



**TEMPUS PROJEKT: 516678 TEMPUS-1-2011-1-DE-  
TEMPUS-JPCR) ANPASSUNG DES LERBETRIEBS AN  
DEN BOLOGNA PROZESSIM INGENIEURSTUDIUM FÜR  
ASERBAIDSCHAN**

**Vorlesungsskript: Leistungselektronik und  
Antriebssteuerung  
Für Studiengang: Bachelor-Automatisierungstechnik  
und El.Energiertechnik**

**Dr. Ing. Huseynov Turgay (SUS)  
Dr.-Ing Memmedov Ayyar (AzTU)  
Dr.-Ing. Aliyev Ehtiram (ASOIU)**

**Baku 2015**

**AZƏRBAYCAN ÜÇÜN MÜHƏNDİS TƏHSİLİNDƏ  
TƏDRİSİN BOLONYA PROSESİNƏ  
UYĞUNLAŞDIRILMASI  
516678 TEMPUS-1-2011-1-DE-TEMPUS-JPCR TEMPUS  
LAYIHƏSİ**

**Bakalavr tədris proqramı üzrə  
Proseslərin avtomatlaşdırılması mühəndisliyi  
və Elektroenergetika mühəndisliyi ixtisasları üçün  
Güc elektronika və elektrik intiqalın tənzimlənməsi  
fənnindən mühazirələr konspekti**

**Dos. Hüseynov Turqay (SDU)  
Dos. Məmmədov Əyyar (AzTU)  
Dos. Əliyev Ehtiram (ADNSU)**

**Bakı 2015**

## INHALTSVERZEICHNIS

|                                                                   |            |
|-------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>1. HALBLEITERDIODEN</b>                                        | <b>3</b>   |
| <b>2. TRANSISTOREN</b>                                            | <b>14</b>  |
| 2.1. Bipolare Transistoren                                        | 14         |
| 2.2. Feldtransistoren                                             | 22         |
| 2.3. Kombinierte Transistoren                                     | 31         |
| <b>3. THYRISTOREN</b>                                             | <b>35</b>  |
| <b>4. NICHT STEUERBARE GLEICHRICHTER</b>                          | <b>45</b>  |
| 4.1. Einphasige einfache Gleichrichterschaltung                   | 45         |
| 4.2. Durchschnttpüunktliche zweiphasige<br>Gleichrichterschaltung | 62         |
| 4.3. Einphasen Brückenschaltung                                   | 70         |
| 4.4. Dreiphasen Schlüssel-Gleichrichterschaltung                  | 73         |
| 4.5. Dreiphasenbrückenschaltung des Gleichrichters                | 80         |
| <b>5. STEUERBARE GLEICHRICHTER</b>                                | <b>86</b>  |
| 5.1. Einphasige steuerbare Gleichrichter                          | 87         |
| 5.2. Dreiphasige steuerbare Gleichrichter                         | 100        |
| <b>LITERATURHINWEISE1</b>                                         | <b>109</b> |

|                                                  |            |
|--------------------------------------------------|------------|
| <b>1. YARIMKEÇİRİCİ DİODLAR</b>                  | <b>3</b>   |
| <b>2. TRANZİSTORLAR</b>                          | <b>14</b>  |
| 2.1. Bipolyar tranzistirlar                      | 14         |
| 2.2. Sahə tranzistorları                         | 22         |
| 2.3. Kombinəedilmiş tranzistorlar                | 31         |
| <b>3. TİRİSTORLAR</b>                            | <b>35</b>  |
| <b>4. İDARƏ OLUNMAYAN DÜZLƏNDİRİCİLƏR</b>        | <b>45</b>  |
| 4.1. Birfazlı biryarımperiodlu düzləndirmə sxemi | 45         |
| 4.2. Orta nöqtəli ikifazlı düzləndirmə sxemi     | 62         |
| 4.3. Birfazlı körpü sxemi                        | 70         |
| 4.4. Üçfazlı sıfırncı düzləndirici sxem          | 73         |
| 4.5. Düzləndiricinin üçfazlı körpü sxemi         | 80         |
| <b>5. İDARƏ OLUNAN DÜZLƏNDİRİCİLƏR</b>           | <b>86</b>  |
| 5.1. Birfazlı idarə olunan düzləndiricilər       | 87         |
| 5.2. Üçfazlı idarə olunan düzləndiricilər        | 100        |
| <b>ƏDƏBİYYAT SİYAHISI</b>                        | <b>109</b> |



Diodun volt-ampere xarakteristikasının düzünə budağının başlanğıc sahəsində diod böyük müqavimətə malikdir, ədətən düzünə budağı iki düz xətt parçaları ilə aproksimasiya edirlər (şəkil 1.2, f ), bu isə  $U_0$  kəsmə gərginliyi, həmçinin analiz, hesablama və modelləşdirmə üçün tələb olunan və aşağıdakı düsturla təyin olunan diodun dinamik müqavimətini təyin etməyə imkan yaradır:

$$R_{din} = \Delta U / \Delta I = tg\alpha, \quad (1.1)$$

Beləliklə, düzünə istiqamətdə diod aşağıdakı tənliklə təsvir olunur:

$$U = U_0 + R_{din}I, \quad (1.2)$$

Əks istiqamətdə güc diodun müqaviməti ədətən sonzuzluğa,  $p-n$  keçidin əks cərəyanı isə nəzərə alınmır və sıfıra bərabər götürülür.

Güc diodları statiki, dinamik və limit parametrləri ilə xarakterizə olunur.

Statiki parametrlərə aiddirlər:

- diodun statiki müqaviməti  $R_{st} = U_A / I_A$  (şəkil 1.2, f );
- düzünə cərəyanın nominal qiyməti  $I_{düz.nom}$ ;

- əksinə cərəyanın nominal qiyməti  $I_{\text{əks.nom}}$ ;
- əksinə gərhinliyin nominal qiyməti  $U_{\text{əks.nom}}$  ;
- düzünə gərginlik düşgüsünün nominal qiyməti  $U_{\text{düz.nom}}$ ;
- kəsilmə gərginliyi  $U_0$ .

Dinamiki parametrlərə aiddilər:

- dinamiki müqavimət  $R_{\text{din}}$ ;
- düzünə cərəyanın sürət artımı  $di/dt$ ;
- əks gərginliyin sürət artımı  $du/dt$ ;
- əks gərginliyin bərpa olunması müddəti  $t_{\text{bərpə}}$ ;
- limit tezliyi  $f_{\text{max}}$ .

Dinamiki parametrlər diodun keçid iş rejimlərində təyin olunurlar. Giriş gərginliyi düzbucaqlı qanun əsasında dəyişdikdəgüc diodun çevrilməsi prosesinə baxaq (şəkil 1.3).

Giriş gərginliyi  $t = 0$  olduqda giriş gərginliyi sıçrayışla  $+U_{\text{giriş}}$  müsbət qiymətinə çatır, və  $p-n$  keçidində emiter sahəsindən baza sahəsinə daşıyıcıların injeksiyası prosesi başlayır. Bu prosesin ətalətli olması və injeksiya olunmuş daşıyıcıların baza sahəsində toplanması səbəbindən, dioddakı cərəyan  $i$  ani olaraq yox,  $t_{\text{artma}}$  artma müddəti ərzində artır. Cərəyanın artımı ilə bərabər dioddakı  $U_D$  gərginliyi düşür, hansı ki  $t_{\text{artma}}$  –dan sonra  $U_{\text{düzünə}}$  bərabər olur.  $t_1$  zaman anında dövrədə stasionar rejim bərqərar olur, hansında ki diodun cərəyanı aşağıdakı düsturla təyin olunur:

$$i = I_n = +U_{giriş} / R_n \quad (1.3)$$

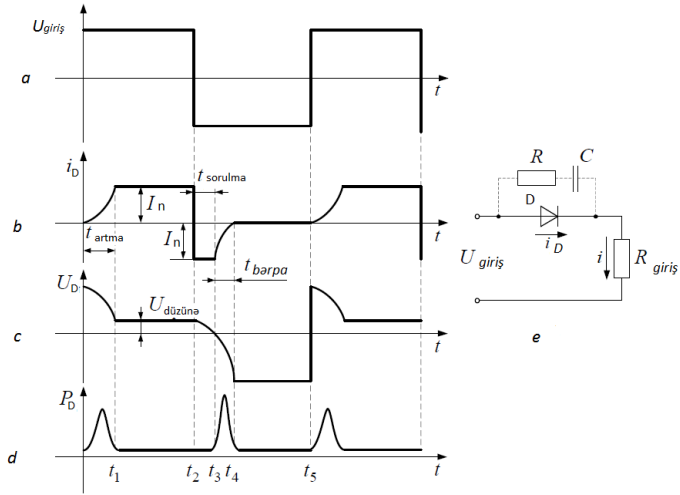
Bu cür vəziyyət  $t_2$  zaman anına qədər davam edəcək , nə vaxt ki giriş gərginliyin qütblülüyü əksinə dəyişməyəcək. İnjeksiya olunmuş daşıyıcıların toplanmış yükü hesabına diod hələ bir müddət açıq vəziyyətdə dəstəklənir , lakin ondakı cərəyanın istiqaməti əksinə dəyişir. Bu zaman  $p-n$  keçidin sərhəddində həcmi elektrik yükün sorulması baş verir. Və yalnız bundan sonra diodun açılması prosesi başlayır, yəni onun bağlanma xüsusiyyəti bərpa olunur.

$t_3$  zaman anına dioddakı gərginlik sıfıra bərabər olur, və sonradan əks qiymətini əldə edir. Diodun bağlanma xüsusiyyətləri  $t_4$  zaman anına qədər davam edir, bundan sonra diod bağlı olur. Dioddakı cərəyan sıfıra bərabər olur, gərginlik isə  $U_{giriş}$  qiymətinə çatır. Beləliklə,  $t_{bərpa}$  bərpa müddətini  $U_D$  -nin sıfırdan keçən andan diodun cərəyanı  $i_D$  qiymətinə çatan ana qədər qəbul etmək olar. Baxılmış proses göstərir ki, diod ideal açar deyil və müəyyən şərtlərdə əks istiqamətdə keçiriciliyə malikdir, bu isə impuls diodları üçün vacibdir. şəkil 1.3, d-də diodda onun qoşulması və açılması anlarında ayrılan gücün ani qiyməti göstərilmişdir, bundan bu nəticəyə gəlmək olar ki, dioddakı itkilər onun qoşulduğu anda, və xüsusən açıldığı anda sıçrayışla artır.

Bu itkiləri azaltmaq məqsədi ilə, xüsusən impuls diodlarda, dinamiki prosesləri formalaşdıran xüsusi sxemlərdən istifadə

etmək olar, onlardan ən sadəsi dioda paralel qoşulmuş  $RC$  dövrəsidir (şəkil 1.3,e).

Hal hazırda güc diodları 2000 A cərəyanlar və 4000 v qədər işçi gərginliklər üçün buraxılırlar. Daha böyük sərhəd cərəyanları və gərginlikləri üçün diodların paralel, və ya ardıcıl, və ya ardıcıl-paralel qoşulmalarından istifadə etmək lazımdır.



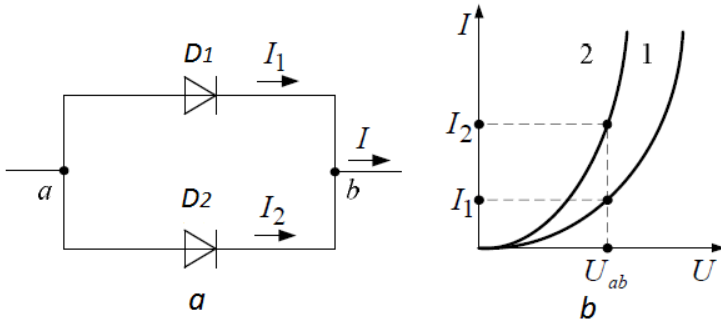
Şəkil 1.3. Diodun keçid iş rejimləri

Güc diodların paralel qoşulması zamanı (şəkil 1.4, a) onların sayı  $n$  dövrədə axan  $I$  və hər bir paralel qoşulmuş diodların buraxıla bilən  $I_{a.b.b.}$  cərəyanlarının nisbəti ilə təyin olunur:

$$n = I / I_{ab.b.} \quad (1.4)$$

bu zaman, (1.4) ifadənin qiyməti kəsr olduqda böyümə istiqamətində ən yaxın tam qiymətə qədər yuvarlanır. Paralel qoşulmuş diodların volt-ampər xarakteristikalarının düzünə sahələrinin qeyri identik olması hesabına düzünə cərəyanların onların arasında qəbuledilməz paylanması mümkündür (şəkil 1.4,b ).

Fərz edək ki, paralel birləşmiş  $D_1$  və  $D_2$  parametrlərin təbii paylanması hesabına öz aralarında üst-üstə düşməyən volt-ampər xarakteristikaların 1 və 2



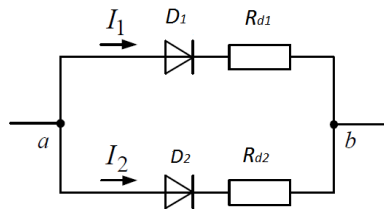
Şəkil 1.4. güc diodların paralel birləşməsi və onların volt-ampər xarakteristikaları

düzünə sahələrinə malikdilər . Onda, nəzərə alsaq ki, hər iki diodda gərginlik düşgüsü eynidir və  $U_{ab}$  bərabərdir,  $I$  tam cərəyan  $D_1$  və  $D_2$  diodlar arasında  $I_1$  və  $I_2$  bölünür:

$$I = I_1 + I_2. \quad (1.5)$$

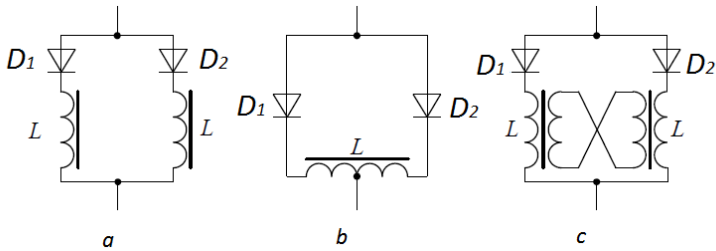
Bu zaman  $I_1$  və  $I_2$  arasındakı bərabərsizlik o qədər böyük ola bilər ki, cərəyanın ən böyük qiyməti ( bizim halda bu  $I_2$  ) bu tip diodlar üçün buraxıla bilən sərhəd qiyməti aşağı bilər:  $I_2 > I_{b.b.}$  , bu isə bütün sistemin sıradan çıxmasına gətirib çıxarar. Bu imkanı kənarlaşdırmaq üçün xüsusi düzləndirici qurğulardan istifadə edirlər. Kiçik güclü diodlar üçün düzləndirici qurğular kimi müqavimətləri diodların düzünə istiqamətdəki müqavimətlərindən böyük olan  $R_d$  rezistorlardan istifadə olunur ( şəkil 1.5 ).

Onda  $I_1$  və  $I_2$  cərəyanların qiymətləri əsasən  $R_{d1}$  və  $R_{d2}$  düzləndirici müqavimətlərlə təyin olunacaqlar, cə aydındır ki bir birinə yaxınlaşacaqlar. Bu cür düzləndirmə üsulu qeyri qənaətlidir, belə ki  $R_{d1}$  və  $R_{d2}$  rezistorladakı güc itkiləri böyük ola bilərlər. Bununla əlaqədar güclü diodların paralel birləşməsi zamanı induktiv cərəyan bölücülərindən istifadə olunur, hansılarda ki aktiv müqavimətlər induktiv müqavimətlərlə əvəz olunurlar. İnduktiv bölücülərin bəzi variantları şəkil 1.6 – da verilib.



*Şəkil 1.5. Düzləndirici müqavimətlərlə cərəyanların  
düzləndirilməsi*

Cərəyan bölməsinin iş prinsipi avval baxılmış bölmənin iş prinsipi ilə analojidir, lakin aktiv düzləndirici müqavimətlər əvəzinə  $L$  xətti drossellərdən istifadə olunur. 1.6, b – sxemdə bu drossellər maqnit əlaqəli ( bir maqnit içliyində ), 1.6, c – sxemdə isə  $L$  drossellər ardıcıl qoşulmuş ikinci tərəf dolaqlı yerinə yetirirlər . birinci və ikinci tərəf dolaqların maqnit hərəkət edici qüvvələri bir birini tarazlamalıdır.



*Şəkil 1.6. İnduktiv bölmələrlə cərəyanların bərabərləşdirilməsi*

Drossellərin ikinci tərəf dolaqlarında cərəyanları eyni olduğundan, birinci tərəf dolaqlardakı cərəyanlarda eyni olmalıdırlar. Əks halda drossellərdə birinci tərəf dolaqlarda yüklənmiş diodun cərəyanına doğru və yüklənməmiş diodun cərəyanı ilə bir istiqamətdə istiqamətlənmiş EQH həyəcanlandıran kompensasiya olunmamış maqnit axını əmələ gəlir. Bunun nəticəsində paralel qoşulmuş diodlarda cərəyanların bərabərləşməsi baş verəcək. İnduktiv cərəyan bölmələri keçid

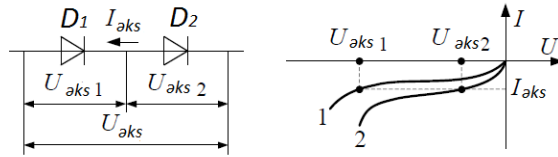
rejimlərində və ya diodlardan qiymətcə dövrü olaraq maksimal qiymətdən sıfıra qədər dəyişən döyünən cərəyanlar keçdikdə effektiv işləyirlər. Əgər diodlardan uzun müddət ərzində sabit cərəyan keçdikdə induktiv bölmələrin maqnit sisteminin doyması baş verəcək və cərəyanların bərabərləşdirilməsi qurtaracaq. Ümumiyyətcə, paralel qoşulmuş diodların cərəyanlarının ən yaxşı bərabərləşdirməsi üsulu çoxsaylı eyni tipii identik parametrlı cihazlar arasında dəqiq seçimin aparılmasıdır.

Dioda verilən əks gərginlik maksimal buraxıla bilinən qiymətdən böyük olduqda , bir neçə diodların ardıcıl birləşməsi baş verir. Onların  $n$  sayı tətbiq olunan  $U_{aks}$  gərginliklə  $U_{aks max}$  maksimal buraxıla bilinən əks gərginliyin nisbəti ilə təyin olunur:

$$n = U_{aks} / U_{aks max} \quad (1.6)$$

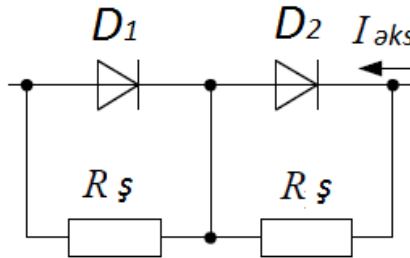
bu zaman (1.6) ifadənin qiyməti kəsir olduqda o artma istiqamətində tam qiymətə gədər yuvarlanır.

Fərz edək ki, iki diod ardıcıl qoşulubdur (şəkil 1.7,a ). Belə olan halda, nəzərə alsaq ki,  $I_{aks}$  əks cərəyanın qiyməti hər iki diod üçün eyni olacaqdır, onda  $D_1$  və  $D_2$  diodlar arasında  $U_{aks}$  əks gərginlik volt-ampere xarakteristikalarının əks budaqlarına uyğun olaraq paylanacaq (şəkil 1.7, b).



Şəkil 1.7. Diodların ardıcıl birləşməsi və onların volt-ampere xarakteristikaları

Bəllidir ki, bizim halda  $U_{\text{əks}1} > U_{\text{əks}2}$  və onun qiyməti əks gərginliyin maksimal qiymətini aşdıqda, bütün sistem sıradan sıxa bilər. Bunun qarşısını almaq məqsədi ilə ardıcıl qoşulmuş diodlar arasında əks gərginlikləri məcburi bərabərləşdirmək üçün tədbirlər görülür. Buna hər bir ardıcıl qoşulmuş diodların  $R_{\text{ş}}$  (şəkil 1.8) rezistorlarla şuntlanması ilə nail olmaq olar. Bu zaman müqavimətlərin qiymətləri diodların əks istiqamətdəki müqavimətlərindən kiçik olmalıdır. Bunun nəticəsində nəticəvi əks müqavimət əsasən  $R_{\text{ş}}$  rezistorlarla təyin olunacaqdır və, aydındır ki, diodlarda əks gərginliklərin qiymətləri bərabərləşəcəkdir.



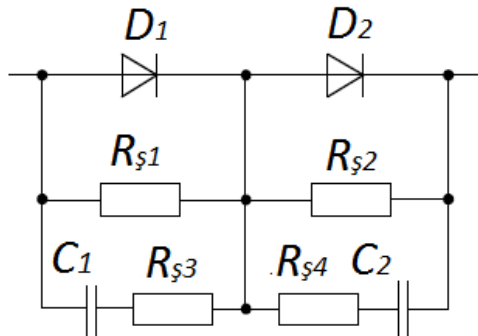
### 1.8. Şuntlayıcı rezistorların köməyi ilə əks gərginliklərin bərabərləşdirilməsi

Bərbərləşdirici rezistorların müqavimətləri aşağıdakı düsturla təyin olunur:

$$R_{\text{ş}} < \frac{nU_{\text{əksmax}} - U_{\text{əks}}}{(n-1)I_{\text{əksmax}}}, \quad (1.7)$$

harada  $n$  – ardıcıl qoşulmuş diodların sayı;  $U_{\text{əksmax}}$  – verilmiş tip diod üçün maksimal buraxıla bilən əks gərginlik;  $U_{\text{əks}}$  – diodlara tətbiq edilmiş maksimal nəticəvi cəmi gərginlik;  $I_{\text{əksmax}}$  – diodların əks cərəyanının maksimal qiyməti.

Keçid rejimlərdə gərginlikləri bərabərləşdirmək məqsədi ilə diodlara paralel olaraq RC – dövrələri qoşulur.



