

**RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE  
ENERĢĒTIKAS UN ELEKTROTEHNIKAS FAKULTĀTE  
INDUSTRIĀLĀS ELEKTRONIKAS UN ELEKTROTEHNIKAS INSTITŪTS**

**IVARS RAŅĶIS, INNA BUŅINA (RODIONOVA)**

# **ENERGOELEKTRONIKA**

**TREŠAIS ATKĀRTOTAIS IZDEVUMS**

**RĪGA  
2007**

**UDK 621.314**

Lekciju konspekts domāts pilna un nepilna laika apmācības veidu studentiem priekšmetā “Energoelektronika”, kuru apgūst RTU studiju programmu “Elektrotehnoloģiju datorvadība” un “Enerģētika un elektrotehnika” studenti. Konspektā dotas teorētiskas zināšanas par jaudīgajiem pusvadītāju elementiem un to pielietojumu elektroenerģijas parametru pārveidošanas sistēmās. Pievienoti uzdevumi ar standartvariantu risinājumu atbildēm, kā arī aprēķinu piemēri. Salīdzinot ar pirmajiem tāda paša nosaukuma RTU izdevumiem, paplašināts materiāla loks, ieviesti plašāki skaidrojumi, doti procesu datormodelēšanas piemēri.

Lekciju konspekts apspriests Industriālās elektronikas  
un elektrotehnikas institūta Padomes sēdē  
2006. gada 7. decembrī

Recenzents prof. L. Ribickis

© Rīgas Tehniskā universitāte, 2007

© Ivars Raņķis, Inna Bunina (Rodionova), 2007

**ISBN 9984-32-378-1**

## SATURS

<b>IEVADS</b>	<b>5</b>
<b>1. Pusvadītāju pārveidotāju elementi un pamatjēdzieni</b>	<b>8</b>
1.1. Raksturīgie elektriskie parametri	8
1.2. Pasīvo reaktīvo elementu īpašības	11
1.3. Diodes īpašības un raksturlīknes	15
1.4. Bipolārais tranzistors (BT) kā jaudīga pārveidotāja elements	21
1.5. Tiristori	27
1.6. Jaudīgie lauktranzistori	36
1.7. Izolētās bāzes bipolārie tranzistori (IGBT)	38
1.8. Pusvadītāju elementu siltuma režīma aprēķins	40
1.9. Tranzistoru vadība un aizsardzība	43
<b>2. AR TĪKLU SAISTĪTIE PĀRVEIDOTĀJI (TSP)</b>	<b>46</b>
2.1. Nevadāmie taisngrieži	46
2.1.1. Taisngriežu shēmas	46
2.1.2. Vienfāzes tiltveida taisngrieža shēma	47
2.1.3. Vienfāzes transformatīvā shēma	51
2.1.4. Trīsfāžu viena pusperioda (nullpunkta) taisngrieža shēma	53
2.1.5. Trīsfāžu tiltveida taisngrieža shēma	56
2.1.6. Sešfāžu shēmas taisngriezis	58
2.1.7. Divpadsmit pulsāciju taisngrieža shēma	61
2.1.8. Taisngrieztā sprieguma pulsācijas koeficients	64
2.1.9. Tīkla strāvas forma	64
2.1.10. Strāvas komutācijas process	66
2.2. Vadāmie taisngrieži	72
2.2.1. Regulēšanas raksturlīknes	73
2.2.2. Invertēšanas režīms vadāmā taisngriezī	76
2.2.3. Komutācijas procesi vadāmā taisngriezī	78
2.2.4. Vadāmā taisngrieža jaudas koeficients	84
2.2.5. Reversīvie taisngrieži	87
2.3. Ciklokonvertori	91
2.4. Maiņsprieguma regulatori	98
2.5. Ar tīklu saistīto pārveidotāju vadības principi	103
<b>3. KOMUTĒJAMIE PĀRVEIDOTĀJI</b>	<b>107</b>
3.1. Līdzstrāvas impulsregulatori	107
3.1.1. Spriegumu pazeminošais impulsregulators	107
3.1.2. Spriegumu paaugstinošie impulsregulatori	110
3.1.3. Spriegumu pazeminošs un paaugstinošs impulsregulators	111
3.1.4. Ieejas un izejas filtri	113
3.1.5. Pārtrauktās slodzes strāvas režīms	117

