон.

На фиг.9.42 е показана друга схема на зарядно устройство за GSM с два транзистора и отново със самовъзбуждане.



**Фиг.11.42** Зарядноустройство за GSM - принципна схема



**Фиг.11.43** Зарядноустройство за GSM - общ вид

Тук транзисторът  $Q_2$  служи за подобряване на комутационните свойства на транзистора  $Q_1$ . Резисторът  $R_7$  подобрява работата на устройството на празен ход (включено зарядно устройство и изключен GSM).

## ЛИТЕРАТУРА

- [1].**Браун М.**, Токозахранващи устройства.С., Техника, 1997.
- [2].**Бобчева М., Табаков Ст., Горанов П.**, Преобразувателна техника. С., ТУ, 1997.
- [3].**Барудов Ст.**, Електрически процеси и устройства за управление на разряд в газова среда, ТУ- Варна,2004, ISBN 954-20-02661, стр.109.
- [4].**Вълчев В., Юдов Д.**, Възобновяеми енергийни източници - настояще бъдеще. Годишник на БСУ, 1999.
- [5].**Илиев М., Пседерски Ст., Карабенчев Г.**, Инвертор на напрежение в състава на автономна хелиотронна енергетична система. Сборник научни доклади ВМЕИ Габрово, 1992.
- [6].**Йорданова Л.** Конструиране, технология и надеждност на радиосъобщителна апаратура. С. ТУ 1994.
- [7].**Клеманс Х.**, Състояние и перспективи за използване на мощнди двуоперационни прибори в системите за електrozадвижване с малка и средна мощност. Е+Е кн.5-6 1994.
- [8].**Камара по Електротехника.** Обзор IX 2002 г.
- [9].**Найвельт Г.** и др., Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М. Радио и связь 1985 г.
- [10].**Стефанов Н.**, Наръчник по токозахранващи устройства.С., Техника 1991.
- [11].**Стефанов Н.**, Токозахранващи устройства. С., Техника 1999.
- [12].**Сергеев Б., Чечулина А.**, Источники электропитания электронной аппаратуры. М. Транспорт 1998.
- [13].**Т. Илчев, Е. Сираков** Усиливателни устройства. Варна, 1991.
- [14].**Юдов Д., Вълчев В., Филчев Т., Бъчваров Ж.**, Повишаващ DC/DC преобразувател с подобрени енергетични показатели, EECTRONICS '99 б 4,str.120-125.
- [15].**Юдов Д., Илиев М.**, Токозахранващи устройства. Русе, 2000
- [16].**Юдов Д., Тодоринов Г., Марева Д.**, Токозахранващи устройства -ръководство за лабораторни упражнения -БСУ 2003.
- [17]. **Barudov S., Panov E.** Study of the Switching Processes in a Step

Voltage Regulator , Annual Proccedingsof Technikal university in Varna, ISSN1312-1839, Varna,2004, 111-116.

[18]. **Barudov S.,Panov E.** Study of the Loading Processes in a Step Voltage Regulator , Annual Proccedingsof Technikal university in Varna, ISSN1312-1839, Varna,2004, 117-122.

[19].**INTERNATIONAL RECTIFIER.** Power Solutions. Product Digest 48 SFC-96.

[20].**Marty Brown.** Practical Switching Power Supply Desing. Academic press, Inc. USA 1990.

[21].**MOTOROLA. INC**, Power applications mannal.First edition 1990

[22].**MOTOROLA INC**, Semiconductors. Switzerland.1995.

[23].**Mohan N.**,Power Elektronics. 1995.

[24].**Mohan N.**,Power Electronics: Computer Simulation, Analyzis and Education. 1998.

[25].**Muchammad H. Rashid.** Power Elektronics. New Jersey 1993.

[26].**PHILIPS.** Integralted circuits Linear Products 1991.

[27].**Ventzislav Valtchev, Alex Van den Bossche, Jozef Ghijsselen, Jan Melkebeek,** Autonomous renewable conversion system, International Journal,Renewble Energy 19 (2000), 259-275.

[28].**Alex Van den Bossche,Ventzislav Valtchev, Jozef Ghijsselen , Jan Melkebeek,** Two-Phaze Zero- Voltage Switching Boot Converter for Medium Power Applications,IEEE, IAS ANNUAL MEETING Saint Louis,USA.1998,

# **ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА**

Българска  
Първо издание

Автор: проф. д-р инж. Димитър Димов Юдов  
доц. д-р Венцислав Вълчев

Рецензент: проф. д.т.н. Андон Лазаров

Предпечат: инж. Милка Христова

Печат: ДЗЗД "Онгъл", Варна, 2008

**ISBN 978-954-9370-57-7**

## Основно употребявани функции

$-\alpha$	$90^\circ \pm \alpha$	$180^\circ \pm \alpha$	$270^\circ \pm \alpha$	$360^\circ k \pm \alpha$
$\sin -\sin \alpha$	$\cos \alpha$	$\mp \sin \alpha$	$-\cos \alpha$	$\pm \sin \alpha$
$\cos \cos \alpha$	$\mp \sin \alpha$	$-\cos \alpha$	$\pm \sin \alpha$	$\cos \alpha$

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta$$

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta$$

$$\cos 2\alpha = 1 - 2 \sin^2 \alpha = 2 \cos^2 \alpha - 1$$

$$\sin 2\alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha$$

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$$

$$\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}$$

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$$

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}$$

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

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

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

## Основно употребявани функции

$$\int \sin nx \, dx = -\frac{\cos nx}{n}$$

$$\int \sin^2 nx \, dx = \frac{x}{2} - \frac{\sin 2nx}{4n}$$

$$\int \cos nx \, dx = \frac{\sin nx}{n}$$

$$\int \cos^2 nx \, dx = \frac{x}{2} + \frac{\sin 2nx}{4n}$$

$$\int \sin nx \cos nx \, dx = \frac{\sin^2 nx}{2n}$$

$$\int \sin mx \pm \sin nx \, dx = \frac{\sin(m-n)x}{2(m-n)} \mp \frac{\sin(m+n)x}{2(m+n)}$$

$$\int \cos mx \pm \cos nx \, dx = \frac{\sin(m-n)x}{2(m-n)} \mp \frac{\sin(m+n)x}{2(m+n)}$$

$$\int \sin mx \mp \cos nx \, dx = -\frac{\cos(m-n)x}{2(m-n)} \mp \frac{\cos(m+n)x}{2(m+n)}$$