Şəkil 1.9. Keçid rejimlərində əks gərginliklərin bərabərləşdirilməsi sxemləri

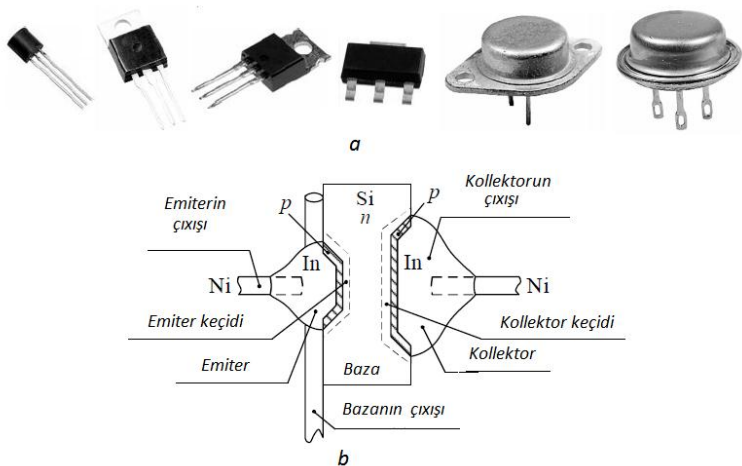
## **2. Tranzistorlar**

Tranzistorlar, öz işlərində müxtəlif fiziki prinsiplərdən istifadə edən yarımkeçirici idarə olunan cihazlardır. Güc çevrici texnikasında ən geniş yayılmışlar:

- bipolyar tranzistorlar;
- izolə edilmiş sahə tranzistorları;
- kombinə edilmiş tranzistorlar.

### **2.1. Bipolyar tranzistorlar**

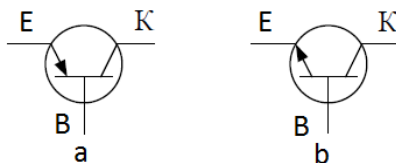
İki qarşılıqlı əlaqədə olan  $p-n$  keçidə malik olan yarımkeçirici cihaz bipolyar tranzistor adlanır. Konstruktiv olaraq bipolyar tranzistorlar metallıq plastik və ya keramik korpuslarda yerinə yetirilir (şəkil 2.1,a). Bipolyar tranzistorun strukturu şəkil 2.1, b – də təsvir olunub.



*řekil 2.1 Bipolyar tranzistor: konstruksiyalar (a) ;  
tranzistorların birinin strukturu*

O özündən daxilində növbələnən elektrik keçiricilik tipli üç sahə yaradılmış monokristal təsvir edir. Bu sahələrin sərhədlərində elektron-deşik keçidləri yaranır. Yarımkəçiricinin hər bir sahəsindən cərəyan ayırıcıları yaradılıb (potensialların kontakt fərqi olmayan omik kontaktlar). Tranzistorun elektron-deşik keçidlər arasında yerləşmiş orta sahəsi baza adlanır. Bazaya birləşmiş sahələr adətən qeyri bərabər olurlar. Onlardan birini elə yaradırlar ki, ondan daşıyıcıların bazaya injeksiyası daha effektiv keçsin, digərini isə – baza ilə bu sahə arasındakı  $p-n$  keçid bazaya injeksiya olunmuş daşıyıcıları ən yaxşı yolla yığa bilsin, yəni daşıyıcıların bazadan ekstraksiyasını yerinə yetirsin.

Müxtəlif tip keçiricilikli sahələrin növbələnməsindən asılı olaraq  $p-n-p$  və  $n-p-n$  tranzistorları tanıyırlar. Bu tranzistorların şərti qrafiki təsvirləri şəkil 2.2.-də göstərilib.



Şəkil 2.2. Bipolyar tranzistorların şərti işarələri:  
 $p-n-p$  tip tranzistor (a);  $n-p-n$  tip tranzistor (b)

Hər bir tip tranzistorlarda fiziki proseslər analojidirlər, onlar yalnız injeksiya olunmuş və yığılmış daşıyıcıların tipi ilə fərqlənilirlər və eyni dərəcədə geniş yayılıblar.

Əgər emiter keçidində gərginlik düzündür və o daşıyıcıları bazaya injeksiya edir, kollektor keçidində isə gərginlik əksinədir və o bazadan olan daşıyıcıları yığır, onda tranzistorun bu cür qoşulması normal adlanır.

Əgər kollektor keçidində gərginlik düzündür və o daşıyıcıları bazaya injeksiya edir, emiter keçidində isə gərginlik əksinədir və o daşıyıcıların bazadan ekstraksiyasını yerinə yetirilir, onda tranzistorun bu cür qoşulması invers qoşulma adlanır. Yadda saxlamaq lazımdır ki, tranzistorun bazaya nəzərən real strukturunun qeyrisimmetrik olduğundan tranzistorun invers

rejimdə sxem qoşulmasından adətən istifadə olunmur, keçid proseslərində isə bu mümkündür.

Tranzistorun işləməsi zaman üç rejim mümkündür: xətti (gücləndirici), doyma və kəsilmə. Xətti rejimdə emiter keçidi düzünə istiqamətdə sürüşmüş olur, kollektor keçidi isə – əks. Doyma rejimində hər iki keçid düzünə istiqamətdə sürüşmüş olurlar, kəsilmə rejimində isə – əks. Tranzistorun işi onun keçidlərinə tətbiq edilmiş gərginliklərdən asılı olaraq elektrodların cərəyanlarının idarə edilməsinə əsaslanır.

Xətti rejimdə, emiter keçidi ona tətbiq edilmiş düzünə gərginlik hesabına açıq olduqda, ondan baza cərəyanı  $I_b$  axır, bu isə daşıyıcıların emiterdən bazaya axmasına gətirib çıxarır. Əks istiqamətdə sürüşdürülmüş kollektor keçidi qeyri əsas daşıyıcıları bazadan ekstraksiya edərək  $I_k$  kollektor cərəyanını yaradır:

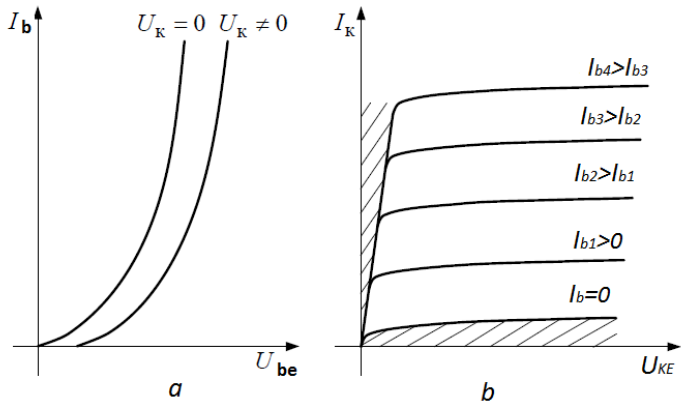
$$I_b = \beta I_b, \quad (2.1)$$

harada  $\beta$  – tranzistorun cərəyana görə ötürmə əmsalı.

Tranzistorun emiter və kollektor keçidlərini sürüşdürən iki gərginlik mənbə-lərinin qoşulmasından asılı olaraq üç qoşulma sxemi mövcuddur:

- ümumi baza ilə,
- ümumi emiter ilə,
- ümumi kollektor ilə.

Güc elektronikasında , harada energetik göstəricilər vacib sayılır, ümumi baza və ümumi kollektorlu sxemlərindən praktiki istifadə olunmur və ümumi emiter sxemindən istifadə olunur. Ümumi emiterli sxemli tranzistorun giriş və çıxış xarakteristikaları ailəsi şəkil 2.3,a,b - də verilib.



Şəkil 2.3. Bipolyar tranzistorun giriş (a) və çıxış (b) xarakteristikaları

Absis oxu ərafındakı şrixlənmiş sahə kəsilmə zonası adlanır, ordinar oxu ərafındakı sahə isə - doyma zonası. Tranzistorun aktiv zonada işləməsinin əsas xüsusiyyətləri aşağıdakılardır:

- kollektorun cərəyanı baza cərəyanına mütənasib dəyişir

- $I_b = \text{const}$  olarkən kollektorun cərəyanı kollektordakı gərginlikdən zəif asılıdır;
- tranzistorun bazasındakı gərginlik kollektordakı gərginlikdən zəif asılıdır;
- bazadakı gərginlik  $I_b$  baza cərəyanından zəif asılıdır

Buradan aydındır ki, xətti rejimdə kiçik artımlar üçün tranzistor cərəyanına baza cərəyanı ilə idarə olunan kollektor cərəyanının mənbəyi kimi baxmaq olar.

Xətti rejimdən doyma rejiminə keçmək üçün baza cərəyanını o vaxta qədər artırmaq lazımdır ki, nə vaxt ki kollektordakı gərginlik elə bir  $I_{b\text{doyma}}$  qiymətinə qədər düşəcəkdirki, hansında kollektor keçidin açılması baş verəcək. 2.2 ifadə ilə təsvir olunmuş tranzistorun doyması şərti sıfıra bərabər götürülən kollektrola baza arasındakı gərginlikdir:

$$U_{kb} = U_{ke} - U_{be} = 0. \quad (2.2)$$

Bu şərt adətən sərhəd rejimi adlanır. Doyma rejimində tranzistorun  $I_b$  baza cərəyanı  $I_{b\text{doyma}}$  baza cərəyanının sərhəd qiymətini aşacaq. 2.3 ifadəyə görə tranzistorun doyma dərəcəsi adlanan nisbi doyma qiymətini təyin etmək olar

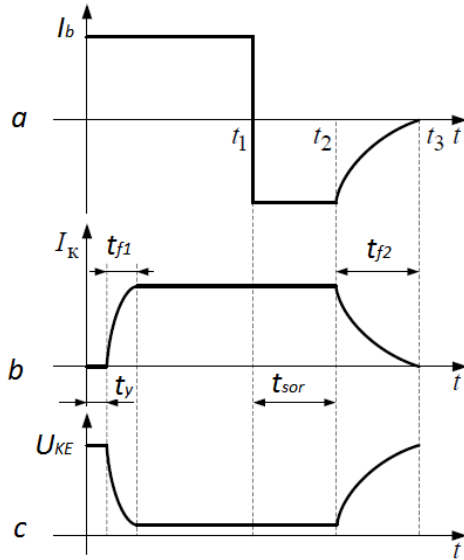
$$N = \frac{I_b - I_{b\text{doyma}}}{I_{b\text{doyma}}} \quad (2.3)$$

Tranzistorun dərin doyması zamanı  $U_{kb} > 0$ , bazada isə buraya injeksiya olunan əsas olmayan daşıyıcılardan olan elektriki yük yığılır, hansı ki açılma prosesini yavaşdır. Kəsmə rejimində tranzistorda baza ilə emiter arasına əks bağlayıcı gərginlik tətbiq olunur.

Bu halda sərhəd rejimi  $U_{be} = 0$  şərtin yerinə yetirilməsi ilə təmin olunur. Kəsmə rejimində tranzistordan çox kiçik əks kollektor cərəyanı  $I_{kə}$  axır, hansınıki güc tranzistorlarında nəzərə almırlar, tranzistorun özünü isə qapalı açar kimi təsvir edirlər. Əksinə, doyma rejimində tranzistordan maksimal  $I_{kmax}$  kollektor cərəyanı axır,  $U_{KE}$  gərginliyi isə çox kiçik olur, bu isə doymuş tranzistoru bağlı açar şəklində təsvir etməyə imkan yaradır. Həm doyma, həm də kəsilmə rejimində tranzistorda xətti rejimə nəzərən həddən artıq kiçik olan güc ayrılır. Tranzistor açarı üçün çevirmə sürəti, yəni tranzistorunkəsilmə rejimindən doyma rejiminə və əksinə keçməsi müddəti. çox vacibdir.

Tranzistorun qoşulması və açılması proseslərinə baxaq (şəkil 2.2).

( $0 \dots t_1$ ) intervalda emitor keçidi düzünə istiqamətdə sürüşdürülüb və ondan  $I_b$  baza cərəyanı axır (şəkil 2.4,a). Bu zaman kollektor dövrəsində cərəyan bazaya injeksiya olunan daşıyıcıların baza sahəsinin eninə bərabər olan məsafəni keçmək



Şəkil 2.4. Bipolyar tranzistorun qoşulması və açılması prosesləri

üçün tələb olunan  $t_z$  zamansaxlama ilə axmağa başlayacaq. Bundan sonra kollektor cərəyanı yavaş-yavaş  $t_{f1}$  front müddəti ərzində artmağa başlayır, bu bazada daşıyıcıların toplanması prosesi ilə bağlıdır. Giriş impulsu qurtardıqdan sonra  $t_1$  nöqtəsində giriş signalı qütblüyünü dəyişir, emitor keçidi əks istiqamətdə sürüşür və daşıyıcıların bazaya injeksiyası kəsilir. Lakin bazada müəyyən miqdarda daşıyıcılar yükü yığıldığından kollektor cərəyanı  $t_{sorulma}$  müddəti ərzində hələ dəstəklənəcək, sonra isə  $t_{f2}$  front müddəti ərzində sıfıra qədər aşağı düşəcək. Sorulma müddəti tranzistorun aşılmasından əvvəlki doyma dərəcəsindən çox asılıdır. Sorulmanın minimal müddəti, aydındır

ki, açılma müddəti də doymanın sərhəd rejimində əldə olunur. Sorulma prosesini sürətləndirmək məqsədi ilə emitor keçidinə əks bağlayıcı gərginlik tətbiq edilir, hansı ki keçidin dəşilməməsi məqsədi ilə bir neçə volt dan artıq olur.

Tranzistorun dinamik itkiləri (çevrilmə zamanı itkilər) (şəkil 2.4,b,c göründüyü kimi) əsasən yüksəlmə frontun  $t_{f1}$  və düşmə frontun  $t_{f2}$  müddətləri ilə təyin olunur, nə vaxt ki həm  $U_{KE}$  gərginliyi, həm də  $I_K$  kollektor cərəyanı böyük qiymətə malik olur. Bipolyar tranzistorlar əsasında qurulmuş güc açarları ciddi çatışmazlıqlara malikdirlər, onlardan əsasları aşağıdakılardır:

- digər tip güc açarlarına nəzərən alçaq çeviklik;
- böyük yüklər sahəsində cərəyana görə alçaq ötürmə əmsalı, və bunun nəticəsində, idarəetmə sisteminin mürəkkəb və baha olması;
- ifrat yükləmələrə qarşı dayanıqlığının aşağı olması.

Bununla əlaqədar hal hazırda bipolyar tranzistorlar kütləvi şəkildə istifadə olunan qurğular istisna olmaqla, harada əsas amil kimi vahid gücə düşən aşağı qiymət götürür, demək olar ki tam şəkildə daha effektiv güc açarları ilə kənarlaşdırılıblar.

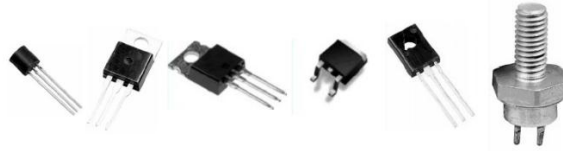
## 2.2. Sahə tranzistorları

Sahə tranzistorları iş prinsipinə görə iki qrupa bölünürlər:

- idarə olunan  $p-n$  keçidli
- rəzəsi təcrid olunmuş .

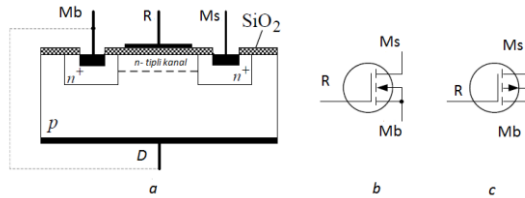
Sahə tranzistorların birinci qrupu (idarə olunan  $p$ - $n$  keçidli) güc açarları kimi bir sıra səbəbdən geniş yayılmayıblar, ikinci qrup isə - rəzəsi təcrid olunmuş – hal hazırda güc elektronikasında ən çox yayılmış hesab olunurlar.

Konstruktiv olaraq tranzistorlar metallik, plastik və ya keramik gövdələrdə yerinə yetirilirlər və onların konstruksiyaları bipolyar tranzistorların konstruksiyalarından az fərqlənirlər. Şəkil 2.5-də bəzi sahə tranzistorların konstruksiyaları verilmişdir.



Şəkil 2.5. Sahə tranzistorları

İnduksiya olunmuş kanallı izolə edilmiş rezəli sahə tranzistorun quruluşu və şərti işarəsi şəkil 2.6-da veriləndir.



Şəkil 2.6. İzolə edilmiş rezəli sahə tranzistoru:  $n$ -tip induksiya olunmuş kanallı struktur (a);  $n$  – tip (b) və  $p$  – tip (c) kanallı tranzistorun şərti qrafiki işarəsi

İstənilən tip keçiricili keçiricinin monokristalında, məsələn  $p$  (şəkil 2.6) keçiricilik tipli iki sahə yaradılır, hansılardan mənbə

(Mb) və mənsəb adlanan (Ms) iki elektriki çıxış düzəldilir. Mənbə ilə mənsəb arasında yaxşı izolyator olan yarımkeçiricinin oksid layına ( $\text{SiO}_2$ ) metal layı hopdurulur – rezə. İlkin vəziyyətdə mənbə ilə mənsəb arasında elektriki dövrə olmur, belə ki bu sahələr bir birindən əks keçiricilikli yarımkeçirici laylarla ayrılırlar.

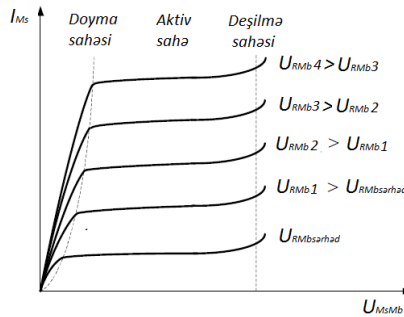
İlkin keçiricinin özülündən həmçinin çox vaxt mənbə ilə elektriki birləşdirilən elektriki çıxış hazırlanır. Mənbə ilə mənsəb arasında yaxşı izolyator olan yarımkeçiricinin oksidinə metal layı hopdurulur – rezə. İlkin vəziyyətdə mənbə ilə mənsəb arasında elektriki dövrə mövcud deyil, belə ki bu sahələr bir birindən əks keçiricili yarımkeçirici layla ayrılır.

Əgər indi mənbə ilə mənsəb arasına idarəedici (+) rezəyə, (-) mənbəyə verildikdə, rezə ilə ilkin yarımkeçirici arasında elektriki sahə yaranacaq, hansı ki dəşikləri səthəni sahədən kənarlaşdıracaq, elektronları isə cəlb edəcək. Nəticədə səthəni sahədə elektronların konsentrasiyası dəşiklərin konsentrasiyasını aşdıqda, keçiriciliyin inversiyası baş verəcək və orada mənbə və mənsəb sahələrini birləşdirən  $n$  – tip keçiricili kanal yaranacaq. Rezə ilə mənbə arasında gərginlik nə qədər böyük olarsa, bir o qədər kanaldakı keçiricilərin sayı və onun keçiriciliyi çox olacaq. Beləliklə tranzistronun açılması və onun açıq vəziyyətdə saxlanması elektriki sahə ilə yerinə yetirilir və bu tranzistorun adında öz əksinin tapır.

Yuxarıda biz  $n$  – tip keçiricili kanallı tranzistora baxdıq. Analoji proseslər  $p$  – tip keçiricili kanallı tranzistorda da keçir, lakin bu tip tranzistorun qrafiki işarəsində ox əks istiqamətə istiqamətlənib ( şəkil 2.6, c ).

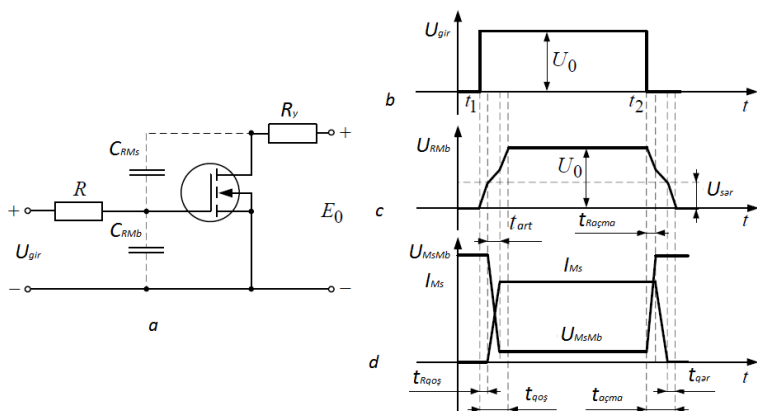
Axır zamanlar bu tip tranzistorlar *MOSFET* kimi adlanır (*Metal oxide Semiconductor Field Effect Transistor* ).

Bipolyar tranzistora analoji olaraq sahə tranzistoru iki işçi sahəyə malikdir: xətti rejim sahəsi və doyma rejimi ( mənbə-mənsəbin alçaq müqavimətli sahəsi ). Və bu rejimlərdə o özünü bipolyar tranzistor kimi aparır. *MOSFET* – in çıxış (mənsəb ) xarakteristikaları şəkil 2.7 -də göstərilib.



Şəkil 2.7. *MOSFET*-in çıxış (mənsəb)xarakteristikalar ailəsi

*MOSFET* – in qoşulması və açılması proseslərinə şəkil 2.8-də verilmiş sxemin nümunəsində baxaq.



Şəkil 2.8. MOSFET-in qoşulması və açılması prosesləri

Qeyd etmək lazımdır ki, tranzistor hazırlanarkən onun tərkibində parazit tutumlar əmələ gəlir, hansılardan ən böyük qiymətə rezə ilə mənbə arasındakı  $C_{RMb}$  və rezə ilə mənsəb arasındakı  $C_{RMs}$  tutumlar malikdir. Rezəyə düzbucaqlı  $U_0$  amplitudlu  $U_{gir}$  impulsu verildikdə əvvəlcə giriş gərginliyi mənbəyindən onun daxili  $R_M$  müqavimətindən  $C_{RMb}$  tutumu yüklənməyə başlayacaq.  $C_{RMb}$  tutumda gərginlik  $U_{sərhəd}$  sərhəd qiymətinə çatmayanacaq, mənsəb cərəyanı sıfır, gərginlik isə qida mənbəyinin gərginliyinə  $E_0$  bərabərdir.  $C_{RMb}$  tutumdakı gərginlik  $U_{sərhəd}$  sərhəd giymətinə çatdıqda, tranzistor açılacaq və bir müddət doyma sahəsində qalacaqdı.

$I_{Ms}$  mənsəb cərəyanı artır, mənsəbdəki gətginlik  $U_{MsMb}$  isə azalacaq, belə ki

$$U_{MsMb} = E_0 - I_{Ms}R_y \quad (2.4)$$

$C_{RMs}$  tutumu çıxış dövrəsini (rezə) giriş dövrəsi ilə (mənsəb) birləşdirərək, gərginliyə görə mənfi əks əlaqə yaradır. Nəticədə giriş gərginliyi azalacaqdır.  $C_{giriş}$  giriş kondensatorun  $C_{RMb}$  kondensatorla təyin olunan enerjisi aşağıdakı düsturla təyin olunduğundan:

$$Q_C = \frac{C_{giriş}U_{giriş}^2}{2} \quad (2.5)$$

$U_{giriş}$  gərginliyi azaldıqca,  $C_{giriş}$  tutumu sıçrayışla artmalıdır.