3.1.6. Reversīvais impulsregulators	121
3.1.7. Tiristoru impulsregulatori	125
3.1.8. Tranzistoru impulsregulatora reālais darba režīms	128
3.1.9. Impulsregulēšanas tipa izolētie barošanas avoti	129
3.2. Sprieguma un strāvas autonomie invertori	133
3.2.1. Vienfāzes sprieguma invertors	134
3.2.2. Tiltveida vienfāzes sprieguma invertora raksturojumi	135
3.2.3. Vienfāzes divtaktu transformatīvā invertora raksturojumi	139
3.2.4. Vienfāzes sprieguma invertora regulēšana	140
3.2.5. Ar sinusoidālu IPM regulēta vienfāzes tiltveida sprieguma invertora darbība	145
3.2.6. Trīsfāžu sprieguma invertora darbības princips	148
3.2.7. Trīsfāžu sprieguma invertora regulēšana	151
3.3. Strāvas invertori	155
3.3.1. Strāvas avota invertora darbības princips	155
3.3.2. Trīsfāžu strāvas invertori	160
3.3.3. Autonomā strāvas invertora sprieguma regulēšana	162
3.4. Rezonanses invertori	163
3.5. Komutējamo pārveidotāju vadības sistēmas	166
<b>4. TĪKLA PĀRVEIDOTĀJI AR BRĪVĀS KOMUTĀCIJAS IESPĒJĀM</b>	<b>170</b>
4.1. Taisngriezis – jaudas kondicionieris	170
4.2. Taisngriezis – tīkla strāvas formas korektors	179
<b>5. UZDEVUMI KURSA MATERIĀLA NOSTIPRINĀŠANAI</b>	<b>183</b>
5.1. 1. nodaļas materiālam atbilstošie uzdevumi	183
5.2. 2. nodaļas materiālam atbilstoši uzdevumi	186
5.3. 3. nodaļas materiālam atbilstoši uzdevumi	189
5.4. 4. nodaļas materiālam atbilstoši uzdevumi	192
<b>NOSLĒGUMS</b>	<b>193</b>
<b>LITERATŪRAS SARAKSTS</b>	<b>193</b>

## IEVADS

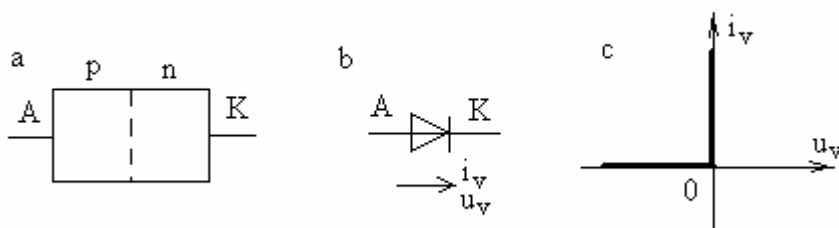
Tautsaimniecībā ir nepieciešami daudzi elektroenerģijas barošanas avoti (BA), kuru izejas strāvas veids neatbilst primārā BA (visbiežāk - elektrostacijas) strāvas veidam. Šādus BA sauc par sekundārajiem. Piemēram, primārais BA ražo trīsfāžu maiņstrāvu, bet tehnoloģiskajam procesam nepieciešama regulējama līdzstrāva. Šai gadījumā sekundārais BA realizē trīsfāžu maiņstrāvas pārveidošanu līdzstrāvā, un šo darbību sauc par taisngriešanu.

Ja primārais BA, piemēram, alternatīvais enerģijas avots, ražo līdzstrāvu, bet šis avots jāsaista ar tradicionālo trīsfāžu maiņstrāvas tīklu, sekundārajam BA jāveic līdzstrāvas pārveidošana maiņstrāvā. Šo darbību sauc par invertēšanu.

Bieži nepieciešama maiņstrāvas fāžu skaita, frekvences vai sprieguma maiņa. Arī šajā gadījumā pielieto sekundāros BA. Minētie uzdevumi var tikt veikti, vispirms primārā BA maiņspriegumu taisngriežot, bet pēc tam invertējot. Dažos gadījumos primārā maiņsprieguma parametru pārveidošana var tikt veikta vienkārši ar transformatora palīdzību. Taču vairumā gadījumu jālieto speciāli fāžu skaita, frekvences vai sprieguma pārveidotāji.

Vēl sarežģītāka situācija ir līdzstrāvas primārā BA gadījumā, ja patērētājam ir nepieciešama cita lieluma līdzstrāva. Tā kā līdzstrāva elektromagnētiskā veidā netransformējas, nepieciešami pārveidotāja tipa sekundārie BA, piemēram, vispirms invertēšana, tad transformēšana.

Šādas pārveidošanas modernajā tehnikā realizē ar pusvadītāju (pamatā silīcija) vienvirziena strāvas vadības elementiem, kuri var būt vadāmi un nevadāmi. Vēsturiski pirmie bija nevadāmie elementi - diodes (1.zīm.), kas ļāva izveidot nevadāmus taisngriežus.

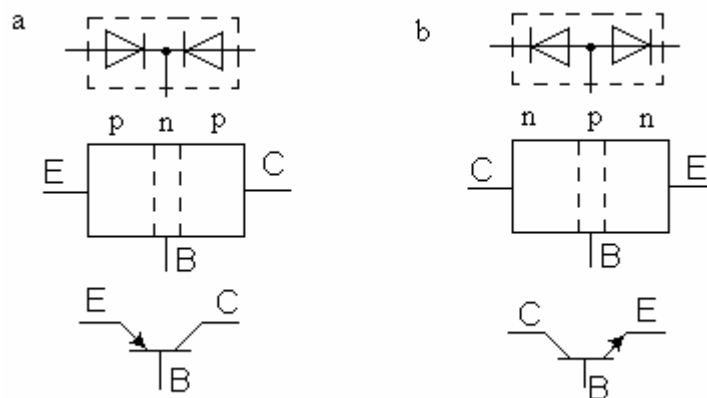


1. zīm. Diodes divslāņu struktūra (a), apzīmējums elektriskajās shēmās (b), idealizēta voltampēru (VA) raksturlīkne (c)

Diode sastāv no diviem slāņiem – pusvadītāju slāņa ar lielu pozitīvo lādiņu (p) koncentrāciju, un slāņa ar lielu negatīvo (n) lādiņu koncentrāciju. Pirmajam slānim pievienoto izvadu sauc par anodu (A), otrajam slānim – par katodu (K). Elektriskā strāva caur diodi var plūst vienīgi virzienā no anoda uz katodu. Pie tam, strāvai plūstot, sprieguma kritums  $u_v$  starp A un K ir tuvs nullei (1.zīm.c).

Ja ārējās ķēdes sprieguma polaritāte ir pretēja diodes vadāmības virzienam, tad diodes strāva ir nulle, bet tās katods ir ar pozitīvu sprieguma polaritāti attiecībā pret anodu, t.i., diodei ir pievienots sprostsprriegums  $u_v < 0$ , kas ir vienāds ar ārējās ķēdes spriegumu.

1948. gadā izgudroja bipolāro tranzistoru (BT) - vadāmu vienvirziena strāvas elementu ar noteiktu nepārtrauktu sakarību starp vadāmo strāvu un vadības strāvu, kas ļāva realizēt pusvadītāju slēdzi un invertoru. BT faktiski sastāv no vienā pusvadītāja struktūrā divām pretēji savienotām diodēm (2.zīm.).

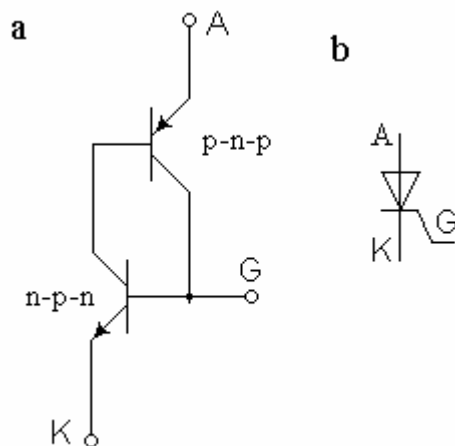


2. zīm. Bipolārā tranzistora ar p-n-p struktūru (a) un n-p-n (b) struktūru ekvivalentās diožu shēmas, trīsślāņu struktūras un apzīmējumi elektriskajās shēmās

Tā veidojas p-n-p (a) un n-p-n (b) bipolārā tranzistora struktūras. Ieslēdzot maiņsprieguma ķēdē abus malējos izvadus, strāva neplūds, jo viena no diodēm vienmēr būs sprostsprrieguma stāvoklī. Taču, ja caur vienu no diodēm no malējā elektroda E (emiteris) uz vidējo elektrodu B (bāze) p-n-p struktūrā laiž līdzstrāvu (n-p-n struktūrā no B uz E), tad, pievienojot trešajam elektrodam C (kolektors) tādas pašas polaritātes līdzspriegumu attiecībā pret emiteru kā bāzei, daļa emitera veidoto lādiņu pārvietosies uz kolektora slāni un emitera-kolektora ķēdē plūds strāva. Jo lielāka būs emitera un bāzes strāva, jo lielāka būs arī kolektora strāva. Šo lādiņu pārvilkšanu uz kolektoru sauc par tranzistorefektu.

1951. gadā, apvienojot vienā struktūrā divus dažādas struktūras BT (3.zīm.), izveidoja diodes tipa vadāmi ieslēdzamu elementu - tiristoru. Šāds elements ļāva izveidot ar konvenciālo primāro maiņstrāvas tīklu tieši saistītus vadāmus pārveidotājus - taisngriežus, maiņstrāvas regulatorus, invertorus, tīkla frekvences dalītājus. Daudzos gadījumos varēja izveidot arī tiristoru invertorus.

Tiristora p-n-p tranzistora emiteris veido ārējo izvadu – anodu A, n-p-n tranzistora emiteris – katodu K, bet p-n-p tranzistora kolektors un n-p-n tranzistora bāze veido vadības elektrodu G (angliski Gate – vārti). Strāva starp A un K, ja vien anoda potenciāls ir pozitīvāks par katoda, var plūst vienīgi pēc tam, kad vadības ķēdē no G uz K ir eksistējusi neliela vadības strāva (ap 0,5 A).



3.zīm. Tiristora aizvietošanas shēma (a) un apzīmējums elektriskajās shēmās (b)

Bipolāro tranzistoru galvenais trūkums ir relatīvi nelielā attiecība starp vadāmo un vadības strāvu (10 līdz 100 - kārtīga). Tas neļāva izveidot viegli vadāmus pusvadītāju slēdzus lielas jaudas iekārtām, jo tad bija nepieciešama arī liela vadības strāva. Pilnveidojot tranzistoru struktūras, izveidoja ar vadības sprieguma polaritāti vai diskreto līmeni pārslēdzamus lauktranzistorus (starptautiski MOSFET, t.i., metāla-oksīda-pusvadītāja ar lauku ietekmējams tranzistors). Lauktranzistoru pielietošana atcēla jautājumu par nepieciešamo vadības strāvu, kas ļāva veidot jaudīgus pārveidotājus. Taču arī lauktranzistors nav ideāls elements, jo tā ieslēgta stāvokļa sprieguma kritums stipri pieaug, ja pārveidotāja spriegums ir lielāks par dažiem simtiem voltu.