Bununla əlaqədar tranzistorun rezosunda gərginliyin artma sürəti  $C_{giriş}$  tutumun gərginliyinin artmasına əks mütənəsis olaraq azalacaq. Beləliklə,  $C_{giriş}$  tutumun yüklənməsi prosesi o vaxta qədər davam edəcək ki, nə vaxta qədər ki mənsərdəki gərginlik elə bir qiymətə qədər azalacaq ki, hansındakı tranzistor xətti sahədə olacaq.

Mənsəb cərəyanı, aydındır ki,  $U_{MsMb}$  gərginliyi, təxminən sabit olacaqlar və  $C_{RMs}$  –dən keçən mənfi əks əlaqə yox olacaq. Bu zaman çıxış tutumu  $C_{RMs}$  bərabər olacaq və buradakı gərginliyin artması sürəti sıçrayışla yüksələcək, nəticədə rezədəki gərginliyin qoşulma prosesinin sonundakı qiyməti  $U_0$  bərabər

olacaq. Giriş tutumunun dəyişilməsi effekti Miller effekti adlanır və onu miqdarı olaraq aşağıdakı ifadə ilə nəzərə almaq olar

$$C_{giriş} = C_{RMs} + (1 + k_y)C_{RMs} \quad (2.6)$$

harada  $k_y = SR_{yük} - \text{kaskadın gücləndirmə əmsalı}$ .

$$S = \frac{\Delta i_{MS}}{\Delta U_{RMB}} | U_{Ms} = const - \text{tranzistorun mənsəb-rezə}$$

xarakteristikasının dikliyi.

Qoşulma prosesi nəticəsində mənsəbin çıxış cərəyan impulsu idarəetmə impulsuna nəzərən aşağıdakı ifadə ilə təyin olunan müddət qədər gecikir:

$$t_{qoşulma} = t_{Ms\ qoşulma} + t_{art} \quad (2.7)$$

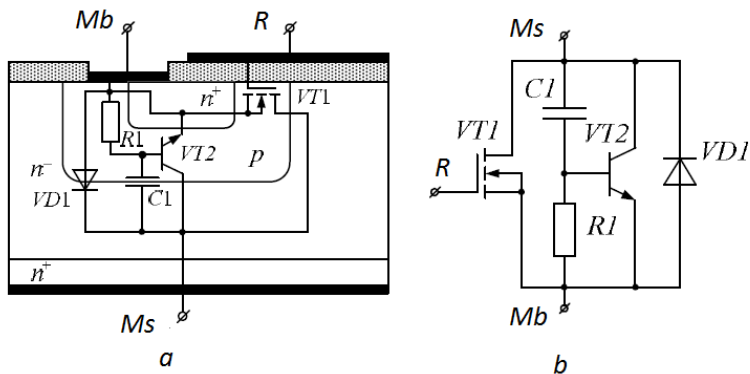
Analoji proses tranzistor açılanda baş verir (şəkil 2.8). Şəkildə qeyd olunub:  $t_{Ms açılma}$  – tranzistorun açılmasının yavaşması müddəti;  $t_{açılma}$  – mənsəbin cərəyan impulsunun düşməsi müddəti;  $t_{qər}$  – ilkin vəziyyətin bərpa olunması müddəti.

Qeyd etmək lazımdır ki, sahə tranzistorların dinamik xüsusiyyətlərini xarakterizə edən qeyd olunmuş zaman müddətləri bipolyar tranzistorların analoji parametrlərinə nəzərən həddən artıq kiçikdirlər.

Beləliklə, *MOSFET* idarə olunan güc açarları kimi aşağıdakı aşkar üstünlüklərə malikdirlər:

- daha sadə idarəetmə sistemləri və kiçik idarəetmə gücü;
- əsas olmayan daşıyıcıların injeksiyasının olmaması, və aydındır ki, onların həcmi yük şəklində toplanması, bəllidir ki, tranzistorların dinamik xüsusiyyətlərini kifayət qədər yaxşılaşdıran sovurma müddətinin yoxluğu;
- bipolar tranzistorlara xas olan sahə tranzistorun öz-özünə qızmasının yox olması, aydındır ki, bir neçə tranzistorların paralel qoşulması problemini həll edən yaxşı istiliyə davamlılığı;
- sahə tranzistorunu ötürülən gücə görə effektiv istifadə etməyə imkan yaradan ikinci deşilmənin tam olmaması.

*MOSFETİN* əsas çatışmamazlığı onun işinə tranzistorun istehsalı pilləsində onun strukturunda yaranan bir sıra “parazit” elementlərin zərərli təsiridir. Bu elementlərdən bir neçəsinin təsirinə yuxarıda baxılmışdır (  $C_{RMB}$  və  $C_{RMS}$  parazit tutumları). Onlardan başqa *MOSFETİN* işinə  $n^+$  - mənbə (emiter) ,  $p$  – invers kanal sahəsi (baza) və epitaksial  $n^-$  - lay (kollektor) tərəfindən yaradılmış parazit VT2 bipolar tranzistor təsir göstərir (şəkil 2.9). Parazit tranzistor faktiki izolə edilmiş rezəli tranzistorun işçi kanalına paralel qoşulur.



Şəkil 2.9. Güclü MOSFET tranzistor strukturunun parazit elementləri (a), baza oyuğunun ekvivalent sxemi (b)

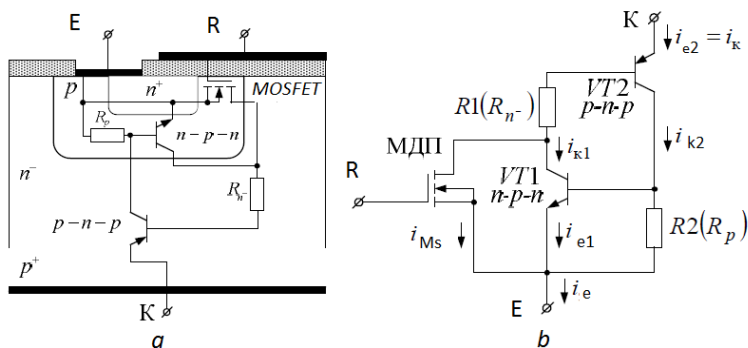
*MOSFET* tranzistorun müsbət xüsusiyyətlərini saxlamaq və bipolyar tranzistorun işləməsinin başlamasını xaric etmək məqsədi ilə  $p$  – sahənin bir hissəsini həmişə mənbənin metallaşdırılmış kontaktına qoşulur (bu parazit tranzistorun emiter keçidinin qısa qapanmasına ekvivalentdir). Bipolyar tranzistor bağlı olur və sahə tranzistorun işinə əhəmiyyətli təsir göstərmir. Lakin, dinamik rejimlərdə adi olan sahə tranzistorunun “mənsəb-mənbə” gərginliyinin azalması və ya artması parazit tranzistorun icazə verilməmiş açılmasına gətirib çıxara bilər, bu isə öz növbəsində ümumiyyətcə güc sxemini sıradan çıxara bilər.

Tranzistorun  $p$  – sahəsinin mənbəyə qoşulması yeni bir əlavə elementi - əks qoşulmuş *VD1* diodu yaradır. Bununla əlaqədar *MOSFET* tranzistoru elə layihələndirirlər ki, bu diod

*MOSFET* tranzistorun analoji göstəricilərinə uyğun gəlsin və bağlayıcı xüsusiyyətləri kiçik bərpa müddətinə malik olsun.

### 2.3. Kombinə edilmiş tranzistorlar

*MOSFET*-in tərkibindəki parazit bipolyar tranzistorun zərərini xeyrli etmək olar, əgər ona yeni bir əlavə parazit tranzistora nəzərən əks keçiriciliyə malik keçiricili bipolyar tranzistor əlavə olunarsa. Belə kompromis həll bipolyar və *MOSFET* tranzistorların müsbət keyfiyyətlərini birləşdirən *IGBT* ( *Insulated Gate Bipolar Transistor* ) adlanan monolit struktur deməkdir, yəni izolə edilimi rezəli bipolyar tranzistor. Strukturdakı fərqlilik döşəmənin materialı kimi  $p^+$  dəşikli elektrik keçiriciliyinə malik yarımkeçirici lövhədən istifadə etməkdir (şəkil 2.10, a).



Şəkil 2.10. *IGBT*-ni strukturu (a) və onun ekvivalent sxemi (b)

Nəticədə *MOSFET*- tranzistor, parazit *VT1* bipolar tranzistor və ona qoşulmuş yenə bir *VT2* bipolar tranzistordan ibarət kombinə edilmiş sxem (şəkil 2.10, *b*) alınır. *VT1* və *VT2* tranzistorlardan təşkil edilmiş struktur daxili əks əlaqəyə malikdir, belə ki *VT1* tranzistorun baza cərəyanı *VT2* tranzistorun kollektor cərəyanının bir hissəsidir, və əksinə - *VT2* tranzistorun baza cərəyanı *VT1* tranzistorun kollektor cərəyanının bir hissəsidir.

*VT1* və *VT2* tranzistorların cərəyana görə ötürmə əmsalları uyğun olaraq  $\alpha_1$  və  $\alpha_2$  bərabərdir.

Belə olan halda kollektorun və emiterin cərəyanları aşağıdakı kimi təyin olunurlar:

$$i_{k2} = i_{e2}\alpha_2, \quad (2.8)$$

$$i_{k1} = i_{e1}\alpha_1 \quad (2.9)$$

$$i_e = i_{k1} + i_{k2} + i_{Ms} \quad (2.10)$$

Sahə tranzistorun mənsəb cərəyanı aşağıdakı ifadə ilə təyin oluna bilər

$$i_{Ms} = i_e(1 - \alpha_1 - \alpha_2) \quad (2.11)$$

Digər tərəfdən mənsəbin cərəyanını mənsəb-rezə xarakteristikasının *S* dikliliyi ilə təyin etmək olar:

$$i_{Ms} = SU_{RE}. \quad (2.12)$$

Bütün sxemin güc hissəsinin cərəyanı aşağıdakı kimi təyin oluna bilər:

$$i_k = i_e \frac{SU_{RE}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)} = S_{ekv} U_{RE}, \quad (2.13)$$

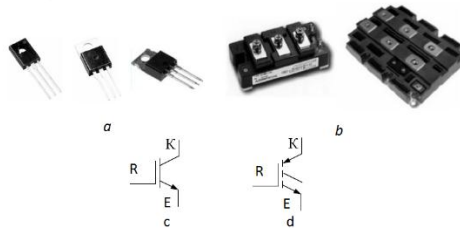
harada  $S_{ekv} = \frac{SU_{RE}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}$  bütün sxemin ekvivalent dikliliyidir.

Bəllidir ki,  $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$  olduqda, ekvivalent diklilik bu sxemə daxil olan *MOSFET* tranzistorun *S* dikliliyindən çox böyük olur.

Bu sxemin yerinə yetirilməsi zamanı  $\alpha_1$  və  $\alpha_2$  əmsallarla *R1* və *R2* rezistorların qiymətlərini idarə etmək olar.

Baxılmış bütün sxemə kollektor, emitor və rezə çıxışlı *MOSFET* kimi elektriki sahə ilə idarə olunan, lakin onunla müqayisədə daha yüksək diklikliyə və açıq vəziyyətdə daha kiçik müqavimətə malik olan vahid yarımkeçirici cihaz kimi təsvir etmək olar. Bundan başqa burada klassik bipolyar tranzistorlara xas olan ikinci cihaz hadisəsi mövcud deyil.

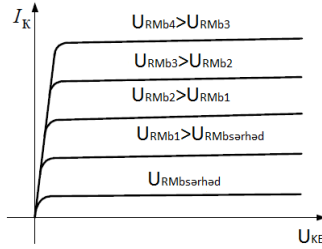
Konstruktiv olaraq *IGBT* diskret elementlər (şəkil 2.11, *a*), öz tərkibində bir neçə *IGBT*-yə malik güc modulları (şəkil 2.11, *b*) şəklində yerinə yetirilə bilər. Tranzistorların şərti işarələri şəkil 1.11, *c*, *d* – də verilib.



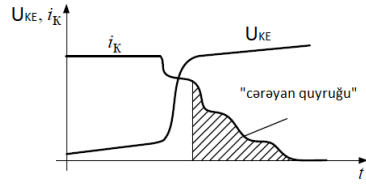
*Şəkil 2.11. IGBT-nin konstruksiyaları: (a) diskret və modul (b) ifalı; şərti qrafiki təsfi (c) MDB ölkələrində və (d) digər xarici ölkələrdə*

*IGBT* – nin dinamik xassələri *MOSFET* – ə nəzərən bir qədər pisdır, lakin bipolyar tranzistorlara nəzərən çox yaxşıdır. Bu əsas olmayan daşıyıcıların bipolyar tranzistorun bazasında toplanması, və nəticə olaraq vaxt keçdikcə bu daşıyıcıların sorulması hadisəsi ilə bağlıdır.

*IGBT* – in bağlanması prosesi şəkil 2.13 –də təsvir olunub. Bipolyar tranzistorun bazasında toplanmış yük *IGBT* qoşulduqda cərəyanın səciyyəvi “quyruq” –nu yaradır. *IGBT* tərkibində olan *MOSFET* tranzistoru cərəyan keçirməyi dayandırdıqda güc dövrəsində “quyruğun” əvvəli sayılan qeyri əsas daşıyıcıların rekombinasiyası başlayacaq. Bu “quyruq” istilik itkilərinin artmasına gətirib çıxarır, həmçinin onu körpü sxemlərində nəzərə almaq lazımdır, həmçinin körpünün bir qolunda yerləşmiş iki açarın keçirmə intervallar arasına aralıq salmaq lazımdır. “Quyruğu” kiçiltmək məqsədi ilə bipolyar tranzistorun gücləndirmə əmsalını aşağı salmaq lazımdır, lakin belə olan halda açıq *IGBT* – nin doyma gərginliyi, və uyğun olaraq statiki itkiləri böyüyür.



Şəkil 2.12. *İGBT*  
çıxış xarakteristikaları

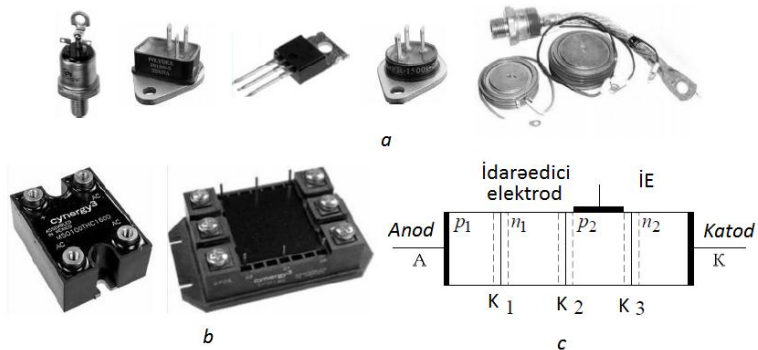


Şəkil 2.13. *İGBT* –nin bağlanması  
prosesi

*İGBT*-nin qeyd olunmuş xüsusiyyətlərinə baxmayaraq onlar hal hazırda kilovatlardan meqavatlara qədər olan güclərdə idarə olunan güc açarları kimi istifadə olunmağa perspektivli hesab olunurlar.

### 3. Tiristorlar

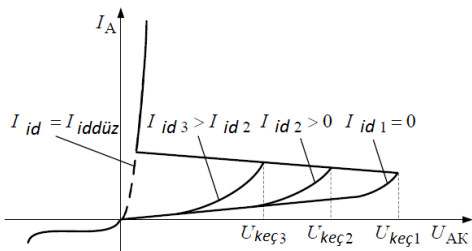
Konstruktiv olaraq tiristorlar diskret elementlər ( şəkil 3.1, a) və güc modulları (şəkil 3.1,b) şəklində yerinə yetirilirlər. Tiristorlar dördlaylı  $p_1 - n_1 - p_2 - n_2$  tip keçiricili yarımkeçirici strukturdur ( şəkil 3.1, c).



Şəkil 3.1. Tiristorlar: diskret (a) və modul (b) ifalı; tiristorun strukturu (c)

$p_1$  kənar sahədən olan çıxış anod adlanır,  $n_2$  kənar sahədən olan çıxış katod adlanır, aralıq ( $n_1$  və ya  $p_2$ ) sahələrin birindən olan çıxış idarəedici elektrod adlanır.

Tiristorun volt-ampere xarakteristikası şəkil 3.2-də göstərilib.



Şəkil 3.2 Volt-ampere xarakteristika

Tiristorun anoduna katoda nəzərən müsbət signal verildikdə,  $K_1$  və  $K_2$   $p - n$  keçidləri düzünə istiqamətdə sürüşdürülmüş olacaqlar,  $K_2$   $p - n$  keçidi isə əks istiqamətdə.

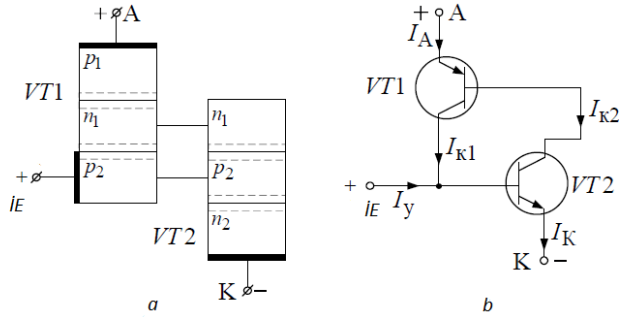
Bununla əlaqədar tiristor bağlı vəziyyətdə qalacaq. Əgər idarəedici elektrodla katod arasından kiçik  $i_i$  idarəedici cərəyan buraxsaq, anodla katod arasındakı gərginliyin kiçik və ya böyük qiymətlərində cərəyanın qiymətindən asılı olaraq tiristorun bağlı vəziyyətdən açıq vəziyyətə keçidi baş verəcəkdir.

İdarəetmə cərəyanı nə qədər böyük olarsa, bir o qədər  $U_{keç}$  çevirmə gərginliyinin qiyməti kiçik olacaq. Əgər idarəetmə dövrəsində  $i_{idüz}$  düzləndirən idarəedici cərəyan yaratsaq, tiristor adi diod kimi açılacaq. Katoda nəzərən anodda mənfi potensial olduqda tiristor istənilən halda açıla bilməz, belə ki  $K_1$  və  $K_2$   $p-n$  keçidləri əks istiqamətdə sürüşdürülməklə, bununla əlaqədar tiristorun əks volt-ampere xarakteristikası adi diodun xarakteristikası kimi olacaq.

Tiristorun qoşulması mexanizminə adətən ikitranzistorlu model əsasında baxırlar (şəkil 3.3,  $a, b$ ).

Şəkil 3.1,  $c$  –dəki strukturu şəkil 3.3,  $a$  –dəki kimi iki  $p-n-p$  və  $n-p-n$  tranzistorların şəkil 2.10,  $b$  –dəki sxemə analoji olaraq qoşulmuş şəkildə təsvir etmək olar, yəni  $VT2$  tranzistorun  $I_{k2}$  kollektor cərəyanı  $VT1$  tranzistorun baza cərəyanıdır, və əksinə  $VT1$  tranzistorun  $I_{k1}$  kollektor cərəyanı  $VT2$  tranzistorun baza cərəyanıdır. Yuxarıda göstərilidiyi kimi, belə sxemdə daxili müsbət əks əlaqə yaranır, hansı ki tiristor qoşulduqdan sonra idarəetmə dövrəsini qeyri effektiv edir, belə ki hər iki tranzistor bir birini açıq vəziyyətdə idarə dövrəsizdə dəstəkləyirlər, yəni idarə dövrəsi vasitəsi ilə tiristoru bağlamaq mümkün deyil.

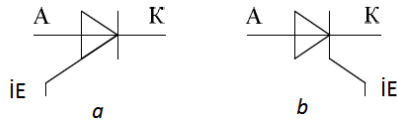
Bununla əlaqədar bu tiristor birəməliyyətli adlanır və ya *SCR* (*Silikon Controlled Rectifier*).



Şəkil 3.3. Tiristorun ikitranzsitorlu modeli

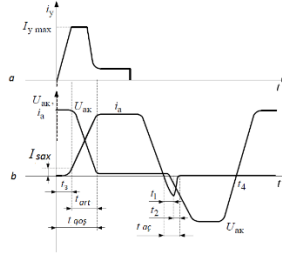
Baxılmış tiristorun qrafiki təsviri şəkil 3.4, *a* – da təsvir olunub.

İdarəedici elektrodun çıxışı aralıq *n* zonadan düzəlibsə, idarəedici signal anodla idarəedici elektrod arasına verilir, bu cür tiristorun qrafiki təsviri şəkil 1.26, *b* – də verilib.



Şəkil 3.4. Birəməliyyətli tiristor – SCR

Qoşulmuş vəziyyətdə tiristorların əsas parametrləri diodların parametrlərini təkrarlıyır, dinamik parametrlərə həmçinin  $t_{qos}$  qoşulma müddəti və  $t_{aç}$  açılma müddəti əlavə olunur. Tiristorun şəkil 3.5- dəki diaqramlarına əsasən onun qoşulma və açılma proseslərinə yaxından baxaq.



Şəkil 3.5. SCR qoşulmas və aşılması proseslərinin diaqramları

Tiristorun etibarlı qoşulması üçün başlanğıc sahədə idarəetmə cərəyanının impulsunun parametrləri -  $I_{imax}$  – amplituda , müddət və  $\frac{di_i}{dt}$  artma sürəti tiristorun çevik və etibarlı qoşulmasını təmin edən müəyyən tələblərə cavab versin. Tiristorda cərəyanın artması prosesi yalnız başlanğıc sahədə  $I_{imax}$  idarəetmə cərəyanının impulsunun amplitudundan asılı olan  $t_{yav}$  müəyyən yavaşım müddəti bitdikdən sonra başlayır.

Yavaşım müddəti ərzində tiristordakı cərəyan saxlama cərəyanının qiymətinə - tiristorun minimal düzünə cərəyanı, hansındakı o hələ açıq vəziyyətdə olur, qədər artır. Adətən

$$I_{sax} = 0.1I_{yük}$$

qəbul edirlər.

İdarəetmə cərəyanından asılı olaraq yavaşım müddəti 0.1 mksan-dan 1...2 mksan-dək təşkil edir. Sonra cərəyanın yükün müqaviməti və qida mənbəyin gərginliyi ilə təyin olunan qiymətə qədər artması baş verir.

$t_{yav}$  və  $t_{art}$  cəmi tiristorun qoşulma müddətini təyin edir:

$$t_{qoş} = t_{yav} + t_{art} \quad (3.1)$$

Yuxarıda qeyd olunduğu kimi, tiristor qoşulduqdan sonra idarəetmə dövrəsi qeyri effektiv olur və idarəetmə cərəyanı əsaslı dərəcədə azaldıla və hətta tam şəkildə açıla bilər.

Tiristorun bağlanması üçün onun düzünə cərəyanını sıfra qədər endirmək lazımdır. Bunun üçün açıq tiristora adətən əks, bağlayıcı istiqamətdə komutəedici EHQ mənbəyi qoşulur, bir çox halda əvvəlcədən yüklənmiş kondensatordan istifadə olunur. Aşılma prosesi iki mərhələdən ibarətdir (şəkil 3.5, b):

- tiristordan keçən əks cərəyanın artması (  $t_1$  intervalı);
- əks cərəyanın sıfra qədər düşməsi ( $t_2$  intervalı);

Və yalnız  $t_{açma}$ -dan kiçik olmayan və

$$t_{açma} = t_1 + t_2$$

bərabər olan müddət keçdikdən sonra tiristora təkrar plaraq düzünə gərginlik vermək olar. Bəllidir ki, bu müddət ərzində tiristorun idarəedici xassələrinin bərpası baş verir.  $t > t_4$  olduqda tiristor  $i_i$

siqnalı verilənəçək bağlı olacaqdır.

Tiristorun dinamik parametrləri arasında gərginliyin artması sürəti  $\frac{du}{dt}$  və cərəyanın artması sürəti  $\frac{di}{dt}$  vacib rol oynayır.

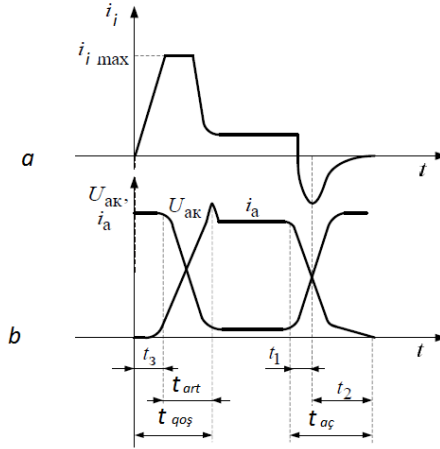
Onlardan biriincisi -  $\frac{du}{dt}$  gərginliyin anodda sürətlə artması tiristorun öz-özünə açılmasına və hətta onun sıradan çıxarılmasına gətirə bilər. Tiristor qoşulduqda cərəyanın sürətlə artması  $\frac{di}{dt}$  yarımkeçirici strukturun lokal ifrat qızmasına və hətta cərəyanın buraxıla bilinən limit qymətindən böyük olmayan qiymətlərində tiristorun sıradan çıxmasına gətirib çıxara bilər.

Birəməliyyatlı tiristorlar idarəetmə dövrəsinə qoşula bilməmək kimi ciddi çatışmazlığı hesabına hal hazırda təbii komutasiyalı çevricilərdə istifadə olunurlar, nə vaxt ki tiristorlar qidalandırıcı şəbəkənin gərginliyinin qütbləşdirilməsinin dəyişməsi nəticəsində qoşulurlar. Bu idarəolunan düzləndiricilər, şəbəkə ilə idarə olunan invertorlar, statiki dəyişən cərəyan tənzimləyiciləri. Və hətta bu qurğularda, böyük güclü qurğular istisna olmaqla, birəməliyyatlı tiristorlar daha muasir yarımkeçirici cihazlaral, o cümlədən ikiəməliyyatlı (bağlanan) tiristorlarla əvəz olunurlar.

Baxılmış birəməliyyatlı tiristorlardan fərqli olaraq, ikiəməliyyatlı tiristorları nəinki idarəetmə dövrəsi ilə qoşmaq, həmçinin açmaqda olar. Buna onunla nail olunur ki, anod və katod sahələrində bu cür cihaz paralel qoşulmuş ayrı-ayrı tiristorlardan təşkil olunmuş texnoloji oyuqlardan ibarətdir. Bunun nəticəsində cihaz idarəedici elektrodla açılmaq qabiliyyətinə malik olur. Bu cür tiristor *GTO* – tiristor (*Gate-Turn-Off*) adlanır.

Bu cür tiristorda baş verən proseslər əsasən birəməliyyətlə tiristorlar üçün olan proseslərlə analojidir. İstisna hal mənfəi idarəetmə cərəyanı ilə açılma prosesidir. Mənfəi idarəetmə cərəyanı verildikdə hər iki tranzistorlar aktiv rejimdə işləməyə başlayırlar və strukturda VT2 *n-p-n* tranzistorda mənfəi baza cərəyanında müsbət əks əlaqə yaranır. Baza sahələrində yüklərin uçuqun düşməsi nəticəsində anod cərəyanı azalmağa başlayacaq. VT2 *n-p-n* tipli tranzistor birinci olaraq kəsilmə rejiminə keçirlər. Müsbət əks əlaqənin təsiri qurtarır və anod cərəyanının sonrakı düşməsi tiristorun  $\bar{n}$  bazasındakı rekombinasiyası ilə təyin olunur.

*GTO* – tiristorun volt-ampere xarakteristikası adi tiristorun xarakteristikası ilə analojidir. Onun iş dövrəsi şəkil 3.7 – də verilib.



Şəkil 3.7. *GTO* tiristorun qoşulması və açılması prosesləri

Qoşulma prosesi  $t_{yav}$  yavaşlama və  $t_{art}$  artma, tiristordakı gərginlik ilkin qiymətinə nəzərən 0.1 hissəsinə qədər azalması, müddətlərindən ibarətdir. Bu müddətlərin cəmi qoşulma müddətinə bərabərdir:

$$t_{qoş} = t_{yav} + t_{art} . \quad (3.2)$$

Kiçik qoşulma müddətini və kiçik itkiləri təmin etmək üçün qoşulma zamanı  $i_i$  idarəedici cərəyan əvvəlcə böyük artma sürətinə  $\frac{di}{dt} > 5 \frac{A}{mksan}$  malik olmalıdır.

*GTO* tiristorlarda açılma prosesi kifayyət qədər yavaş keçir. Birinci mərhələdə tiristorun cərəyanı öz ilkin qiymətinin 0,1...0,2 hissəsinə qədər düşür. İkinci mərhələdə cərəyanın kifayyət qədər yavaş azalması baş verir (“quyruq” adlanır). Bu müddət adətən düşmə müddətindən böyük olur və onu nəzərə almaq lazımdır.

Tiristoru açan mənfi idarəedici cərəyan  $\frac{di}{dt} = 20 \frac{A}{mksan}$  böyük artma sürətinə və amplitudaya malik olmalıdır. Muasir *GTO* tiristorlar üçün bu amplituda anod cərəyanının amplitudasının 30% qədər çatır. Hesab olunur ki, bu tiristorlar öz xassələrinə görə yüksəkgərginlikli çevricilərdə daha geniş tətbiq olunacaqlar.

## 4. DÜZLƏNDİRİCİ QURĞULAR

Dəyişən cərəyan elektrik enerjisini sabit cərəyan enerjiyə çevirən qurğular düzləndiricilər adlanırlar. Əgər düzləndiricinin çıxışında  $E_d$  gərginliyin qiyməti yalnız onun girişindəki  $E_2$  dəyişən gərginliklə təyin edilirsə, onda düzləndirici idarə olunmayan adlanır:

$$E_d = k_{sx} E_2$$

durada  $k_{sx}$ - baxılan düzləndirmə sxemi üçün səciyyəvi olan və sxem əmsalı adlanan mütənasiblik əmsalıdır.

### 4.1. İDARƏ OLUNMAYAN DÜZLƏNDİRİCİLƏR

#### 4.1.1. BİRFƏZLİ BİRYARİMPERİODLU DÜZLƏNDİRMƏ SXEMİ

Düzləndiricinin ən sadə sxemi birfazlı yarımperiodlu sxemdir ( şəkil 4.1 ). Tr transformatoru ikili rol oynayır: O düzləndiricinin girişinə  $E_d$  düzləndirilmiş gərginliyin tapşırıq qiymətinə uyğun gələn  $E_2$  e.h.q.-nin verilməsinə qulluq edir və yük dövrəsi ilə qidalandırıcı şəbəkə arasında qalvanik ayrılmanı həyata keçirir.

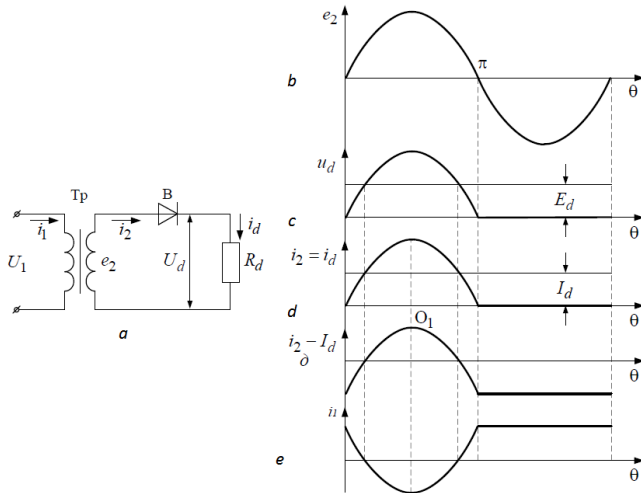
Ventilin birtərəfli buraxması hesabına yük dövrəsindəki cərəyan yalnız transformatorun ikinci tərəf dolağındakı gərginliyin

hansısa bir yarımpериодunda axacaq və bu sxemin adını təyin edir. Əsas parametrlər arasındakı əlaqələri aşağıdakı fərziyyələr daxilində təyin edək:

1. Transformator dolağının aktiv və induktiv müqavimətlər nəzərə alınmırlar
2. Yüklə təmiz aktiv xarakterlidir
3. V ventili idealdır
4. Transformatorun maqnitlənmə cərəyanı nəzərə alınmır
5. Transformator dolağının e.h.q.-si sinusoidaldir:  $e_2 = \sqrt{2}E_2 \sin \theta$

$$\sqrt{2}E_2 \sin \theta$$

$\pi \dots 2\pi$  intervalında  $e_2$  e.h.q.-si əks qütblü olur, V ventili bağlıdır və yüklə cərəyanı sıfıra bərabərdir.



Şəkil 4.1. Birfazlı biryarımpериодlu düzləndirici və onun işini izah edən diaqram

Onda düzləndirilmiş gərginliyin ani qiyməti ( şəkil 4.1, c )

$$U_d \big|_{0 \dots \pi} = \sqrt{2} E_2 \sin \theta \text{ və } U_d \big|_{\pi \dots 2\pi} = 0$$

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0.45 E_2$$

(2.1)

Düzləndirilmiş cərəyanın ani qiyməti  $i_d = i_2 = \frac{U_d}{R_d}$

Düzləndirilmiş cərəyanın sabit həddi  $I_d = \frac{E_d}{R_d}$

Baxılan düzləndirilmə sxemi üçün ventilin anod cərəyanının orta qiyməti

$$I_{a \text{ orta}} = I_d$$

Anod cərəyanının maksimal qiyməti

$$i_{a \text{ max}} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} = I_d \pi \quad (4.2)$$

Ventildə əks gərginliyin maksimal qiyməti

$$U_{\text{əks max}} = \sqrt{2} E_2 E_d \pi \quad (4.3)$$

Tr transformatorun hesabi gücü :  $P_{\text{hesabi}} = \frac{P_1 + P_2}{2}$

burada  $P_1$  və  $P_2$  – birinci və ikinci tərəf dolaqların hesabi gücləri.

İkinci tərəf dolaq cərəyanının təsiredici qiyməti

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\theta} = I_d \frac{\pi}{2} \quad (4.4)$$

Onda transformatorun ikinci tərəf dolağının gücü  $P_2 = E_2 I_2$  (2.4)-dən  $I_2$  və (2.1)-dən  $E_2$  nəzərə alaraq təyin edə bilərik

$$P_2 = \frac{E_d \pi}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} I_d = 3.94 P_d \quad (4.5)$$

burada  $P_d = E_d I_d$  – yükün gücüdür.

Transformatorun birinci tərəf dolağının gücü  $P_1 = E_1 I_1$ , burada  $E_1$  və  $I_1$  - e.h.q-nin və transformatorun birinci tərəf dolağının təsiredici qiymətləridir.  $E_1$  aşağıdakı kimi təyin olunur:  $E_1 = E_2 k_{tr}$ , harada  $k_{tr} = \frac{W_1}{W_2}$  – transformasiya əmsalıdır;  $W_1$  və  $W_2$  - transformatorun birinci və ikinci tərəf dolaqlarının sarğılar sayıdır.

Transformatorun birinci tərəf dolağının təsiredici qiyməti

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta} \quad (4.6)$$

burada  $i_1$  – ilkin cərəyanını ani qiymətidir.

Transformatorun birinci və ikinci tərəf dolaqların maqnitlənmə güvvələrinin bərabərliyi şərtindən

$$i_1 w_1 + (i_2 - I_d) w_2 = 0 \quad (4.7)$$

$i_1$  tapırıq:

$$i_1 = -\frac{w_2}{w_1} (i_2 - I_d) = \frac{1}{k_{tr}} (i_2 - I_d) \quad (4.8)$$

$i_2$  cərəyanı transformatorun ikinci tərəf dolağında yalnız  $0 \dots \pi$  intervalda axır və  $\pi \dots 2\pi$  intervalda o 0 bərabərdir. Onda:

$$\begin{cases} i_1 \mid_{0 \dots \pi} = \frac{I_d}{k_{tr}} (1 - \sin \theta) \\ i_1 \mid_{\pi \dots 2\pi} = \frac{I_d}{k_{tr}} \end{cases} \quad (4.9)$$

Bu funksiyanın qrafik təsfişi şəkil 4.1. e-də verilib. O ( $i_2 - I_d$ ) funksiyanın güzgü əksidir ( şəkil 4.1. d ), lakin onların miqyasları  $k_{tr}$  dəfə fərqlidir. (4.9) qiymətini (4.6) ifadədə nəzərə alsaq, ilkin cərəyanın təsiredici qiymətini alarıq:

$$I_1 = 1.21 \frac{I_d}{k_{tr}} \quad (4.10)$$

Transformatorun birinci tərəf dolağının gücü

$$P_1 = E_1 I_1 = 2.69 P_d \quad (4.11)$$

(4.11) və (4.5) ifadələri (4.3)-də nəzərə alsaq, transformatorun hesabi gücünü alırıq:

$$P_{hesabi} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 3.06 P_d \quad (4.12)$$

Transformatorun  $P_d$  hesabi gücünün 3 dəfə böyük olması izah olunmalıdır, belə ki, düzləndirmə sxemində baş verən bütün itkilər fərziyyələrdə nəzərə alınmamışdılar. Bu hadisəni izah etmək üçün transformatorun birinci və ikinci tərəf dolaqların güclərinin harmonik balansını tərtib edək. İkinci tərəf cərəyanının funksiyasının Furiye sırasına ayrılması ( 4.1 d ) bizim halda  $I_d$  sabit həddən başqa hər biri sinus və kosinus hədlərinə malik olan yüksək harmonikli spektr verir. Koordinatlar başlanğıcını 0-dan  $\frac{\pi}{2}$  keçirsək,  $i_2$  cərəyanının funksiyası ordinatlar oxuna nəzərən simmetrik, yəni cüt funksiya olacaqdır. Riyaziyyat kursundan bəllidir ki, cüt funksiyalar Furiye sıralarına ayrıldıqda yalnız kosinuslu həddlərə malik olurlar.  $k$  saylı harmonikaların amplitudası aşağıdakı ifadədən təyin olunur

$$B_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} i_2 \cos k\theta d\theta \quad (4.13)$$

hansından bəllidir ki, ayrılımda birinci və cüt nömrəli harmonikalar mövcuddur.

Bununla əlaqədar  $i_2$  funksiyanın Furye sırasına ayrılmasını aşağıdakı kimi yazmaq olar

$$i_d = \frac{2I_m}{\pi} \left( \frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \cos \theta + \frac{1}{3} \cos 2\theta - \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\theta + \dots \right), \quad (4.14)$$

Harada  $I_m - i_2$  cərəyanın amplitud qiymətidir. Bu cərəyanın birinci harmonikasını ilə köçürülən gücün ani qiyməti bərabərdir:

$$P'_2 = \sqrt{2}E_2 \cos \theta \frac{I_m}{2} \cos \theta = \frac{\sqrt{2}E_2 I_m}{2} \cos^2 \theta. \quad (4.15)$$

Transformatordakı itkiləri nəzərə almadığımızı görə, birinci tərəf cərəyanının birinci harmonikasını ilə eyni güc köçürülür:  $P'_1 = P'_2$ . Bu funksiya mənfi ola bilər, belə ki  $\cos^2 \theta \geq 0$ ; o yük müqavimətində  $R_d$  faydalı güc şəklində ayrılan sabit təşkilədiçiyə malikdir.

Transformatorun birinci və ikinci tərəf dolaqlarından axan cərəyanının ikinci harmonikasını ilə köçürülən güc

$$P''_2 = P''_1 = \sqrt{2}E_2 \cos \theta \frac{2I_m}{3\pi} \cos 2\theta. \quad (4.16)$$

Bu funksiya işarəsini dəyişəndir və sabit təşkilədiçiyə malik deyil, aydındır ki, ikinci harmonika ilə köçürülən güc heç bir faydalı iş görmədən düzləndirici ilə qidalandırıcı şəbəkə arasında rəqs edir. Eyni ilə bunu (4.14) ayrılımadakı digər yüksək harmonikalar haqqında demək olar. Bütün harmonikalarla köçürülən cəmi güc,

təhrif gücü adlanan gücü təşkil edir, hansı ki transformatorun maqnit sistemini, elektrik sistemini faydasız olaraq yükləyir və transformatorun hesabi gücünün yük gücündən artıq olmasını təmin edir.

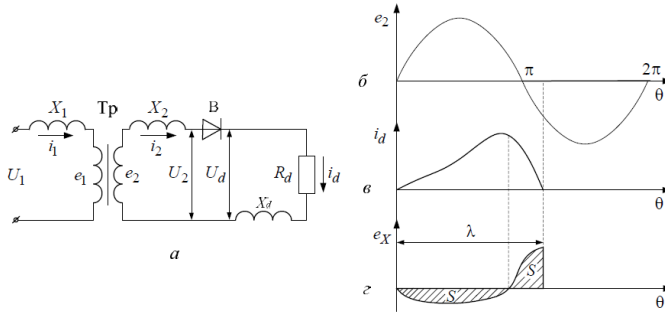
İkinci tərəf dolağın  $P_2$  gücünün birinci tərəf dolağın  $P_1$  gücünə nəzərən artımı aşağıdakı ilə izah olunur. V ventilin transformatorun ikinci tərəf dolağında olması hesabına  $I_d$  cərəyanın sabit təçkiledicisi axır, hansı ki birinci tərəf dolağa transformasiya oluna bilməz. Lakin ikinci tərəf dolağında bu təşkiledici  $\Delta P$  gücü köçürür:

$$\Delta P = \sqrt{2} E_2 \cos \theta I_d, \quad (4.17)$$

hansıki,  $\cos \theta$  ilə düz mütənasib olduğundan həmçinin işarəsi dəyişəndi və fasiləsiz olaraq transformatorun ikinci tərəf dolağı ilə yük arasında faydalı iş görmədən və  $P_2$  gücün  $P_1$  gücə nəzərən artımını müəyyən edərək rəqs edir.

Baxılan düzləndiricinin  $R_d$  aktiv yükə işləməsi kifayət qədər nadir haldır. Dah şox yük aktiv-induktiv xarakterli olur, xüsusən orta və böyük güclü düzləndiricilərdə, harada düzləndiriliş gərginliyin və cərəyanın döyünməsinə hamarlamaq məqsədi ilə yük dövrəsinə tez-tez hamarlayıcı drossel daxil olunur.

Bu zaman elektromaqnit proseslərin analizi transformatorun birinci tərəf  $X_1$  və ikinci tərəf  $X_2$  səpələnmənin induktiv müqavimətlərini nəzərə alaraq aparılır ( şəkil 4.2, a ).



Şəkil 4.2. Birfazlı biryarımperiodlu düzləndiricinin aktiv-induktiv yükə işləməsi

Birinci tərəf dolağın dövrəsi üçün tənlik aşağıdakı götkəmədə olur:

$$e_1 - X_1 \frac{di_1}{d\theta} + U_1 = 0. \quad (4.18)$$

Buradan  $e_1$  üçün alırıq:

$$e_1 = -U_1 + X_1 \frac{di_1}{d\theta}, \quad (4.19)$$

harada birinci tərəf cərəyanı (4.8) ifadəsinə uyğun olaraq  $i_1$ :

$$i_1 = -\frac{1}{k_{TP}} (i_2 - I_d).$$

Transformatorun ikinci tərəf dolağın dövrəsi üçün aşağıdakı tənlik doğrudur:

$$U_2 = e_2 - X_2 \frac{di_2}{d\theta}, \quad (4.20)$$

harada

$$e_2 = \frac{e_1}{k_{\text{TP}}}.$$

Bu ifadənin çevrilməsi nəticəsində alırıq:

$$U_2 = -\frac{U_1}{k_{\text{TP}}} - \left( \frac{X_1}{k_{\text{TP}}^2} + X_2 \right) \frac{di_2}{d\theta} = -\frac{U_1}{k_{\text{TP}}} - X_a \frac{di_2}{d\theta}, \quad (4.21)$$

harada

$$X_a = \left( \frac{X_1}{k_{\text{TP}}^2} + X_2 \right)$$

transformator dolaqlarının səpələnməsinin ikinci tərəf dolağa gətirilmiş nəticəvi induktiv müqaviməti.

Yük dövrəsi üçün yazı bilərik

$$U_d = i_d R_d = U_2 - X_d \frac{di_d}{d\theta}.$$

Əvvəlki ifadədən  $U_2$  burada qoyduqda və aşağıdakı əvəzləmələri nəzərə alsaq

$$-\frac{U_1}{k_{\text{TP}}} = E_2$$

$$X_d + X_a = X$$

alarıq

$$X \frac{di_d}{d\theta} + i_d R_d = \sqrt{2} E_2 \sin \theta. \quad (4.22)$$

Sıfırıncı başlanğıc şərtləri nəzərə alaraq bu tənliyin  $i_d$  nəzərən həlli aşağıdakı kimi alınır:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{X^2 + R_d^2}} \left[ \sin \varphi e^{-\operatorname{ctg} \varphi \theta} + \sin(\theta - \varphi) \right], \quad (4.23)$$

harada

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left( \frac{X}{R_d} \right)$$

Bu funksiyanın qrafiki təsviri şəkil 4.2 c – də təsvir olunub, şəkil 4.2 d-də isə

$$e_X = -X_d \frac{di_d}{d\theta}$$

funksiyası verilib.