Pūles izveidot pilnīgi vadāmu tiristoru sekmējās ar GTO elementu izveidi (GTO - gate turn off - aizveramu vārtu tiristors), ko var gan ieslēgt, gan izslēgt ar divvirziena vadības signālu. Taču šādu vadības signālu ģenerācija izrādījās diezgan sarežģīta, un tas ierobežo šādu elementu pielietojumu.

Apvienojot bipolārā tranzistora, tiristora un lauktranzistora struktūras, 80. gadu beigās izveidoja vismodernākos tranzistorus IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor - izolētas bāzes binārais tranzistors), kas pārslēdzami ar vadības sprieguma polaritātes izmaiņu, bet ieslēgtā stāvoklī tiem ir tiristoru īpašības ar mazu tiešo sprieguma kritumu.

Katra jauna pusvadītāju elementa izveide ļāva realizēt kādu jauna tipa pārveidotāju, kā arī palielināt to jaudu un uzlabot darbības kvalitāti. Šodien pazīstamas ļoti daudzas pārveidotāju shēmas, kuras visas apgūt mācību kursā ir sarežģīti. Tāpēc visus pārveidotājus dalīsim ar konvenciālo tīklu tieši saistītajos un brīvi komutējamajos.

Pirmajā grupā ietilpst taisngrieži, tīkla invertori, maiņstrāvas regulatori, tīkla frekvences dalītāji.

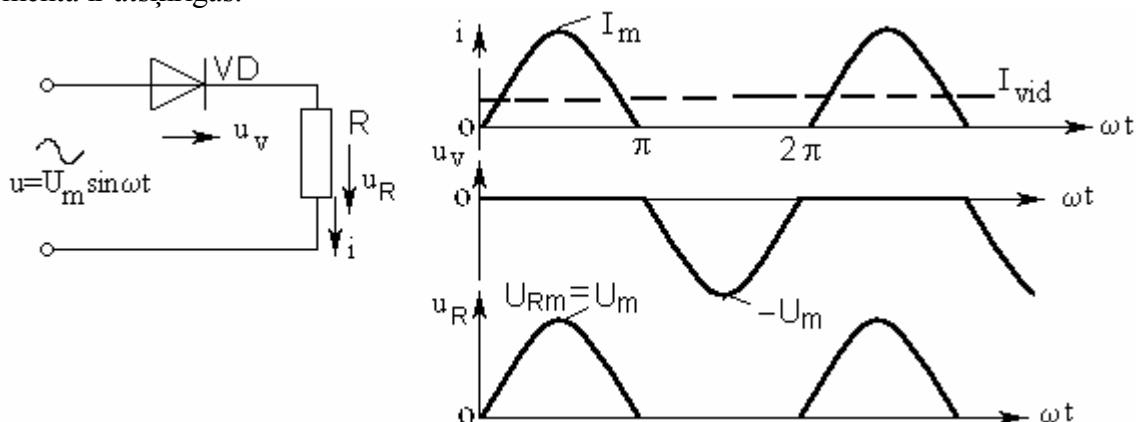
Otrajā grupā ietilpst līdzstrāvas komutatori - impulsregulatori un autonomie invertori. Iespējams izveidot arī komutējamus ar konvenciālo tīklu tieši saistītus pārveidotājus.

## 1. PUSVADĪTĀJU PĀRVEIDOTĀJU ELEMENTI UN PAMATJĒDZIENI

### 1.1. Raksturīgie elektriskie parametri

Pusvadītāju pārveidotāju ķēdēs bieži plūst nesinusoidālas strāvas, un tādēļ stingri nepieciešams vienoties par strāvu un spriegumu parametriem.

Piemēram, ja sinusoidāls maiņspriegums pieslēgts ķēdei ar ideālu diodi VD un tai virknē slēgtu rezistoru (1.1. zīm.), tad momentānās strāvas vērtības  $i$  vienā pusperiodā ir sinusoidālas pusvilkņiem atbilstošas, bet otrā pusperiodā - ar nulles vērtību. Ja strāvas momentānās vērtības abiem elementiem šai ķēdē ir vienādas, tad spriegumu momentānās vērtības ikvienā laika momentā ir atšķirīgas.



1.1. zīm. Momentānās strāvas ( $i$ ) un elementu momentāno spriegumu ( $u_v, u_R$ ) līknes aplūkojamajai ķēdei

Momentānās vērtības apzīmēsim ar mazajiem burtiem, momentāno strāvu un spriegumu maksimālās vērtības - ar lielajiem burtiem un indeksu  $m$ : strāvai  $i$  ķēdē maksimālā vērtība ir  $I_m$ , diodes spriegumam  $u_v$  maksimālā sprostsprieguma vērtība ir  $-U_m$ , rezistora sprieguma  $u_R$  maksimālā vērtība  $U_{Rm} = U_m$ .

Ja ķēdē ieslēgti magnetoelektriskie (galvanometra tipa) mērinstrumenti ar polaritātei atbilstoša virziena mēršpolītes novirzi pastāvīgā magnēta laukā, tad tiek mērīti signāla periodā vidējie lielumi:

**vidējā strāva**

$$I_{vid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi} \quad ; \quad (1-1)$$

**diodes vidējais spriegums**

$$U_{vid} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\pi}^{2\pi} = -\frac{U_m}{\pi} \quad ; \quad (1-2)$$

**rezistora vidējais spriegums**

$$U_{Rvid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} . \quad (1-3)$$

Arī šos lielumus apzīmēsim ar lielajiem burtiem.