Qeyd etmək lazımdır ki, enerjinin saxlanması qanununa əsasən şəkil 4.2 d-də absis oxuna nəzərən aşağıda yerləşmiş sahə, absis oxuna nəzərən yuxarıda yerləşmiş sahəyə bərabər olmalıdır. Düzəndirilmiş gərginliyin sabit təşkileddicisi:

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda u_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda (e_2 - e_X) d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi} (1 - \cos\lambda), \quad (4.24)$$

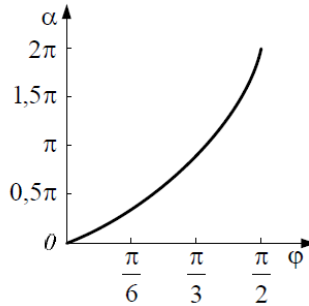
harada  $\lambda$  V ventilin keçirmə vəziyyəti intervalının müddətidir, və ya nisbi vahidlərlə:

$$E_d^* = \frac{E_d}{E_{d \max}} = \frac{1 - \cos\lambda}{2} \quad (4.25)$$

$\lambda$  təyin etmək üçün aşağıdakı şərtədən istifadə edək

$$i_d \Big|_{\theta=\lambda} = 0 \text{ или } \sin \varphi e^{\operatorname{ctg} \varphi \lambda} + \sin(\lambda - \varphi) = 0. \quad (4.26)$$

$\lambda=f(\varphi)$  funksiyası şəkil 4.3-də göstərilmiş kimi olur



*Şəkil 4.3. Ventilin keçirici vəziyyətinin nüddətinin yükün parametrlərindən asılılığı*

Düzləndirici cərəyanın sabit təşkilədiciyi

$$I_d = \frac{E_d}{R_d} = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi R_d}(1 - \cos\lambda), \quad (4.27)$$

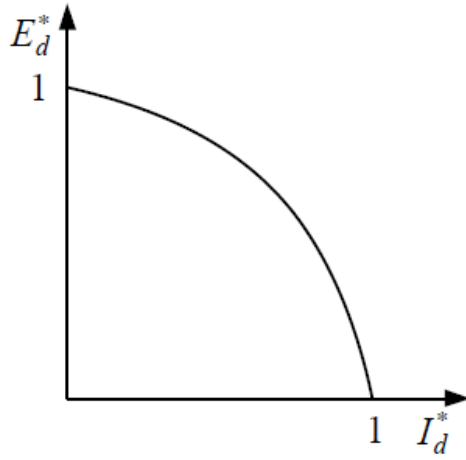
və ya nisbi qiymətlərdə

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{d\max}} = \frac{1 - \cos\lambda}{2\pi} \operatorname{tg}\varphi = \frac{E_d^*}{\pi} \operatorname{tg}\varphi, \quad (4.28)$$

harada

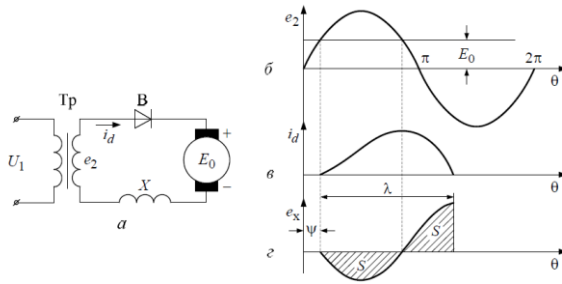
$$I_{d\max} = i_d \Big|_{R_d=0} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X}.$$

Beləliklə, axırncı ifadə şəkil 4.4-də göstərilmiş düzləndiricinin xarici xarakteristikasının tənliyini  $E_d^* = f(I_d^*)$  təyin edir.



Şəkil 4.4. Aktiv-induktiv yükə işləyərəkən düzləndiricinin xarici xarakteristikası

Düzləndiricinin mühərrik yükünə işi zamanı, akkumulyator batareyasının yüklənməsi zamanı və digər hallarda, yük dövründə əks EHQ olduğu halda, nüəyyən xüsusiyyətlər yer alırlar. Əks EHQ-li sabit cərəyan mühərrikə işləyən birfazlı biryarımperiodlu düzləndiricinin işinə nəzər salaq ( şəkil 4.5. )



*Şəkil 4.5. Bifazlı biryarımpériodlu düzləndiricinin mühərrik  
yükünə işləməsi*

Burada  $X$  – transformatorun ikinci tərəf dövrəsində cəmi induktiv müqavimət. Əks EHQ hesabına  $V$  ventili yalnız  $\psi$  nöqtəsində açılacaq.

Bununla əlaqədar koordinatlar başlanğıcı kimi  $\psi$  nöqtəsini götürdükdə yük dövrəsi üçün yazarıq:

$$e_2 - X \frac{di_d}{d\theta} = E_0 \sin \sqrt{2} E_2 \sin(\theta + \psi) - X \frac{di_d}{d\theta} = E_0. \quad (4.29)$$

Bu funksiyanın qrafiki təsviri şəkil 2.5.c-də verilib, 2.5. d-də isə  $e_x = -X \frac{di}{d\theta}$  funksiyası verilib.

Bu tənliyi başlanğıc sıfıncı şərtləri nəzərə alaraq  $i_d$  görə həll etdikdə alırıq

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{X} [\cos \psi - \cos(\theta + \psi)] - \frac{E_0}{X} \theta. \quad (4.30)$$

Yük cərəyanının sabit təşkiledicisi:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda i_d d\theta = \frac{\sqrt{2} E_2}{2\pi X} [\lambda \cos \psi - \sin(\lambda + \psi) + \sin \psi] - \frac{E_0 \delta^2 \pi}{X}, \quad (4.31)$$

harada  $\delta \frac{\lambda}{2\pi}$  və ya nisbi vahidlərlə:

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{d \max}} = \frac{1}{2\pi} [\lambda \cos \psi - \sin(\lambda + \psi) + \sin \psi] - E_d^* \delta^2,$$

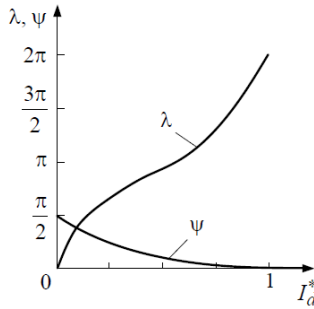
harada

$$I_{d \max} \Big|_{E_0=0} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X}; \quad E_d^* = \frac{E_0}{E_{d \max}}; \quad E_{d \max} = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi}.$$

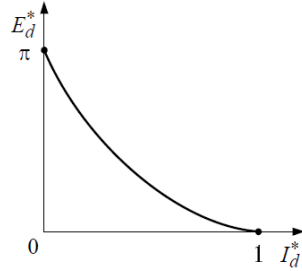
$\lambda, \psi$  və  $I_d$  arasında əlaqə yaratmaq üçün  $i_d|_{\theta=\lambda}$ , şərtindən istifadə edək, buradan tapırıq :  $\cos\psi - \cos(\lambda + \psi) = \frac{E_d\lambda}{\pi}$ .

$E_d^*$  və  $\psi$  arasında əlaqə  $\sin\psi = \frac{E_d^*}{\pi}$  ifadəsini verir, hansı ki koordinatlar başlanğıcında bu sxem üçün ilkin tənlikdən alınır ( $\theta = 0$ ). Beləliklə, alınmış ifadələr  $\lambda = f(I_d^*)$ ;  $\psi = f(I_d^*)$  asılılıqları (şəkil 4.6) və düzləndiricinin  $E_d^* = f(I_d^*)$  xarici xarakteristikasını (şəkil 4.7) qurmağa imkan yaradırlar.

Düzləndirilmiş gərginliyin hamarlanması üçün düzləndiricinin çıxışına çox vaxt  $C$  kondensatoru qoşulur. Analiji rejimlər digər hallardada, nə vaxt ki düzləndiricinin yükü tutum xarakterli olur (şəkil 4.8.a).



Şəkil 4.6 Ventilin keçirici vəziyyətində olan müddətinin və vaxtsaxlama bucağın yük cərəyanından olan asıllığı



Şəkil 4.7 Mühərrikli yükə işləyən düzləndiricinin xarici xarakteristikası

$C$  kondensatorda əks EHQ rolunu ifa edən qalıq gərginlik hesabına  $V$  ventili yalnız  $0_1$  nöqtəsində başlanğıc koordinatlarına nəzərən  $\varphi$  bucağı qədər gecikmə ilə açılacaq.

$0_1 \dots 0_2$  intervalında  $V$  ventildən axan cərəyan  $C$  kondensatoru yükləyir və  $i_d$  yük cərəyanının yaradır. Bununla əlaqədar bu sahədə

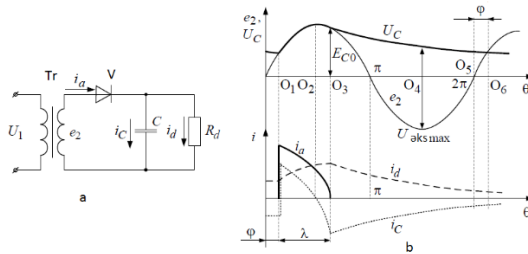
$$\begin{aligned} i_a &= i_C + i_d, \quad i_d = \frac{e_2}{R_d} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin(\theta + \varphi)}{R_d}; \\ i_C &= \omega C \frac{dU_C}{d\theta} = \sqrt{2}E_2 \omega C \cos(\theta + \varphi). \end{aligned} \quad (4.32)$$

$0_2$  nöqtəsində kondensator  $R_d$  yükündə boşalır.  $0_2 \dots 0_3$  sahəsində kondensatorda gərginlik təxminən  $e_2$  e.h.q.-si kimi dəyişəcək, bununla əlaqədar

$$i_d = i_C + i_a.$$

$0_3$  nöqtəsində  $V$  ventili bağlanır ( $i_a = 0$ ), belə ki  $e_2 U_C$  nəzərən daha intensiv azalacaq.

Bununla əlaqədar  $0_3 \dots 0_6$  yük cərəyanı yalnız  $C$  kondensatorun boşalması hesabına axır. Bu zaman:



Şəkil 4.8. Birfazlı biryarınperiodlu düzləndiricinin aktiv-tutum yükə işləməsi

$$U_d = U_C = E_{C0} e^{\frac{\theta - \lambda - \varphi}{\omega CR_d}}, \quad (4.33)$$

harada  $E_{C0} - 0_3$  nöqtəsində kondensatorun başlanğıc gərginliyi.

$0_6$  nöqtəsində :

$$U_d = U_{C \min} = E_{C0} e^{\frac{2\pi - \lambda}{\omega CR_d}} = \sqrt{2} E_2 \sin \varphi.$$

Düzləndiricinin tutum yükünə işləməsinin xüsusiyyəti ventildəki əks gərginliyin artımı:

$$U_{\text{əks max}} = \sqrt{2} E_2 + E_{C0} e^{\frac{\frac{3}{2}\pi - \lambda - \phi}{\omega CR_d}}, \quad (4.34)$$

və bunu güc ventillərin seçilməsi zaman nəzərə almaq lazımdır. İkinci vacib xüsusiyyət ventilin açılması zaman ( $0_1$  nöqtəsi) kondensatorun yükləmə cərəyanının sıçrayışla dəyişməsidir.

Praktikada  $0_2 \dots 0_3$  intervalı kiçik olduğundan onu nəzərə almamq olar və ventilin  $0_2$  nöqtəsində bağlandığını hesab etmək olar.

Onda

$$\lambda = \frac{\pi}{2} - \varphi; \quad E_{C0} = \sqrt{2} E_2; \quad U_d = U_C = \sqrt{2} E_2 e^{-\frac{\theta + \frac{\pi}{2}}{\omega CR_d}};$$

$$U_{C \min} = \sqrt{2} E_2 e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi + \varphi}{\omega CR_d}}; \quad \varphi = \arcsin e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi + \varphi}{\omega CR_d}}.$$

Düzləndirilmiş gərginliyin keyfiyyət meyarlarından biri kimi aşağıdakı nisbət çıxış edir:

$$\frac{E_{C \max}}{E_{C \min}} = k = \frac{(\sqrt{2}E_2)}{\left( \sqrt{2}E_2 e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi + \varphi}{\omega CR_d}} \right)}; \quad k = e^{\frac{\frac{3}{2}\pi + \varphi}{\omega CR_d}}; \quad \ln k = \frac{\frac{3}{2}\pi + \varphi}{\omega CR_d};$$

buradan

$$C = \frac{\frac{3}{2}\pi + \varphi}{\omega R_d \ln k}. \quad (4.35)$$

#### 4.1.2. ORTA NÖQTƏLİ İKİFAZLI DÜZLƏNDİRMƏ SXEMİ

Bu sxem ümumi  $R_d$  yükə işləyən və əks fazada olan e.h.q.-lərdən  $e_{2a}$  və  $e_{2b}$  qidalanan iki biryarımperiodlu düzləndirici şəklində yerinə yetirilir ( şəkil 4.9 ). Bu e.h.q.-ləri yaratmaq üçün sxemdə orta nöqtəyə malik ikinci tərəfdə iki yarım dolaqlı  $Tr$  transformatorun olması vacibdir.

Təmiz aktiv yük olduğu zaman baxılan sxem üçün aşağıdakı əsas düsturlar doğrudur:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}$$

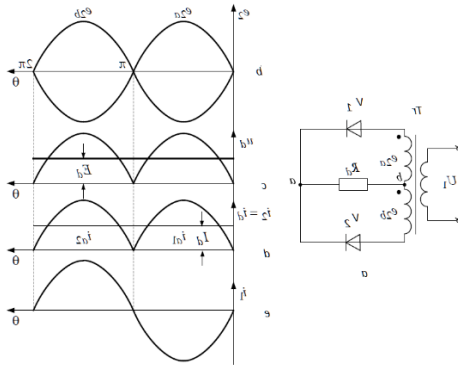
$$i_d = \frac{E_d}{R_d}$$

$$i_{a \max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}$$

$$I_{a \text{ orta}} = \frac{I_d}{2}$$

$$U_{\text{əks max}} = 2\sqrt{2}E_2$$

Birinci tərəf cərəyanının ani qiyməti  $i_1 = \frac{1}{k_{TR}}(i_{a2} - i_{a1})$  olduğundan, aydındır ki, o sinusoidadır və  $I_1 = \frac{k_F}{k_{TR}}I_d$ , harada  $k_F = 1.11$  – sinusoidanın forma əmsalındır.



Şəkil 4.9 Orta nöqtəli ikiyarımperiodlu düzləndirici

Gücün qiyməti:

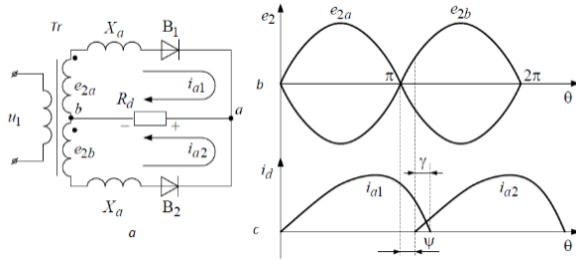
$$P_2 = 2E_2I_2 = 1,74P_d; P_1 = E_1I_1 = 1,23P_d;$$

$$P_{\text{hesabi}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,48P_d.$$

$P_d, P_1$  və  $P_2$  güclər arasındakı asılılıq birfazlı biryarımperiodlu düzləndirmə sxemində olduğu səbəblərlə izah olunur, lakin ondan

fərqli olaraq güc transformatoru sabit naqnitlənməyə malik deyil, belə ki, hər iki yarımolaqların maqnit sellərinin sabit təşkelediciləri qiymətcə eynidilər və qarşı qarşıya istiqamətlənilblər.

Güc transformatorun dolaqlarının səpələnmələrinin induktiv müqavimətlərini  $\left(X_a = X_2 + \frac{1}{k_{TR}^2} X_1\right)$  nəzərə aldıqda bu düzləndirmə sxemin işində bir sıra xüsusiyyətlər üzə çıxır (şəkil 4.10)



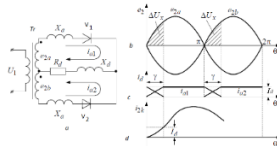
*Şəkil 4.10 Transformatorun səpələnmələrinin induktiv müqavimətlərini nəzərə alaraq orta nöqtəli iki yarımperiodlu düzləndirici*

$0 \dots \pi$  intervalda  $V_1$  ventili açıqdır. Cərəyanın axdığı dövrdə  $X_a$  induktiv müqaviməti olduqda, əyri  $\pi$  nöqtəsinin arxasına dartılmış olacaq. Bununla əlaqədar  $V_2$  ventili  $\pi$  nöqtəsində açıla bilməz, belə ki  $R_d$  müqavimətində  $U_d = i_d R_d$  gətginlik düşgüsü olacaq, hansı ki  $\pi$  nöqtəsində 0 bərabət deyil və  $V_2$  ventilin dövrəsində əks e.h.q rolunu oynayır.

Aydındır ki,  $V_2$  yalnız  $(\pi + \psi)$  nöqtəsində, nə vaxt ki  $e_{2b}$  e.h.q.  $U_d$  bərabər olacaq, qoşulacaq.  $V_2$  ventili açılan anda  $V_1$  hələdə  $0 \dots \pi$  intervalda  $X_d$  induktiv müqavimətin maqnit sahəsində toplanmış enerji hesabına cərəyanın daşınmasını davam edəcək və  $\gamma$  interval müddətində hər iki ventillər açıq olur, bi isə transformatorun ikinci tərəf dolağının qısa qapanmasına səbəb olur. Cərəyanın bir ventildən digərinə keçməsi zaman keçən proseslər kommutasiya prosesləri adlanır, kommutasiya prosesin keçdiyi interval isə - kommutasiya intervalı və ya kommutasiya bucağı adlanır.

Yük dövrəsinə  $X_d$  induktiv müqavimətin daxil edilməsi (şəkil 4.11 a) ona gətirib çıxarır ki,  $V_2$  ventili şəkil 4.10 a olduğu kimi  $(\pi + \psi)$  nöqtəsində deyil, ondan tez qoşulur, belə ki,  $V_2$  ventilin dövrəsində əks e.h.q.-nin qiyməti  $i_{a1}$  azalan cərəyanı dəstəkləyən hamarlayıcı drosselin özünə induksiya e.h.q.-nin qiyməti qədər azalacaqdır. Limitdə,  $X_d = \infty$  olduqda,  $V_2$  ventilin qoşulması yalnız  $\pi$  nöqtəsində baş verəcək. Düzləndiricidə elektromaqnit proseslərin analizi göstərir ki,

$$\frac{X_d}{R_d} = (2 \dots 3) \text{ olduqda } X_d = \infty \text{ olur [1].}$$



*Şəkil 4.11 Orta nöqtəli ikiyarıperiodlu düzləndiricidə kommutasiya prosesləri*

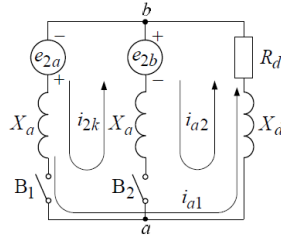
$X_d = \infty$  olduqda, məsələn, 0 nöqtəsində cərəyanın  $V_2$  ventildən  $V_1$  ventilinə keçdiyi zaman keçən kommutasiya proseslərinə baxaq. Belə olan halda  $i_d$  cərəyanı ideal olaraq hamarlanacaq (şəkil 4.11, c), ventillərin kommutasiyası isə  $0, \pi, 2\pi, \dots$  və s. nöqtələrdə başlayacaq. Bu nöqtələr təbii kommutasiya nöqtələri adlanırlar. 0 nöqtəsində  $V_1$  ventili qoşulur, əvvəlki intervalda cərəyan keçirən  $V_2$  ventili transformatorun ikinci tərəf dolağı tərəfindən bağlanma istiqamətində tətbiq edilmiş e.h.q-yə ( $e = e_{2a} + e_{2b}$ ) baxmayaraq 0 nöqtəsində  $V_1$  ventili qoşulur əvvəlki intervalda cərəyan keçirən  $V_2$  ventili isə kommutasiya intervalında cərəyan keçirməyə davam edəcək. Bu cür vəziyyət  $V_2$  ventilin dövrəsində  $X_a$  induktiv müqavimətin maqnit sahəsində ehtiyat olunmuş enerji sərf olunmayanacan qalacaqdır.

$V_1$  və  $V_2$  ventillərin eyni vaxtda açıq vəziyyətində kommutasiya konturu yaranır (şəkil 4.12), hansı üçün aşağıdakı tənlik doğrudur:

$$e_{2a} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} + e_{2b} = 0, \quad (4.37)$$

harada  $i_{2k}$  – kommutasiya konturunun cərəyanı. Bu tənliyin  $i_{2k}$  nəzərə alınmayan başlanğıc şərtlərini nəzərə alaraq həlli:

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}(1 - \cos\theta). \quad (4.38)$$



Şəkil 4.12 *birfazlı ikiyarımperiodlu düzləndiricinin orta nöqtəli kommutasiya konturu*

Bu funksiyanın qrafikin təsfi şəkil 4.11, d-də verilib. Aydındır ki,  $i_{2k}$  cərəyanı yalnız kommutasiya sahəsində mövcuddur və işə qoşulan  $V_1$  ventilin cərəyanını təsfi edir:

$$i_{2k} \Big|_{0 \dots \gamma} = i_{a1} \Big|_{0 \dots \gamma}.$$

$V_2$  ventilin cərəyanı:

$$i_{2a} \Big|_{0 \dots \gamma} = I_d - i_{a1} \Big|_{0 \dots \gamma}.$$

$i_{2k}$  cərəyanının kommutasiya konturunda  $V_2$  nəzərən əks istiqamətdə axmasını kommutasiyanın başlanğıc anında orada mövcud olan  $I_d$  cərəyanından 0 qədər azalması kimi baxmaq olar, nə vaxt ki  $i_{2k}$  cərəyanı  $I_d$  qiymətinə çatacaq. Beləliklə, kommutasiya intervalının sonunda

$$i_{2k}\Big|_{\theta=\gamma}=I_d, \quad i_{a2}\Big|_{\theta=\gamma}=I_d-i_{2k}\Big|_{\theta=\gamma}=0, \quad i_{a1}\Big|_{\theta=\gamma}=I_d,$$

Aşağıdakı şərtədən

$$i_{2k}\Big|_{\theta=\gamma}=I_d$$

kommutasiya intervalının müddətini təyin etmək

$$\frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}(1-\cos\gamma)=I_d; \quad (1-\cos\gamma)=\frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2}; \quad \gamma=\arccos\left(1-\frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2}\right). \quad (4.39)$$

Tam analogi olaraq kommutasiya prosesləri digər təbii

kommutasiya nöqtələrindədə ( $\pi, 2\pi, 3\pi \dots$ ) keçəcək.

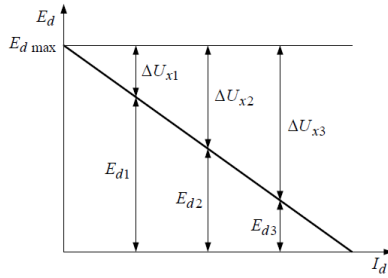
$\gamma$  kommutasiya intervallarında hər iki  $V_1$  və  $V_2$  açıq olduqlarından, aydındır ki düzləndirilmiş gərginlik  $U_d = \frac{e_{2a}+e_{2b}}{2} = 0$ , belə ki,  $e_{2a}$  və  $e_{2b}$  bir birinə nəzərən  $180^\circ$  sürüşdürülmələri. Bu o deməkdir ki, düzləndirilmiş  $U_d$  gərginliyin əyrisindən ştrixlənmiş sahələr çıxarılır ( 1.11, a ), bu isə düzləndirilmiş gərginliyin sabit təşkilədiciyəsinin  $\Delta U_x$  qədər azalmasına gətirib çıxarır:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{I_d X_a}{\pi}, \quad (4.40)$$

$$E_d = E_{d\max} - \Delta U_x = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} - \frac{I_d X_a}{\pi}, \quad (4.41)$$

harada  $E_{d\max}$  – kommutasiya proseslərinin yoxluğu zaman düzləndirilmiş gərginliyin sabit təşkilədiciyəsidir. Axırıncı ifadə

düzləndiricinin xarici xarakteristikasını  $E_d = f(I_d)$  təyin edir (şəkil 4.13).



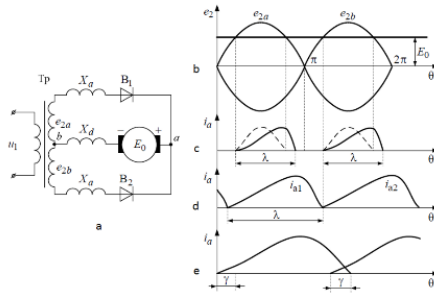
*Şəkil 4.13 İki yarımperiodlu düzləndiricinin xarici xarakteristikası*

Orta nöqtəli iki yarımperiodlu düzləndiricinin əks e.h.q.-yə işləməsi zaman (şəkil 4.14, a) aşağıdakı xüsusiyyətləri qeyd etmək mümkündür:

1.  $X_d$  və  $E_0$  qiymətlərindən asılı olaraq üç rejim mümkündür:
  - kəsilən cərəyanlar (şəkil 4.14, c), nə vaxt ki  $\lambda < \pi$ ;
  - sərhədli-kəsilməz rejim (şəkil 4.14, d), nə vaxt ki  $\lambda = \pi$ ;
  - kəsilməz cərəyan rejimi (şəkil 4.14, e).

2. İlk iki prosesdə elektromaqnit proseslər tam şəkildə (4.9, 4.10) ifadələri ilə təsvir olunurlar, üçüncü rejimdə isə fərq qeyri sıfırıncı şərtlərdən təyin olunan digər integrallanma sabitlərlə təyin olacaqdır. Bu zaman aydındır ki hər iki ventilin anod cərəyanlarının üstlərinin örtülməsi baş verir, bunun nəticəsində  $\gamma$  intervallar

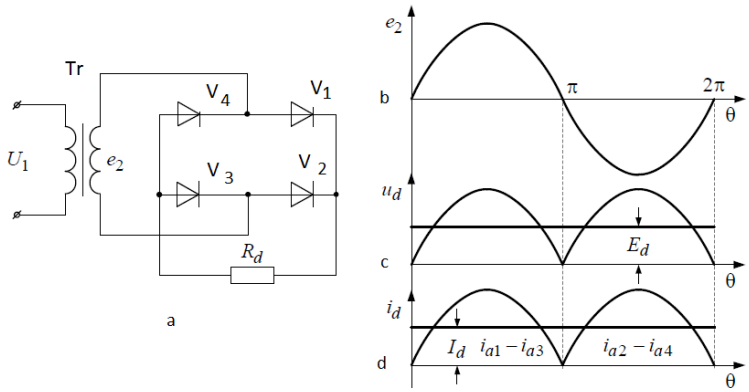
müddətində əvvəlki paraqrafda kommutasiya proseslərinə analoji proseslər keçəcək



*Şəkil 4.14. Orta nöqtəli ikiyarıperiodlu düzləndiricinin mühərrikli yüklə işləməsi*

#### **4.1.3. Birfəzlü körpü sxemi**

Sxem  $V_1 \dots V_4$  ventillərdən ibarət körpü şəklində yerinə yetirilir (şəkil 4.15). Körpünün diaqonallarından birinə yük, digərinə isə  $e_2$  dəyişən gərginlik qoşulur. Müsbət yarımperiodda  $V_1 \dots V_3$ , mənfiyə isə  $V_2 \dots V_4$  ventillər açıq olurlar. Yükdə cərəyan hər iki yarımperiodda eyni istiqamətdə axır, bununla əlaqədar sxem əvvəlki sxem olduğu kimi ikiyarıperiodlu düzləndirmə sxemlərinə aid olunur.



Şəkil 4.15. Birfazlı körpü sxemi

Güc transformatoru burada prinsipial olaraq lazım deyil və yalnız gücləndiricinin girişində düzləndirilmiş  $E_d$  tapşırıq gərginliyinə uyğun gələn tələb olunan  $e_2$  gərginliyin yaradılması və həmçinin qidalanadıcı şəbəkə ilə düzləndiricinin yükü arasında qalvanik ayrılmanın təmin edilməsi üçün lazımdır.

Bu düzləndirmə sxemi üçün 4.1.1-dəki şərtlər daxilində aşağıdakı asılılıqlar doğrudur:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} = 0.9E_2$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}$$

$$i_{a \max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}$$

$$i_{a \text{ orta}} = \frac{I_d}{2}$$

$$U_{aks\ max} = 2\sqrt{2}E_2$$

$$i_2 = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \sin \theta$$

$$i_1 = \frac{1}{k_{tr}} = i_2$$

$$P_1 = E_1 I_1 = 1.23 P_d$$

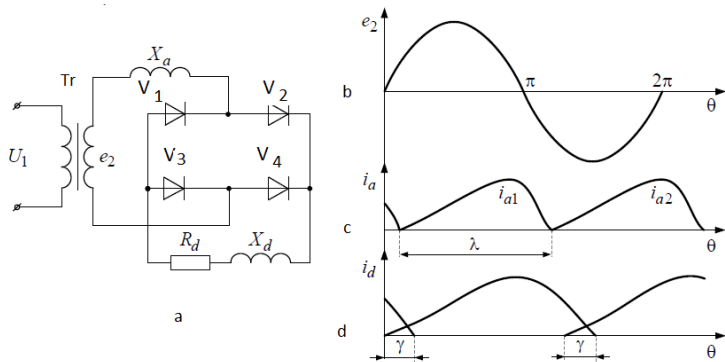
$$P_2 = E_2 I_2 = 1.23 P_d$$

$$P_{hesabi} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1.23 P_d$$

Baxılan düzləndiricinin sxemində keçən kommutasiya proseslərin analizi zamanı qeyd etmək lazımdır ki, ventillərin anod cərəyanlarının üst-üstə düşməsinin yük dövrəsində induktiv müqavimət olmadığı zaman, aydındır ki kommutasiya proseslərində olmayacaq, belə ki, körpünün işə düşən diaqonalının ventilləri işdən çıxan körpü diaqonalının ventillərin azalan cərəyanını dəstəkləyən öz-özünə induksiya e.h.q-si  $X_a$  induktiv müqavimətdə yox olanacaq açıla bilməzlər (şəkil 4.16, c).  $X_d$  olduqda işə qoşulan diaqonalın ventilləri daha tez açılırlar və işdən çıxan diaqonalın hələ açıq olan ventilləri ilə birgə kommutasiya konturu yaradırlar, hansına  $e_2$ ,  $X_a$  e.h.q.-ləri və körpünün hər dörd açıq ventili daxil olur (şəkil 4.16, d).

Bu kontur üçün aşağıdakı tənlik doğrudur:

$$e_2 - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} = 0$$



Şəkil 4.16 Birfazlı körpü sxemində keçən kommutasiya prosesləri

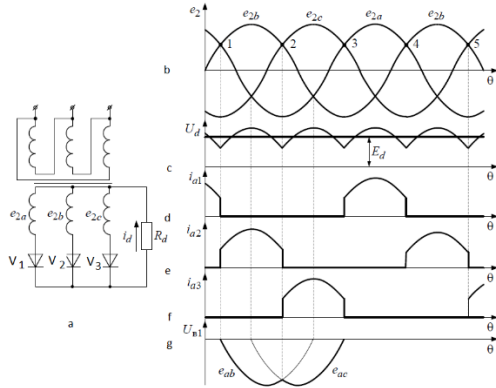
Bəllidir ki, bu tənlik (4.37) tənliklə identikdir, və aydındır ki, orta nöqtəli ikiyarıperiodlu sxemdə keçən kommutasiya prosesləri üçün əldə olunmuş bütün nəticələr birfazlı körpü sxemi üçündə doğrudur. Bu sxemlərdə əks e.h.q. və tutum yükünə işləyərkəndə prinsipial fərqlər yoxdur.

#### 4.1.4. Üçfazlı sıfırncı düzləndirici sxem

Üçfazlı sıfırncı düzləndirmə sxemi şəkil 4.17-də göstərilib. **Tr** güc transformatorunda birinci tərəf dolaqlar həm ulduz, həm də üçbucaq, ikinci tərəf dolaqlar isə - mütləq sıfırncı nöqtədən çıxışlı ulduz şəklində. Transformatorun ikinci tərəfinin hər bir fazasına qoşulmuş  $V_1 \dots V_3$  ventillər ya bir ümumi nöqtəyə birləşmiş katod (katod qrupu) və ya anoda (anod qrupu) malik olmalıdırlar. Yük transformatorun sıfırncı nöqtəsi ilə güc

ventillərin ümumi nöqtəsi arasına qoşulur.  $\theta=0$  anında  $V_1$  ventili qoşulur, belə ki onun anodunda bütün ventillərin katoduna nəzərən ən böyük müsbət potensial mövcuddur.

$\theta = 0$  nöqtədən 1 nöqtəyə gədər cərəyan  $e_{2a}$  e.h.q.-nin təsiri ilə axmağa başlayacaq.



*Şəkil 4.17 Üçfazlı sıfırlı düzləndirici və onun işini təsvir edən diaqramlar*

1-ci nöqtədə  $e_{2b}$  e.h.q.-si  $e_{2a}$  e.h.q.-si ilə müqayisə olunur, və sonra ondan böyük olur. Bununla əlaqədar 1-ci nöqtədə  $V_2$  ventili açılır və  $i_d$  cərəyanını özünə götürür,  $V_1$  ventili isə bağlanacaq, belə ki  $V_2$  ventildən  $V_1$  katoduna  $b$  fazanın müsbət potensialı tətbiq olunur, hansı ki,  $V_1$  ventilin anoduna tətbiq edilmiş  $a$  fazasından böyükdür.

Analoji proseslər 2-ci nöqtədə təkrarlanır, burada  $V_3$  ventili qoşulur,  $V_2$  isə 3-cü nöqtədə açılır və s. Düzləndiricinin bu sxemi üçün bu nöqtələr təbii kommutasiya nöqtələridir.

Düzləndirilmiş  $U_d$  gərginliyin ani qiyməti şəkil 4.17, c-də təsvir olunub, ventillərin anod cərəyanlarının ani qiymətləri isə - şəkil 4.17 d, e, f -də (  $X = 0$  şərti üçün ).

Sxem üçün əsas asılılıqlar aşağıdakı kimidir:

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{\pi-\pi/6} \sqrt{2} \sin \theta d\theta = 1.17E_d$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}$$

$$i_{a \text{ orta}} = \frac{I_d}{3}$$

$$i_{a \text{ max}} = \frac{\sqrt{2}E_d}{R_d}$$

$$U_{\text{aks max}} = \sqrt{6} E_d$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{2E_d^2}{R_d^2} \sin^2 \theta d\theta} = 0.577I_d$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}I_d}{3k_{tr}}$$

$$P_2 = E_d I_2 = 1.48P_d$$

$$P_1 = E_d I_1 = 1.21P_d$$

$$P_{\text{hesabi}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1.34P_d$$

Düzləndiricinin üçfazlı sıfırlı sxeminin əsas xüsusiyyəti ondan ibarətdir ki, hər bi fazada anod cərəyanlarının maqnitlənmə

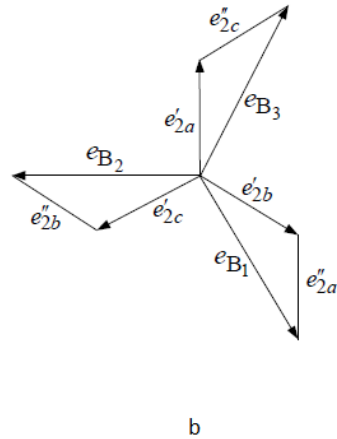
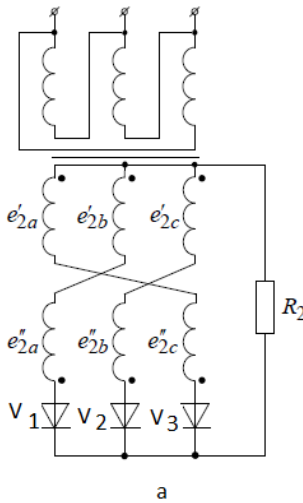
qüvvələri güc transformatorunun maqnit sisteminin daimi əlavə maqnitləşdirilməsinə səbə olur.

Bu hadisənin qarşısını almaq üçün transformatorun ikinci tərəf dolaqlarını ziqzaq şəklində birləşdirmək lazımdır ( şəkil 1.18, a). Şəkil 1.18-də nöqtələr dolaqların başlanğıclarına uyğun gəlirlər. Bu zaman hər bi fazada anod cərəyanlarının maqnitlənmə qüvvələri ikinci tərəf dolaqların yuxarı və aşağı seksiyaları ilə qarşılıqlı kompensasiya olurlar və transformatorun maqnit sistemi bərabərləşdirilir. Lakin ziqzaq şəklində birləşmələr transformatorun daha böyük hesabi gücünü tələb edirlər:

$$P_1 = 1.21P_d$$

$$P_2 = 1.71P_d$$

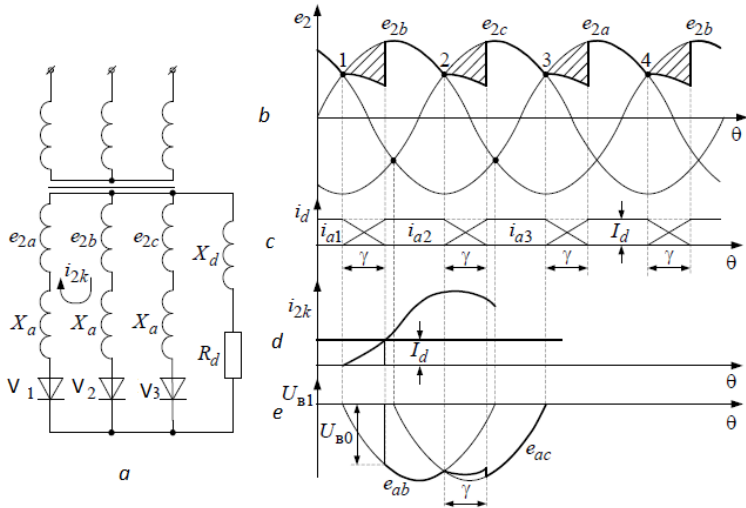
$$P_{hesabi} = 1.46P_d$$



*Şəkil 4.18. Transformatorun ikinci tərəf dolaqları ziqzaq şəklində birləşmiş üçfazlı sıfırlı düzləndirici*

Üçfazlı sıfırlı düzləndiricinin sxemində keçən kommutasiya proseslərin xüsusiyyətlərini  $X_d = \infty, X_a \neq 0$  şərtlər daxilində şəkil 1.19-da verilmiş sxemin təmsalında baxaq.

Yuxarıda qeyd olunduğu kimi, güc transformatorunun dolaqlarının  $X_a$  induktiv müqavimətlərinin varlığı hesabına ventillərin anod cərəyanı ani olaraq dəyişə bilməz, bunun nəticəsində təbii kommutasiya nöqtəsindən işdən çıxan ventillə ani olaraq bağlana bilməz və işə qoşulan ventillə kommutasiya konturunu yaradır. 1 təbii kommutasiya nöqtəsində işdən çıxan  $V_1$  ventili işə qoşulan  $V_2$  ventili ilə birgə  $a$  və  $b$  fazaların ikinci tərəf dolaqlarını qısa qapayırlar.



*Şəkil 4.19. Üçfazlı sıfırlı düzləndiricidə kommutasiya prosesləri*

Bu zaman yaranan kommutasiya konturu üçün aşağıdakı düstur doğrudur:

$$e_{2b} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - e_{2a} = 0$$

harada  $i_{2k}$  – kommutasiya konturunun cərəyanıdır. Nəzərə alaraq ki,  $(e_{2a} - e_{2b}) - e_{2b}$  xətti gərginlikdi, hansı ki koordinatlar başlanğıcını 1 nöqtəyə keçirəndə  $e_{2ab} = \sqrt{6}E_2 \sin \theta$  görkəmi alır. Tənliyi  $i_{2k}$  cərəyanına görə həll etsək alarıq:

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{6}E_2}{X_a} (1 - \cos \theta)$$

Bu funksiyanın qrafiki təsviri şəkil 4.19, d-də verilib. Bəllidir ki, kommutasiya sahəsində  $i_{2k} = i_{a2}$  içi düşən ventilin cərəyanıdır.  $i_{a1} + i_{a2} = I_D$  olduğundan,  $i_{a1} = I_D - i_{a2}$  – işdən çıxan ventilin cərəyanıdır. Kommutasiya prosesi  $i_{a2} = I_d$  və  $i_{a1} = 0$  olduqda başa çatır. Bununla əlaqədar

$$i_{a2}|_{\theta=\gamma} = I_d$$

şərtində kommutasiya bucağını tapırıq:

$$\gamma = \arccos \left( 1 - \frac{I_d X_a}{\sqrt{6}E_2} \right). \quad (4.68)$$

Kommutasiya sahəsində

$$U_d|_{\theta \dots \gamma} = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2}$$

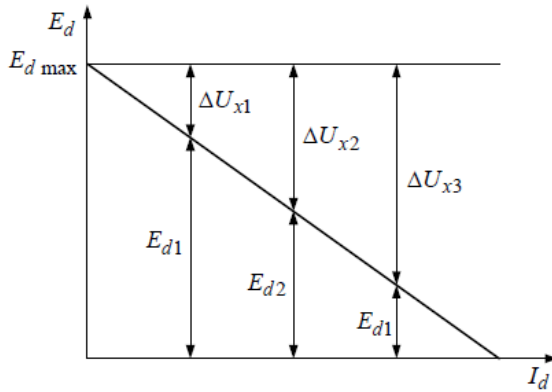
və bunun nəticəsində , şəkil 1.19, b-dən göründüyü kimi, düzləndirilmiş gərginlik

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\gamma} \left( e_{2b} - \frac{e_{2b} + e_{2a}}{2} \right) d\theta = \frac{I_d X_a}{3}, \quad (4.69)$$

$$E_d = E_{d\max} - \Delta U_x = 1.17 E_2 - \frac{I_d X_a}{3}, \quad (4.70)$$

qədər azalır, harada  $E_{d\max} = 1.17 E_2$  – kommutasiya prosesi olmadığı halda düzləndirilmiş gərginliyin qiymətidir.

Axırıncı ifadə düzləndiricinin  $E_d = f(I_d)$  xarici xarakteristikasının tənliyidir, hansı ki şəkil 1.20 –dəki görkəmə malikdir. Şəkil 4.19, e-də  $V_1$  ventildə anodla katod arasında olan gərginlik göstərilib. Şəkil 4.17-dən fərqli olaraq burada  $U_{B0}$  əks gərginliyin başlanğıc sıçrayışı, həmçinin  $\gamma$  kommutasiya sahəsində əks gərginliyin azalması baş verir. Əks e.h.q-də və tutum yükünə işlədikdə bu sxemdə əvvəl baxılan sxemlərlə müqayisədə prinsipial xüsusiyyətlər yoxdur.

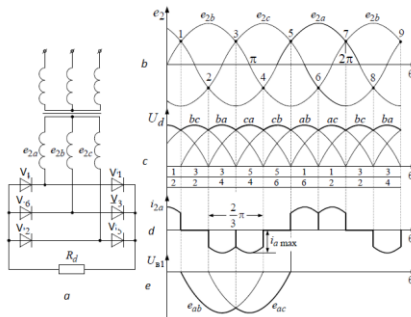


Şəkil 4.20. Üçfazlı sıfırlı düzləndiricinin xarici xarakteristikası

#### 4.1.5. Düzləndiricinin üçfazlı körpü sxemi

Bu sxemə ( şəkil 4.21 ) müxtəlif ventill qrupları ilə : anodlu (  $V_2 - V_4 - V_6$  ) və katodlu (  $V_1 - V_3 - V_5$  ) işləyən iki sıfırlı üçfazlı düzləndirici kimi baxmaq olar . Yük ventilli qrupların ümumi nöqtələri arasında qoşulub. Bəllidir ki, bu sxemdə transformatorun həm birinci, həm də ikinci tərəf dolaqları həm ulduz, həm də üçbucaq şəklində birləşə bilirlər.

Bu sxemin iş prinsipi üçfazlı sıfırlı düzləndiricinin iş prinsipinə yalnız bir fərqlə analojidir, yük cərəyanı eyni vaxtda katod qrupunun və anod qrupunun ventillərindən birindən axır və o faz gərginliyinin yox, xətti gərginliyinin təsiri nəticəsində axır. Bununla əlaqədar ventillərin çevrilməsi katod qrupunun ventilləri üçün ( 1,3,5,7,... ) təbii kommutasiya nöqtələrində və anod qrupu ventilləri üçün ( 2,4,6,8,... ) təbii nöqtələrində yerinə yetirilir ( şəkil 4.21).