Ieejas maiņsprieguma vidējā vērtība periodā ir nulle. Momentānajām un vidējām vērtībām ir spēkā Kirhofa likumi algebriskā formā:

$$\begin{aligned} u &= u_V + u_R , \\ U_{vid} &= U_{V\ vid} + U_{Rvid} . \end{aligned} \quad (1-4)$$

Ja ķēdē ir ieslēgti elektromagnētiskās sistēmas mērinstrumenti, kuros mēršpolītes magnētiskais lauks "pievelk" enkuru ar mērandikatoru, tiek mērītas efektīvās vērtības (arī ar lielo burtu):

$$\text{strāvai} \quad I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4} \right]_0^{\pi}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} ; \quad (1-5)$$

**diodes spriegumam**

$$U_{Vef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} ; \quad (1-6)$$

**rezistora spriegumam**

$$U_{Ref} = \frac{U_m}{2} . \quad (1-7)$$

Tā kā avota sinusoidālā sprieguma efektīvā vērtība ir  $U = U_m / \sqrt{2}$ , kur  $\sqrt{2}$  ir sinusoidālā signāla amplitūdas koeficients, tad redzams, ka šai gadījumā

$$U^2 = U_{Vef}^2 + U_{Ref}^2 , \quad (1-8)$$

t.i., šīm efektīvajām vērtībām nav spēkā Kirhofa likums algebriskā formā.

Momentānās jaudas vērtības nosaka kā momentāno strāvas un sprieguma vērtību reizinājumu. Kā redzams, ideālas diodes momentānā jauda ikvienā laika momentā ir nulle (kad ir strāva, nav sprieguma uz diodes; kad ir spriegums, nav strāvas).

Ja no avota un rezistora momentānajām jaudām pāriet uz vidējām periodā, tad iegūst vidējās jaudas:

$$\text{avotam} \quad P_{vid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m I_m \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{U_m I_m}{4} = \frac{U I_{ef}}{\sqrt{2}} ; \quad (1-9)$$

$$\text{rezistoram} \quad P_{Rvid} = \frac{U_m I_m}{4} = U_{Ref} \cdot I_{ef} . \quad (1-10)$$

Abas jaudas ir vienādas, jo avota efektīvais spriegums ir  $\sqrt{2}$  reizes lielāks kā rezistora. Kā redzams, vidējās jaudas šai gadījumā nosaka strāvas un sprieguma efektīvo vērtību reizinājums, taču strāvas nesinusoidālā rakstura dēļ avota vidējo jaudu nevar noteikt, vienkārši reizinot avota sprieguma un strāvas efektīvās vērtības.

Nesinusoidālos signālus var sadalīt sinusoidālajās un kosinusoidālajās komponentēs (harmonikās) ar frekvencēm  $\omega, 2\omega, 3\omega, 4\omega \dots k\omega$ :

$$f(x) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (A_{km} \cos k\omega t + B_{km} \sin k\omega t) \quad , \quad (1-11)$$

kur

$$A_{km} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cos k\omega t d\omega t \quad , \quad (1-12)$$

$$B_{km} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \sin k\omega t d\omega t \quad , \quad (1-13)$$

$A_0$  - divkārša vidējā vērtība.

Ja aplūkojam strāvu diodes ķēdē (1.1. zīm.), tad  $A_0 = 2I_m/\pi$ , bet pamatharmonikai ( $k = 1$ ) ir tikai sinusoidālā komponente:

$$B_{1m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m}{2} \quad ; \quad (1-14)$$

$$A_{1m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \cdot \cos \omega t d\omega t = 0 \quad .$$

Otrajai harmonikai ( $k = 2$ )

$$B_{2m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \cdot \sin 2\omega t d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \left[ \frac{\sin(1-2)\omega t}{2(1-2)} - \frac{\sin(1+2)\omega t}{2(1+2)} \right]_0^{\pi} = 0 \quad ;$$

$$A_{2m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \cdot \cos 2\omega t d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \left[ -\frac{\cos(1-2)\omega t}{2(1-2)} - \frac{\cos(1+2)\omega t}{2(1+2)} \right]_0^{\pi} = -\frac{2I_m}{3\pi} \quad . \quad (1-15)$$

Trešās harmonikas ( $k = 3$ ) abas amplitūdas ir ar nulles vērtību. Ceturtajai harmonikai

$$B_{4m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \cdot \sin 4\omega t d\omega t = 0 \quad ;$$

$$A_{4m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \cdot \cos 4\omega t d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \left[ \frac{\cos(-3)\omega t}{6} - \frac{\cos 5\omega t}{10} \right]_0^{\pi} = -\frac{2I_m}{15\pi} \quad . \quad (1-16)$$

Rezultātā

$$i(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} + \frac{I_m}{2} \sin \omega t - \frac{2I_m}{\pi} \left[ \frac{\cos 2\omega t}{3} + \frac{\cos 4\omega t}{15} + \frac{\cos 6\omega t}{35} + \dots \right] \quad . \quad (1-17)$$

**Piemērs .**

Ķēdei ar virknē slēgtu diodi un rezistoru  $R=5\Omega$  pieslēgts taisnstūrveida simetrisks mainspriegums ar amplitūdu 300V. Noteikt slodzes strāvas vidējo un efektīvo vērtību, no tīkla patērēto jaudu vērtības, kā arī strāvas pamatharmoniskās amplitūdu un efektīvo vērtību!