*Şəkil 4.21. Üçfazlı körpü sxemi və onun işini izah edən diaqram*

İnduktiv müqavimətlər (  $X_a = 0$  ) olmadığı halda düzləndirilmiş gərginlik şəkil 4.21, c – də göstərilib. Şəkil 4.21,d – də katod və anod qrupların ventillərinin iş ardıcılığı təsvir olunub. Şəkil 4.21, e – də  $a$  fazanın cərəyanının forması təsvir olunub (  $V_1$  və  $V_2$  ventillərin cərəyanları), şəkil 4.21, f – də isə –  $V_1$  gərginliyin. Hər bir fazanın cərəyanı sabit təşkilediciyə malik deyil, aydındır ki, o cümlədən əvvəlki sxemdən fərqli olaraq güc transformatorun sabit əlavə maqnitləşdirilməsində. Burada aşağıdakı asılılıqlar doğrudur:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = 2.34E_2$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}$$

$$i_{a \max} = \frac{\sqrt{6}E_2}{R_d}$$

$$i_{a \text{ orta}} = \frac{I_d}{3}$$

$$U_{\text{aks max}} = \sqrt{6}E_2$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

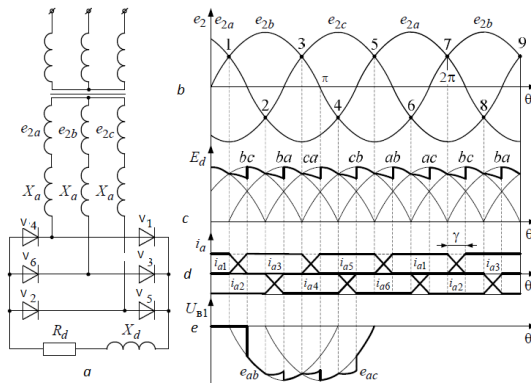
$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{I_d}{k_{tr}}}$$

Üçfazlı sıfırlı sxemə nəzərən üçfazlı körpü sxemində keçən kommutasiya proseslərin xüsusiyyətlərinə baxdıqda qeyd etmək lazımdır ki, burada kommutasiya prosesləri həm anod, həm də katod ventillər qrupunda baş verəcəklər, yəni sıfırlı sxemə nəzərən iki dəfə tez ( şəkil 4.22 ). Şəkil 4.22 – dəki diaqramlar  $X_d = \infty; X_a \neq 0$  rejimə uyğundurlar.

Kommutasiya intervallarındakı elektromaqnit proseslər şəkil 1.19 – da göstərilmiş anaoloji proseslərdən fərqlənir, lakin bu sxemdəki kommutasiya proseslərinə görə düzləndirilmiş gərginliyin azalması , onların təkrarlanması periodunun iki dəfə az olduğu hesabına, aşağıdakı ifadə ilə təyin olunacaqdır

$$\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}$$

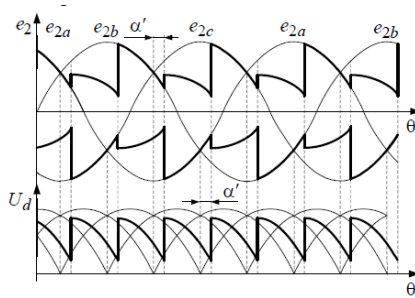
xarici xarakteristikanın tənliyi isə belə olacaqdır



Şəkil 4.22. üçfazlı körpü sxemində keçən kommutasiya prosesləri

$$E_d = E_{d \max} - \Delta U_x = 2,34 E_2 - \frac{I_d X_d}{\frac{2\pi}{6}}, \quad (4.79)$$

yəni xarici xarakteristika  $E_d = f(I_D)$  xətti və düşən xarakterli olacaq. Bu nəticə yalnız  $\gamma < \frac{\pi}{3}$  hədlərdə doğrudur.  $\gamma < \frac{\pi}{3}$  çatanda şəkil 1.23 – də göstərilmiş xüsusiyyət əmələ gəlir –  $I_d$  artdıqda  $\gamma$  bundan sonrakı artımı o vaxta qədər baş verməyəcək ki, nə vaxta qədər ki ventillərin kommutasiyası bir qrupda sona çatmayacaq, kommutasiya başa çatacaq yerdə qruplardakı kommutasiya olunan ventillərdə potensialın dəyişməsi hesabına digər qrupda ventillərin kommutasiyası başlamayacaq. Bu kommutasiya proseslərin başlanmasının öz-özünə tənzimləmə bucağı adlanan  $\alpha'$  bucaq qədər vaxtsaxlamasına gətirib çıxarır.

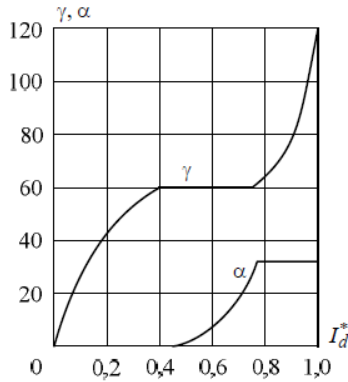


Şəkil 4.23.  $\gamma > \frac{\pi}{2}$  olduqda üçfazlı körpü sxemində keçən proseslər

Bu cür rejimdə düzləndiricinin xarici xarakteristikası qeyri-xətti olur və ellipsin qövşünü təsvir edib [3]:

$$\frac{4X_a^2}{6E_2^2} I_d^2 + \frac{2\pi^2 E_d^2}{81E_2^2} = 1.$$

Və yalnız  $\alpha'$  bucağı  $\frac{\pi}{6}$  çatdıqda  $\gamma$  bucağın bundan sonrakı artımı başlayacaq ( şəkil 1.24 ).



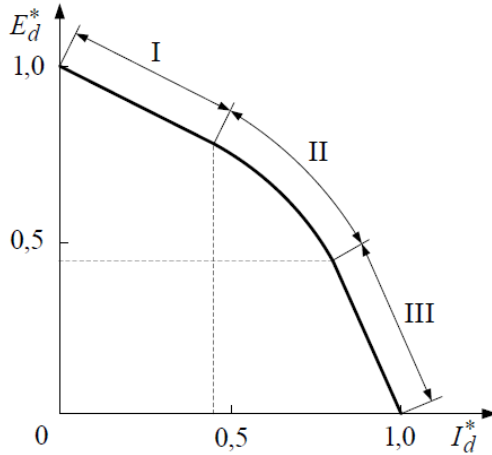
*Şəkil 4.24. Kommutasiya və öz-özünə tənzimlənən bucağın yük cərəyanından asılılığı*

Bu rejimdə anod və katod qruplarında kommutasiyaların üst-üstə düşmələri baş verəcək, və aydındır ki, körpü sxemində eyni vaxtda dörd ventilin açıq olması, yükün qısa qapanması və bu intervallarda  $e_d = 0$  hesabına  $E_d$  – nin sabit təşkiledicisi xətti qanun əsasında dəyişəcək.

Tam xarici xarakteristika şəkil 1.25 – də təsvir olunub, harada hər üç rejimə ( I, II, III ) uyğun gələn sahələr qeyd olunublar.

Burada

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{d \max}}, \quad I_{d \max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{x_d}, \quad E_d^* = \frac{E_d}{E_{d \max}}, \quad E_{d \max} = 2,34E_2.$$



Şəkil 4.25. Üçfazlı körpülü düzləndiricinin xarici xarakteristikası

Ventildə əks gərginliyin forması şəkil 1.22, e –də göstərilib. Qeyd etmək lazımdır ki, üçfazlı düzləndiricilər üçün əldə olunmuş nəticələr və asılılıqlar istənilən çoxfazlı düzləndiricilər üçün doğrudurlar, lakin bu zaman nəzərə almaq lazımdır ki, çoxfazlı düzləndiricilərdə düzləndirilmiş gərginliyin təkrarlınma periodu  $\frac{2\pi}{m}$ , harada  $m$  – düzləndiricinin döyünməsi adlanan və qidalanma gərginliyin bir period müddətində düzləndirilmiş gərginliyin döyünmələrin miqdarını təyin edən parametrdir. Bundan sabit

təşkiledicinin və kommutasiya gərginlik düşgüsünün  $\Delta U_x$  qiyməti asılı olacaqdır.

## **5. İDARƏ OLUNAN DÜZLƏNDİRİCİLƏR**

Düzləndirilmiş gərginliyi verilmiş hədlərdə tənzim etməyə imkan verən düzləndiricilər tənzim olunan düzləndiricilər adlanırlar.

Düzləndirilmiş gərginliyi iki bir birindən prinsipial olaraq fərqlənən üsullarla tənzim etmək olar:

1. Həsisa bir üsulla düzləndiriciyə verilən gərginliyi dəyişmək ( məsələn, avtotransformatorun köməyi ilə, pilləvari tənzimlənən transformatorlarla, doyma drosselləri ilə və s. )
2. Düzləndiricilərdə idarə olunan ventillərdən istifadə etmək ( tam və ya qismən )

### **5.1. Birfəzlə idarə olunan düzləndiricilər**

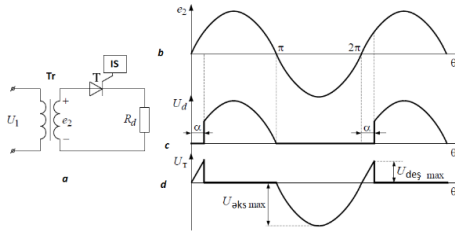
#### **5.1.1. Birperiodlu idarəolunan düzləndirici**

Ən sadə idarə olunan düzləndiricinin sxemi şəkil 5.1, a – da verilib. Güc ventili kimi bu düzləndirmə sxemində tiristordan – qismən idarə olunan ventildən istifadə olunur. Prinsipial olaraq burada tam idarə olunan ventildən ( tranzistor və ya ikiəməliyyatlı tiristor ) istifadə etmək olar, axırıncıların xüsusiyyətləri onlardan yalnız nisbətən az güclü ventilli çevricilərdə istifadə etmək olar. Orta və böyük güclü çevricilər adətən tiristorlar üstündə qurulur.

Bildiyimiz kimi, tiristoru keçirici vəziyyətə çevirmək üçün eyni vaxtda iki şərtin yerinə yetirilməsi tələb olunur:

1. Katoda nəzərən anodda müsbət potensialın  $U_{ak}$  olması.
2. İdarəetmə dövrəsində  $i_i$  , tiristorun verilmiş  $U_{ak}$  qiymətində qoşulmaq üçün kifayət olan , idarəedici cərəyanının olması.

İdarəedici cərəyanının formalaşdırılması xüsusi qurğu ilə - idarə edici sistemlə (İS) yerinə yetirilir. Bundan sonra ventilli cəvricilərin bütün idarəedici sxemlərdə idarəetmə sistemi nəzərdə tutulacaq, lakin şəkillərdə təsvir olunmayacaq.



*Şəkil 5.1. Birfazlı bir yarımperiodlu idarə olunan düzləndirici*

Fərz edək ki  $e_2$  e.h.q.-nin müsbət yarımperiodunda idarəetmə sistemi tiristorun 0 nöqtəsinə nəzərən fazaya görə  $\alpha$  bucağı qədər sürüşməsi ilə qoşulması üçün signal formalaşdırılır. Onda 4.1.1 bölmədə qəbul olunmuş şərtlər daxilində yüklə cərəyan  $\alpha \dots \pi$  intervalında  $U_d$  düzləndirilmiş gərginliyi təsiri ilə axacaq ( 5.1, c ).  $\pi$  nöqtəsində tiristor bağlanacaq, belə ki  $e_2$  e.h.q.-nin qütbləşdirilməsi əks istiqamətdə dəyişəcək, və tiristor yenidən yalnız  $(2\pi + \alpha)$  nöqtəsində açıla

biləcəkdir, nə vaxt ki idarəetmə sistemi onun qoşulmasına signal verəcək. Bu zaman düzləndirilmiş gərginliyin sabit təşkiledicisi

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{2\pi} = (1 + \cos \alpha)$$

Bəllidir ki,

$$E_{d \max} \big|_{\alpha=0} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}, \quad E_{d \min} \big|_{\alpha=\pi} = 0.$$

T ventilin təbii kommutasiya nöqtəsinə nəzərən gecikməsi bucağı  $\alpha$  idarəetmə bucağı və ya ventilin qoşulma bucağı adlanır.

Şəkil 5.1, d – də bəllidir ki, idarə olunan düzləndiricidə ventile əks (bağlayıcı) gərginlikdən başqa  $2\pi \dots (2\pi + \alpha)$  sahəsində həmçinin düzünə gərginlikdə tətbiq olunur

$$U_{düz \max} = \sqrt{2}E_2 \sin \theta.$$

Xüsusi halda,  $\alpha=0$  olduqda bütün elektromaqnit prosesləri və əsas hesabi asılılıqlar əvvəl baxılmış uyğun idarə olunmayan düzləndiricilər sxemləri ilə analojidir.

Yükün aktiv-induktiv xarakterində (şəkil 5.2) aşağıdakı tənlik doğrudur:

$$i_d R_d + (X_a + X_d) \frac{di_d}{d\theta} = e_2. \quad (5.2)$$

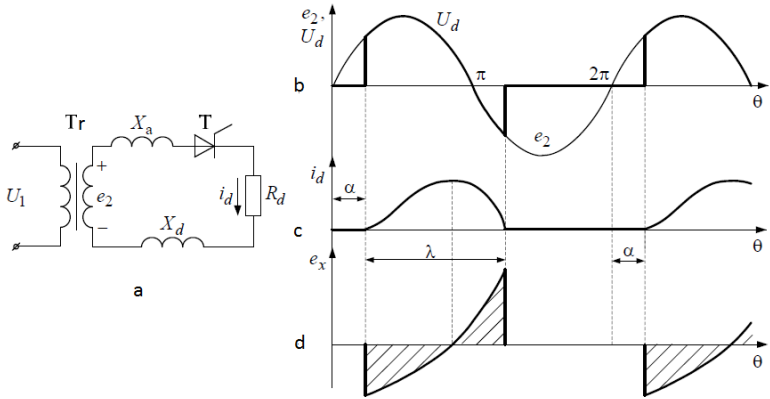
$X_a + X_d = X$  əvəzləmə etsək və nəzərə alsaq ki,  $e_2 = \sqrt{2E_2 \sin \theta}$ , bu tənliyi  $i_d$  –yə nəzərən həll etsək, alarıq

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + X^2}} \left[ \sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\theta - \alpha) \operatorname{ctg} \varphi} \right], \quad (5.3)$$

harada

$$\varphi = \arctg \left( \frac{X}{R_d} \right).$$

Bu funksiyanın qrafiki təsviri şəkil 5.2, c – də verilib



Şəkil 5.2. Aktiv-induktiv yüklü birfazlı biryarımperiodlu idarə olunan düzləndirici

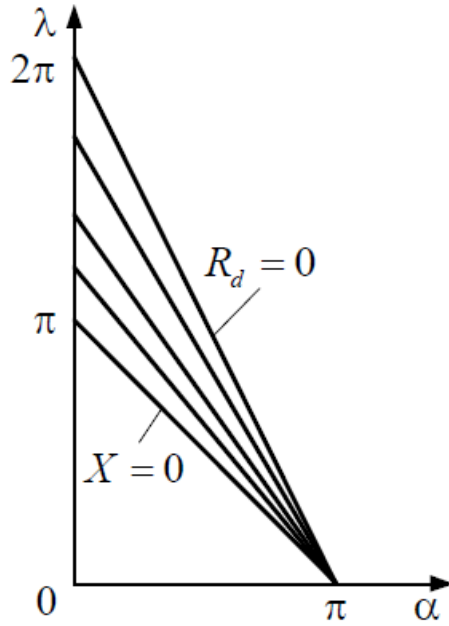
$E_d = f(\alpha)$  idarə olunan düzləndiricinin tənzimləmə xarakteristikası adlanır.

$i_d|_{\theta=\alpha+\lambda} = 0$  şərtindən alırıq:

$\lambda, \alpha$ , və  $\varphi$  arasındakı asılılıq şəkil 5.3 – də verilib.

$\lambda = f(\alpha)$  asılılığı bilərək tənzimləmə xarakteristikasını əldə etmək olar ( şəkil 5.4, e ).

Şəkil 5.2, e – də e.h.q. verilmişdir:

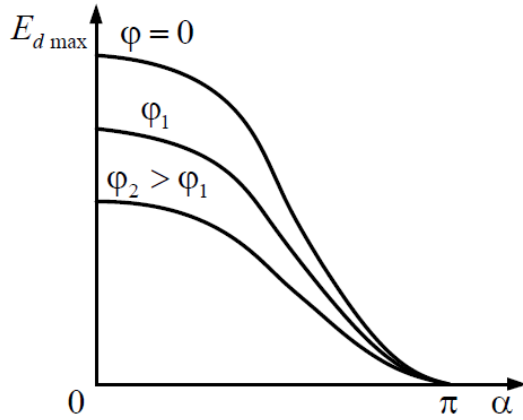


Şəkil 5.3. Ventilin keçirici vəziyyətinin müddətinin idarəetmə bucağından və yükün parametrlərindən asılılığı

$$e_X = -X \frac{di_d}{d\theta}, \quad e_X = e_2 - i_d R_d.$$

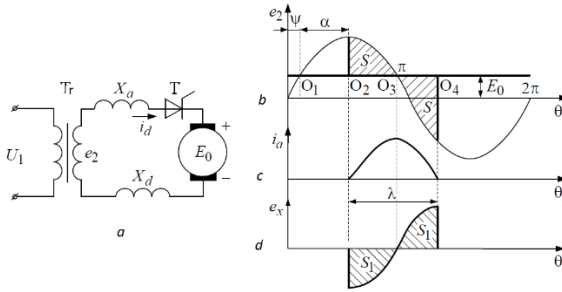
$\theta = \alpha$  nöqtəsində

$$i_d = 0, \quad e_X \Big|_{\theta = \alpha} = e_2 \Big|_{\theta = \alpha} = \sqrt{2} E_2 \sin \alpha.$$



Şəkil 5.4. Birfazlı biryarımperiodlu idarə olunan düzləndiricinin tənzimləmə xarakteristikaları ailəsi

İdarə olunan düzləndirici əks e.h.q. – də işlərkən aşağıdakı xüsusiyyətlər mövcud olur:



Şəkil 5.5. Birfazlı biryarımperiodlu idarə olunan düzləndiricinin mühərrik yükünə işləməsi

T ventili (  $\psi + \alpha$  ) nöqtəsində qoşulur, harada  $\alpha$  – idarəeymə bucağıdır. İnduktiv müqavimətlərin yük dövrəsində ( $X_a + X_d$ )

cərəyan  $0_3$  nöqtəsinin arxasına dartılacaq .  $i_d$  cərəyanı aşağıdakı tənlikdən təyin oluna bilər

$$e_2 - (X_a + X_d) \frac{di_d}{d\theta} = E_0. \quad (5.4)$$

(5.4) tənliyi həll etsək alırıq

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{(X_a + X_d)} [\cos(\alpha + \psi) - \cos(\theta + \psi)] + \frac{E_0}{X} (\alpha - \theta). \quad (5.5)$$

Öz-özünə induksiya e.h.q.-si  $e_X = -(X_a + X_d) \frac{di_d}{d\theta}$  şəkil

5.5, e – də təsvir olunub və  $\theta = \psi + \alpha$  nöqtəsində  $-e_X = e_2 - E_0$  bərabər olacaq.

$\lambda$  interval şəkil 5.5, b – də ştrixləndirilmiş sahələrin bərabərliyindən təyin olunur, belə ki  $0_2 \dots 0_3$  sahəsində  $X_a + X_d$  induktiv müqavimətlərin maqnit sahəsində ehtiyat olunmuş enerji miqdarı tam şəkildə  $0_3 \dots 0_4$  sahəsində sərf olunacaq.

### 5.1.2. İki yarımperiodlu orta nöqtəli idarə olunan düzləndirici

$X = 0$  və  $\alpha > 0$  şərtləri daxilində ( şəkil 5.6, c – tam xətt) cərəyanların axma periodları arasında *cərəyansız fasilə* yer alır, hansı ki həmçini aktiv-induktiv yüklərdə qala bilər ( şəkil 5.6, c – nazik xətt ), əgər cərəyanın axması müddəti  $\lambda < \pi$ . Bu cür rejim yükün kəsilən cərəyanına uyğun gəlir. Yük dövrəsində induktivliyi artırıdıda əvvəlcə sərhədli-kəsilməz rejim alırıq, nə vaxt ki  $\lambda = \pi$ , sonra isə kəsilməz cərəyan rejimini ( şəkil 5.6, e ).

Bu üç rejimin xüsusiyyətləri elektromaqnit proseslərin fərqliliyi ilə əsaslandırılır. Məsələn, kəsilən və sərhədli-kəsilməz cərəyanlar rejimində yük cərəyanının ani qiyməti birperiodlu idarə olunan düzləndirici üçün təyin edilmiş ifadə ilə müəyyən edilir, kəsilməz cərəyan rejimində isə sıfırdan fərqli başlanğıc şərtlərə görə

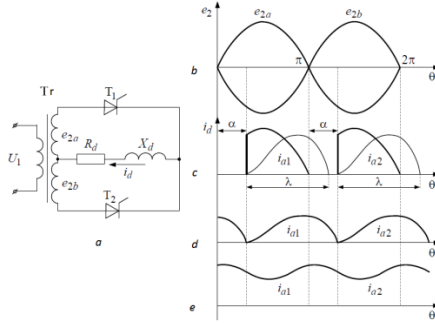
$$i_d \Big|_{\theta = \alpha} = i_d \Big|_{\theta = \pi + \alpha}$$

Yük cərəyanı aşağıdakı ifadə ilə təyin olunur:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + X^2}} \left[ \frac{\sin(\alpha - \varphi)}{e^{-\text{ctg} \varphi} - 1} e^{-\text{ctg} \varphi (\theta - \alpha)} + \sin(\theta - \varphi) \right]. \quad (5.6)$$

Şəkil 5.6, b,c – dən göründüyü kimi, yük dövtəsində induktivlik artdıqda  $i_d$  cərəyanının  $\pi$  nöqtəsinin arxasına dartılması baş verir, bunun nəticəsində düzləndirilmiş gərginliyin əyrisində mənfi sahə yaranır, bu isə onun  $E_d$  sabit təşkeledicisinin qiymətini aşağı salır. Kəsilməz və sərhədli-kəsilməz cərəyanlar rejimində  $E_d$  aşağıdakı ifadə ilə təyin olunur:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} \cos \alpha. \quad (5.7)$$



Şəkil 5.6. Aktiv- induktiv yüklə ikiyarıperiodlu idarə olunan düzləndirici

Kəsilmən cərəyanlat rejimində  $E_d$  aşağıdakı ifadə ilə təyin olunur

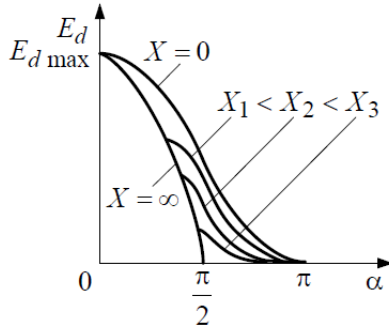
$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda+\alpha} \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \lambda)], \quad (5.8)$$

harada  $\lambda$  – nı şəkil 1.28 – dən təyin etmək olar.

Təmiz aktiv yüklə bu ifadə aşağıdakı görkəmi alır:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} [1 + \cos \alpha]. \quad (5.9)$$

(5.3-5.9) ifadələrə əsasən qurulmuş tənzimləmə xarakteristikaları şəkil 5.7 – də verilmiş görkəmə malikdirlər.

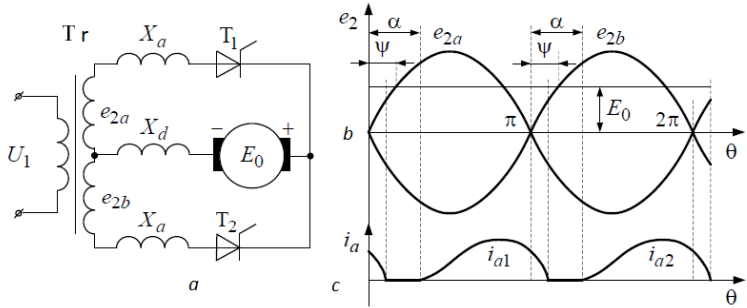


Şəkil 5.7. İki yarımperiodlu idarə olunan düzləndiricinin tənzimləmə xarakteristikaları ailəsi

Burada iki əyri  $X = 0$  və  $X = \infty$  yük dövrəsində  $X$  və  $R$  – in istənilən asılılığı üçün tənzimləmə xarakteristikaları ailəsini məhdudlaşdırır. Baxılan sxemin yük dövrəsi əks e.h.q. – yə malikdirsə, onda bu zaman yarana biləcək bəzi xüsusiyyətləri nəzərə almaq lazımdır.

İdarə olunmayan düzləndiricidən fərqli olaraq bu sxemdə iş rejimi ( kəsilməz cərəyanla, sərhədli-kəsilməz və ya kəsilən ) nəinki  $X_d$  və  $E_0$  – nin qiymətindən asılıdır, həmçinin idarəetmə  $\lambda$  bucağındadır. Qeyd etmək lazımdır ki,  $X_d$  olmadığı halda, və ya onun kiçik qiymətlərində,  $\alpha < \psi$  olduqda ( şəkil 5.8 ) idarəetmə sistemi müddəti  $\frac{\pi}{2}$  az olmayan enli idarəetmə siqnalı

formalaşdırılmalıdır, belə ki ensiz idarəedici siqnalarda ventillər açılmaya bilərlər.



*Şəkil 5.8. İki yarımperiodlu idarə olunan düzləndiricinin mühərrik yükünə işləməsi*

$X_d$  artdıqda işdən çıxan ventilin cərəyanını dəstəkləyən öz-özünə induksiya e.h.q.-si hesabına işə qoşulan ventilin konturunda əks e.h.q – nin qiymətinin azalması baş verir və o  $\alpha < \psi$  bucağı ilə qoşula bilər.  $X_d \rightarrow \infty$  limitdə növbəti ventilin qoşulması təbii kommutasiya nöqtəsində yerinə yetirilə bilər.

Kəsilən cərəyanlar rejimi  $E_0 > E_{d\alpha}$  olduqda baş verəcək, harada  $E_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} \cos \alpha$  –  $\alpha$  – nin verilmiş qiymətində düzləndirilmiş gərginliyin orta hesabı qiymətidir.  $E_0 \leq E_{d\alpha} - \Delta U_x$  şərti daxilində, harada  $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\pi}$  – düzləndirilmiş gərginliyin kommutasiya itkiləridir, kəsilməz cərəyan rejimi

mövcuddur.  $E_0 \leq E_{d\alpha}$  şərti sərhədlilik-kəsilməz rejimə uyğun gəlir (şəkil 5.8 ).

$X_a = \infty$  olarkən kəsilməz cərəyanlar rejimində mütləq ventillərin anod cərəyanlarının üst-üstə düşməsi baş verəcək, hansı ki kommutasiya proseslərin yaranmasına və bundan irəli gələn hadisələrə gətirib çıxaracaq.

#### 5.1.4. İdarə olunan düzləndiricilərdə kommutasiya proseslərinin xüsusiyyətləri

$X = \infty, X_a \neq 0$  rejimə nəzər salaq (şəkil 5.9) . Onda  $i_d$  ideal olaraq hamarlanmış olacaq, növbəti ventillərin qoşulması isə  $\alpha, \pi + \alpha, 2\pi + \alpha \dots X_a$  induktiv müqavimətlərin olması hesabına işdən çıxan ventillərin cərəyanı ani olaraq sıfıra qədər düşə bilməz. Bununla əlaqədar kommutasiya intervalı müddətində transformatorun ikinci tərəf dolağını qısa qapayan eyni vaxtda iki ventillər  $T_1$  və  $T_2$  açıq olacaqlar. Alınmış kommutasiya konturu üçün, məsələn  $\alpha$  nöqtəsində, aşağıdakı tənlik doğrudur:

$$e_{2a} - e_{2b} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} = 0. \quad (5.10)$$

$i_{2k}$  cərəyanına görə tənliyi həll etdikdə alırıq:

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} (\cos\alpha - \cos\theta). \quad (5.11)$$

Bu asılılığın qrafiki təsviri şəkil 5.9, d – də verilib.  $\gamma$  kommutasiya sahəsində  $i_{2k}$  cərəyanı işə qoşulan  $T_1$  ventilin  $i_{1a}$  cərəyanı təsvir edir,  $T_2$  isə -

$$i_{a2} |_{\alpha \dots (\alpha + \gamma)} = I_d - i_{a1}.$$

Kommutasiya prosesi

$$i_{2k} |_{\theta = (\alpha + \gamma)} = i_{a1} = I_d$$

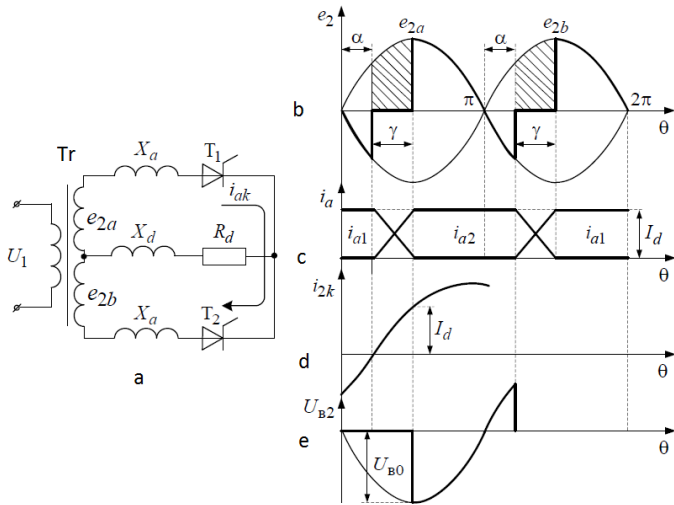
və

$$i_{a2} = I_d - i_{a1} = 0$$

olduqda başa çatır.

Bu şərtdən  $\gamma$  bucağı təyin olunur:

$$\gamma = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{I_d X_d}{\sqrt{2} E_2} \right) - \alpha. \quad (5.12)$$



Şəkil 5.9. Birfəzli ikiyarımpériodlu düzləndiricidə kommutasiya prosesləri

Analoji proseslər ventillərin bütün digər nöqtələrində də baş verəcək. Kommutasiya intervalı müddətində

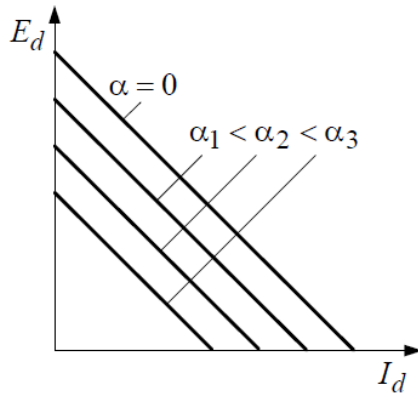
$$U_d \Big|_{\alpha \dots (\alpha + \gamma)} = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2} = 0$$

bununla əlaqədar düzləndirilmiş  $E_{d\alpha}$  gərginliyi kommutasiya prosesləri nəzərə alınmayan hala nəzərən şəkil 5.9, b-də ştrixlənmiş sahə ilə təyin olunan  $\Delta U_x$  qədər azalacaq.

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha + \gamma} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{I_d X_a}{\pi}, \quad (5.13)$$

$$E_d = E_{d \max} - \Delta U_x = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} \cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\pi}. \quad (5.14)$$

Axırıncı ifadə düzləndiricinin  $E_{d\alpha} = f(I_d)$  xarici xarakteristikasını təyin edir. Müxtəlif  $\alpha$  üçün bu xarakteristikalar ailəsi şəkil 5.10-də göstərilib.



*Şəkil 5.10. Birfazlı ikiyarıperiodlu idarə olunan düzləndiricinin xarici xarakteristikalar ailəsi*

Güc ventiliində gərginliyin dəyişməsi şəkil 5.9, e – də verilib:

$$U_{B0} = 2\sqrt{2}E_2\sin(\alpha + \gamma)$$

və

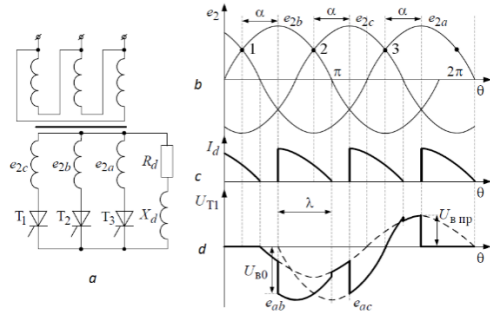
$$U_{B.\Pi\Pi} = 2\sqrt{2}E_2\sin\alpha$$

Kommutasiya proseslərinin aparılmış analizindən bu nəticəyə gəlməl olar ki, digər şərtlərin bərabər olması zamanı idarə olunan düzləndiricidə kommutasiya prosesləri  $\alpha$  bucaqları nə qədər böyük olarsa, bir o qədər sürətlə keçər, belə ki,  $\alpha$  böyüdükcə bağlanma istiqamətində işdən çıxan ventillə tətbiq olunan ( $e_{2a} - e_{2b}$ ) qiyməti artır.

## **5.2. Üçfazlı idarə olunan düzləndiricilər**

### **5.2.1. Üçfazlı sıfırlı idarəolunan düzləndirici**

Şəkil 5.11-dən göründüyü kimi, idarəedici siqnallar  $T_1, T_2, T_3$  güc ventillərinə təbii kommutasiya nöqtələri 1,2,3,... nəzərən idarəedici  $\alpha$  bucağı sürüşməsi ilə daxil olurlar.  $X_d = 0$  olduqda düzləndirilmiş gərginliyin və cərəyanın forması eynidir ( şəkil 5.11, b, c).



Şəkil 5.11. Üçfazlı sıfırlı idarəolunan düzləndirici

Belə olan halda aydındır ki,  $\alpha < 30^\circ$  olduqda kəsilməz cərəyan rejimi olacaq;  $\alpha = 30^\circ$  olduqda – sərhəd-kəsilməz rejim;  $\alpha > 30^\circ$  olduqda – kəsilən cərəyanlar rejimi. Kəsilən cərəyanlar rejimində  $X_d = 0$  olduqda düzləndirilmiş  $E_d$  gərginliyi aşağıdakı ifadədən təyin olunur:

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \lambda} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2} E_2}{2\pi} \left[ 1 - \sin \left( \alpha - \frac{\pi}{3} \right) \right]. \quad (5.15)$$

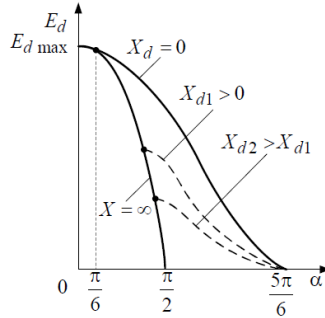
Bu rejimdə, lakin  $X_d > 0$  olduqda (şəkil 2.37, c – nazik xətt )

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \lambda} \sqrt{2} E_2 \sin \theta d\theta = \\ &= \frac{\sqrt{2} E_2}{2\pi} \left[ \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{6} + \lambda \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Kəsilməz cərəyan rejimində

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}E_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{6}E_2}{2\pi} \cos \alpha. \quad (5.17)$$

Alınmış ifadələrə əsasən bu düzləndiricinin tənzimlənmə xarakteristikalarını qurmaq olar ( şəkil 5.12 ).



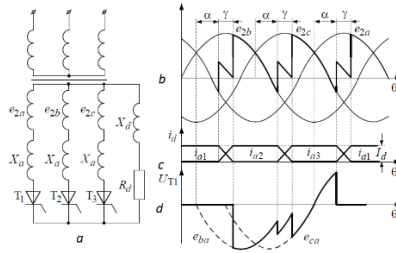
Şəkil 5.12. Üçfazlı sıfırlı idarə olunan düzləndiricinin tənzimləmə xarakteristikaları ailəsi

İki sərhəd ayrıləri  $X_d = \infty$  və  $X_d = 0$  xarakteristikalar ailəsinin mövcudluğ sahəsini istənilən  $X$  üçün məhdudlaşdırır. Bu sxemdə kommutasiya proseslərinin xüsusiyyətlərini  $X_d = \infty; X_d \neq 0$  rejimi təmsalında baxaq (şəkil 5.13). Kommutasiya intervalında elektromaqnit prosesləri tənzim olunmayan düzləndiricilərdə olduğu kimi keçir, lakin  $\alpha$  bucağı qədər sürüşmə ilə və, aydındır ki, 4.1.4. – də qeyd olunan xüsusiyyətlərlə.

$$\gamma = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{3}} \right) - \alpha, \quad (5.18)$$

$$E_d = E_{d \max} - \Delta U_x = 1.17 E_2 \cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}, \quad (5.19)$$

Ventildəki gərginlik şəkil 5.11 – dən fərqli olaraq kommutasiya intervalında sıçrayışla dəyişəcək (şəkil 5.13).



Şəkil 5.13. Üçfazlı sıfırlı idarəolunan düzləndiricidə keçən kommutasiya prosesləri

Düzləndirici mühərrik yükə işlədikdə ( əks EHQ – ilə iş rejimi ) 2.2.1. qeyd olunmuş bütün xüsusiyyətləri nəzərə almaq lazımdır. Bu sxem üçün  $\alpha < \psi$  olduqda və  $X_d$  - nin kiçik qiymətində idarəetmə impulslarının müddəti  $\frac{\pi}{3}$  – dən kiçik olmamalıdır ( şəkil 5.14).

Kəsilmə cərəyanlar rejimin şərti:  $E_0 > E_{d\alpha}$  , harada,  $E_{d\alpha} = 1.17 E_2 \cos \alpha$  ;  $E_0 = E_{d\alpha}$  olduqda sərhəd-kəsilməz rejim mövcuddur,  $E_0 < E_{d\alpha} - \Delta U_x$  , harada  $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}$  olduqda – düzləndirilmiş gərginliyin kommutasiya itkiləri, kəsilməz

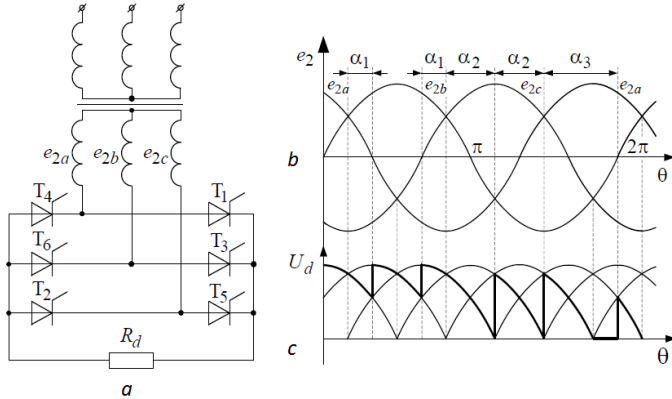
Figure 1 consists of two parts. Part (a) is a schematic diagram of a three-phase rectifier circuit. It features three input windings with turns ratios  $n$  connected to a common-mode inductor with inductance  $X_d$ . The secondary windings of the transformer are connected to three diodes  $T_1$ ,  $T_2$ , and  $T_3$ . The diodes are connected to a common-mode inductor with inductance  $X_d$  and a DC source  $E_0$ . The secondary voltages are labeled  $e_{2a}$ ,  $e_{2b}$ , and  $e_{2c}$ , and the diode currents are  $i_d$ . Part (b) is a waveform diagram showing the relationship between the grid voltage  $e_2$ , the common-mode voltage  $b$ , and the diode current  $i_d$  over one cycle of the grid voltage. The grid voltage  $e_2$  is a sine wave with peak value  $E_0$ . The common-mode voltage  $b$  is a sawtooth wave with period  $\pi$ . The diode current  $i_d$  is a pulse-width modulated (PWM) signal with period  $\pi$ . The phase angle between  $e_2$  and  $b$  is  $\psi$ . The conduction angle of the diodes is  $\alpha$ , and the commutation angle is  $\gamma$ . The peak value of the diode current is  $I_d$ .

### 5.2.2. Üçfazlı körpülü idarə olunan düzləndirici

105

Diaqramdam göründüyü kimi,  $\alpha < 60^\circ$  olduqda kəsilmə cərəyan rejimi olacaqdır,  $\alpha > 60^\circ$  olduqda – kəsilmə cərəyanlar rejimi və  $\alpha = 60^\circ$  olduqda – sərhəd-kəsilməz rejim. Həmin diaqramdam aydındır ki, idarəetmə sistemi uzunluğu  $\pi/3$  az olmayan enli idarəedici signal formalaşdırmalıdır.

Əgər idarəetmə sistemi ensiz impulslar formalaşdırırsa, onda onlar hər bir keçiricilik intervalın əvvəlində bu intervalda cərəyan keçirən hər iki ventilyə verilməlidir.



Şəkil 5.15. Üçfazlı körpülü idarəolunan düzləndirici

$X = 0$  olduqda düzləndirilmiş  $E_d$  gərginliyi kəsilməz və sərhəd-kəsilməz cərəyan rejimində aşağıdakı ifadədən təyin olunur:

$$E_{da} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{2}{3}\pi + \alpha} \sqrt{6} E_2 \sin \theta d\theta = 2,34 E_2 \cos \alpha. \quad (5.20)$$

Kəsilmə cərəyan rejimində:

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{6}E_2 \sin \theta d\theta = 2,34E_2 \left[ 1 + \cos \alpha \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \quad (5.21)$$

$X_d = \infty$  olduqda kəsilməz cərəyan rejimi  $\alpha$  – nın istənilən qiymətində baş verəcək, bununla əlaqədar  $E_{d\alpha}$  (5.20) ifadəsi əsasında təyin olunur. Düzləndiricinin tənzimləmə xarakteristikaları şəkil 5.9-da verilmiş görkəmdə olur.  $X_d$  -nin istənilən sonlu qiymətinə  $X = 0$  və  $X_d = \infty$  ayrıləri ilə məhdudlaşdırılmış zonanın daxilində yerləşən xarakteristika uyğun gəlir.

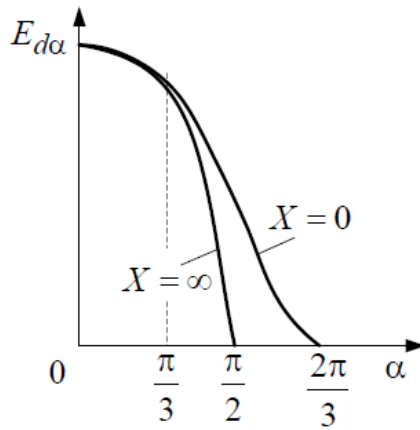
Üçfazlı körpülü ifarə olunan düzləndiricidə keçən kommutasiya prosesləri düzləndiricilərin digər idarəetmə sistemlərdə olduğu kimi təbii kommutasiya nöqtələrinə nəzərən  $\alpha$  bucağı qədər sürüşdürülmüş olur. Kommutasiya prosesləri aşağıdakı interval müddətində keçirlər:

$$\gamma = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{I_d X_d}{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{3}} \right) - \alpha, \quad (5.22)$$

və düzləndirilmiş gərginliyin  $\Delta U_x = I_d X_d / 2\pi / 6$  qədər aşağı düşməsinə gətirib çıxarır, bunun nəticəsində idarə olunan düzləndiricinin xarici xarakteristikası düşən xarakterli olur.

İdarə olunmayan körpülü düzləndiricidə xarici xarakteristikanın görünüşü iş rejimindən asılıdır.  $\gamma < \pi/3$  şərtində xarici xarakteristika xəttidir:

$$E_{d\alpha} = 2,34E_2 \cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}.$$



Şəkil 5.16. Üçfazlı körpülü idarə olunan düzləndiricinin tənzimləmə xarakteristikaları ailəsi

$I_d$  artdıqca  $\gamma$  bucağı böyüyür və  $\pi/3$  qiymətinə çatdıqda onun sonrakı artımı olmur, belə ki burada idarə olunmayan düzləndiricidə olduğu kimi (şəkil 4.23) əlavə bucaq – öz-özünə tənzimlənən  $\alpha'$  bucağı yaranır, hansıki böyüyərək idarəetmə sistemi tərəfindən verilmiş  $\alpha$  idarəetmə bucağından böyük olur. Bu rejimdə xarici xarakteristikanın görünüşü ellipsin qövsünü

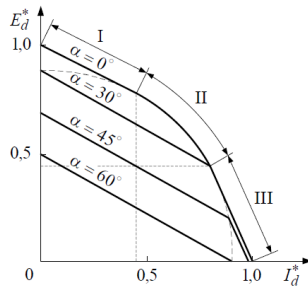
təsvir edir [ 3 ]. Öz-özünə tənzimləmə bucağı  $\alpha'$  öz  $\pi/6$  qiymətinə çatdıqda  $\gamma$  kommutasiya bucağının artımı davam edir və bu rejimdə xarakteristika yenidən xətti olur və idarə olunmayan düzləndiricinin xarici xarakteristikası ilə üst-üstə düşür.

Müxtəlif idarəetmə bucaqları  $\alpha$  üçün xarici xarakteristikalar ailəsi şəkil 5.17.-də təsvir olunub. Burada

$$E_d^* = \frac{E_d}{E_{d\max}}, \quad E_{d\max} = 2,34E_2.$$

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{d\max}}, \quad I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_d}.$$

Şəkil 5.17.-dən göründüyü kimi, hər üç baxılmış rejim  $\alpha$  bucağının 0-dan  $\pi/6$ -dək dəyişdiyi zaman mövcud ola bilər.  $\pi/6 < \alpha < \pi/3$  olduqda yalnız I və III rejimlər yarana bilər,  $\alpha > \pi/3$  olduqda yalnız I rejim mümkündür.



Şəkil 5.17. İdarə olunan üçfazlı körpülü düzləndiricinin xarici xarakteristikalar ailəsi

## ƏDƏBİYYAT

1.