1. Tā kā ķēdē ir taisnstūrveida pulsejoša strāva ar amplitūdu  $300/5=60A$ , tad vidējā strāva

$$I_{vid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 60 d\nu = \frac{60}{2} = 30A.$$

2. Šādas strāvas efektīvā vērtība

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 60^2 d\nu} = \frac{60}{\sqrt{2}} = 42,4A.$$

3. No tīkla patērētā aktīvā jauda

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 300 \cdot 60 d\nu = 9000W;$$

no tīkla patērētā kopējā jauda

$$S = U \cdot I_{ef} = 300 \cdot 42,2 = 12660VA;$$

no tīkla patērētā reaktīvā jauda

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = 8904 \text{ var}.$$

4. Strāvas pamatharmonikas amplitūdas komponente

$$A_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 60 \cos \nu d\nu = 0;$$

$$B_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 60 \sin \nu d\nu = \frac{120}{\pi};$$

strāvas pamatharmonikas amplitūda

$$I_{(1)m} = \sqrt{A_{(1)m}^2 + B_{(1)m}^2} = \frac{120}{\pi} = 38,2A;$$

strāvas pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$I_{(1)ef} = \frac{I_{(1)m}}{\sqrt{2}} = 26,9A.$$

## 1.2. Pasīvo reaktīvo elementu īpašības

Pārveidotāju elektriskajās ķēdēs plaši pielieto reaktīvos elementus - droseles un kondensatorus. Drosele rada pretestību tās strāvas izmaiņai. Momentānais spriegums uz ideālas droseles ar inductivitāti L ir

$$u_L = L \frac{di}{dt} \quad (1-18)$$

Ja ievietojam ideālu droseļi (bez aktīvās pretestības) maiņstrāvas ķēdē ar ideālu diodi (1.2. zīm.), tad, pieslēdzot droseļi pie sprieguma nulles momentānās vērtības, strāva perioda laikā aprēķināma no izteiksmes

$$U_m \sin \omega t = L \frac{di}{dt} \quad (1-19)$$

Ievērojot sākuma vērtību  $i = 0$  pie  $\omega t = 0$ ,

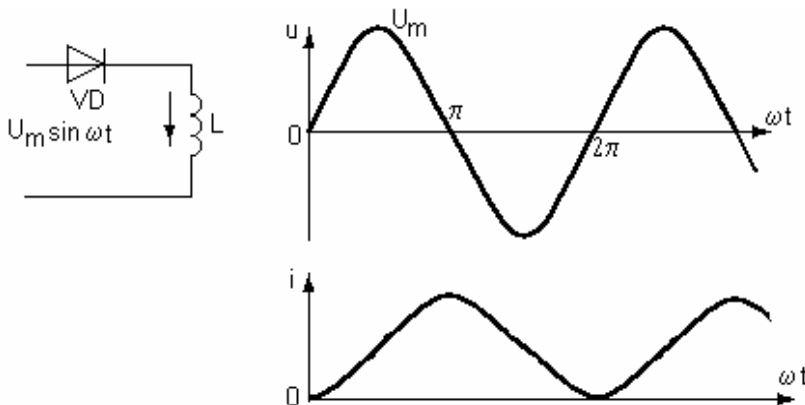
$$i = \frac{U_m}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (1-20)$$

Šīs strāvas maksimālā vērtība būs pie  $\omega t = \pi$ , kad  $I_m = 2U_m / \omega L$ , bet strāva samazināsies līdz nullei tikai sprieguma negatīvā pusperioda beigās, t.i., diode vadīs strāvu nepārtraukti. Strāvas vidējā vērtība

$$I_{vid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{U_m}{\omega L} (1 - \cos \omega t) d\omega t = \frac{U_m}{\omega L} \quad ; \quad (1-21)$$

efektīvā vērtība

$$I_{ef} = \frac{U_m}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (1 - 2\cos \omega t + \cos^2 \omega t) d\omega t} = \frac{U_m}{\omega L} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (1-22)$$



1.2. zīm. Strāvas diagramma ķēdei ar diodi un droseļi

Momentānās sprieguma vērtības uz droseles atbilst avota sprieguma vērtībām, t.i., tās ir sinusoidālas. Šāda sprieguma vidējā vērtība ir nulle. Tātad var secināt, ka **ideālas droseles vidējā sprieguma vērtība ir nulle.**

Šāda droseles īpašība ļauj vienkāršot sarežģītu pārveidotāja shēmu analīzi. Kas attiecas uz momentānās jaudas  $p = u \cdot i$  līkni, tad tā ir simetriska pret laika asi un divpolāra: intervālā no 0 līdz  $\pi$  jauda tiek saņemta no avota, intervālā no  $\pi$  līdz  $2\pi$  - atdota avotam. Vidējā jauda perioda laikā ir nulle. Kā redzam no (1-20), droseles strāvas amplitūda ir apgriezti proporcionāla

induktivitātes lielumam, kā arī signāla frekvencei. Palielinot droseļi, samazinās strāvas izmaiņu diapazons, t.i., drosele cenšas nogludināt strāvu. Šo droseles īpašību plaši pielieto pārveidotāju tehnikā.

Reālai droselei ir aktīvā pretestība  $R_{dr}$ . Vidējais sprieguma kritums uz droseles ir

$$U_{Lvid} = I_{vid} \cdot R_{dr} \quad , \quad (1-23)$$

un strāvas vadāmības leņķis caur diodi ir mazāks nekā  $2\pi$ .

**Piemērs.**

Ķēdei (1.2. zīm.) ar virknē slēgtu diodi un ideālu droseļi  $L=20\text{mH}$  pievienots sinusoidāls maiņspriegums ar frekvenci  $50\text{Hz}$  un efektīvo vērtību  $200\text{V}$ . Noteikt strāvas amplitūdu, vidējo un efektīvo vērtību, kā arī no tīkla patērēto reaktīvo jaudu!

1. Strāvas maksimums (sk. 1.2. zīm.) būs pie  $\omega t = \pi$  :

$$I_m = \frac{2U_m}{\omega L} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 200 \cdot 10^3}{314 \cdot 20} = 90,4 \text{ A} .$$

2. Strāvas vidējā vērtība

$$I_{vid} = \frac{U_m}{\omega L} = \frac{\sqrt{2} \cdot 200 \cdot 10^3}{314 \cdot 20} = 45,2 \text{ A} .$$

3. Strāvas efektīvā vērtība

$$I_{ef} = \frac{U_m}{\omega L} \sqrt{\frac{3}{2}} = 55,4 \text{ A} .$$

4. No tīkla patērētā reaktīvā jauda

$$Q = U \cdot I_{ef} = 200 \cdot 55,4 = 11080 \text{ var} .$$

**Kondensators** rada pretestību sprieguma izmaiņai. Kondensatora momentānā strāvas vērtība

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad . \quad (1-24)$$

Var izveidot shēmu ar virknē slēgtu diodi un kondensatoru, bet diodi šuntēt ar pretēji vadošu tranzistora slēdzi (1.3. zīm.). Slēdzi var vadīt tā, lai kondensatora spriegums mainītos secīgu pozitīvu pusperiodu veidā ar pauzi starp pusperiodiem. Tad kondensatora spriegums pozitīvā pusperioda laikā

$$u_c = U_m \sin \omega t \quad ,$$

bet strāva

$$i_c = \omega C U_m \cos \omega t \quad . \quad (1-25)$$

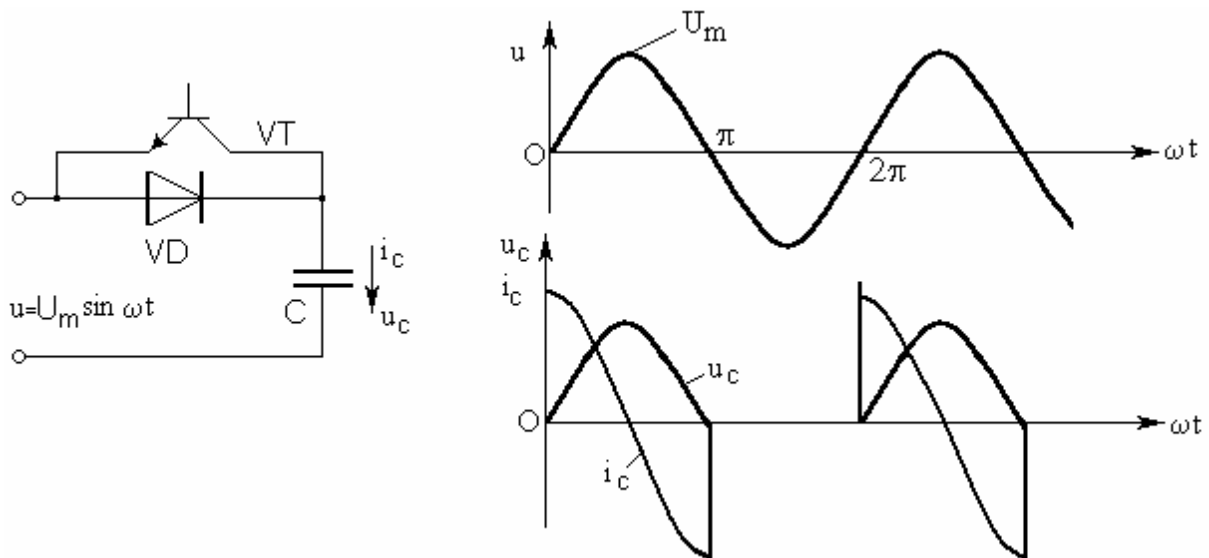
Sprieguma vidējā vērtība periodā

$$U_{Cvid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t = \frac{U_m}{\pi}, \quad (1-26)$$

bet kondensatora vidējā strāva

$$I_{Cvid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \omega C U_m \cos \omega t d\omega t = 0. \quad (1-27)$$

Tātad **kondensatora vidējā strāva ir nulle**. Arī šī kondensatora īpašība ļauj būtiski vienkāršot sarežģītu pārveidotāju shēmu analīzi. Kas attiecas uz momentānās jaudas līkni, tad arī šeit tā ir simetriska pret laika asi un vidējā jauda periodā ir nulle.



1.3.zīm. Strāvas un sprieguma līknes kondensatora ķēdē ar diodi un tranzistoru

#### Piemērs.

Kondensatora  $C=50\mu\text{F}$  ķēde caur diodi un tai paralēli ieslēgtu tranzistoru (1.3. zīm.) pieslēgta tīkla maiņspriegumam ar frekvenci 50Hz un efektīvo vērtību 350V. Noteikt tīkla strāvas efektīvo vērtību, sprieguma uz kondensatora vidējo vērtību, kā arī no tīkla patērēto reaktīvo jaudu!

1. Tīkla strāvas efektīvā vērtība

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \cos^2 \nu d\nu} = \sqrt{\frac{(\omega C U_m)^2}{2\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{314 \cdot 50 \cdot \sqrt{2} \cdot 350}{10^6 \cdot 2} = 3,9 \text{ A}.$$

2. Kondensatora sprieguma vidējā vērtība

$$U_{Cvid} = \frac{U_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 350}{\pi} = 158,3 \text{ V}.$$

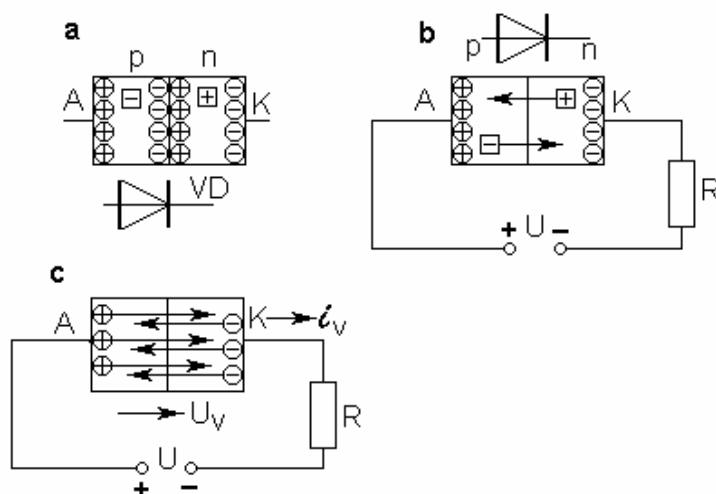
3. No tīkla patērētā reaktīvā jauda

$$Q = U \cdot I_{ef} = 350 \cdot 3,9 = 1365 \text{ var}.$$

### 1.3. Diodes īpašības un raksturlīknes

Diode veido no diviem savienotiem atšķirīgas vadāmības silīcija slāņiem: kreisajā slānī (1.4. zīm.) ir daudz brīvu pozitīvu (p) lādiņu, labajā slānī - daudz brīvu negatīvu (n) lādiņu. Šādu p-n posmu sauc par bipolāro.

Viena vai otra lādiņa pārsvaru iegūst, pievienojot silīcijam piejaukuma aktīvos materiālus. Taču gan vienā, gan otrā slānī ir diezgan daudz pretējas vadāmības lādiņi - mazākumlādiņi. Neitrālā stāvoklī daļa p pamatlādiņu pārvietojas uz n slāni, bet daļa n pamatlādiņu uz p slāni.



1.4. zīm. Diodes struktūras darbība neitrālā (a), sprostvirziena (b) un tiešās nobīdes (c) režīmā

Taču, šķērsojot robežu, p lādiņu tālāka virzība nobremzējas, jo vienlīdz spēcīgi iedarbojas n slāņa negatīvie lādiņi, kas šķērsojuši robežu un palikuši n slānī. Līdzīga situācija veidojas arī robežu šķērsojošajiem n lādiņiem. Veidojas robežlauks - potenciālu barjera ar potenciāla starpību silīcijam 0,7 V.

Ja p slānim pievieno ārējā avota negatīvo spaili, n slānim - pozitīvo, iegūst reversās nobīdes režīmu, kad robežslānī veidojas ļoti zemas vadāmības josla vairākumlādiņiem. Strāva ir tuva nullei, un to nosaka mazākumlādiņu plūsma. Šādas polaritātes spriegumu sauc par sprostsprīgu, bet strāvu - par noplūdes strāvu.

Ja sprostsprīgu palielina, pieaug noplūdes strāva. Pie kaut kāda samērā liela sprieguma (vairāki simti vai pat tūkstoši voltu) noplūdes strāva kļūst tik liela, ka jaudas zudumi un ar tiem saistītā p-n struktūras temperatūra sasniedz maksimāli pieļaujamo. Šo temperatūru pārsniedzot, notiek p-n robežas neatgriezeniska bojāšana - siltuma caursite.

Mazākumlādiņu kustības intensifikāciju sprostvirziena nobīdes režīmā stipri ietekmē arī diodes ārējā sildīšana, gaismas un ārējās jonizācijas iedarbe uz robežslāni un struktūru.

Ja p slānim pieslēdz pozitīvo ārējā avota spaili, n slānim - negatīvo, sākas pamatlādiņu plūsma un rodas elektriskā strāva

$$I_v = \frac{U - U_v}{R} \quad , \quad (1-28)$$

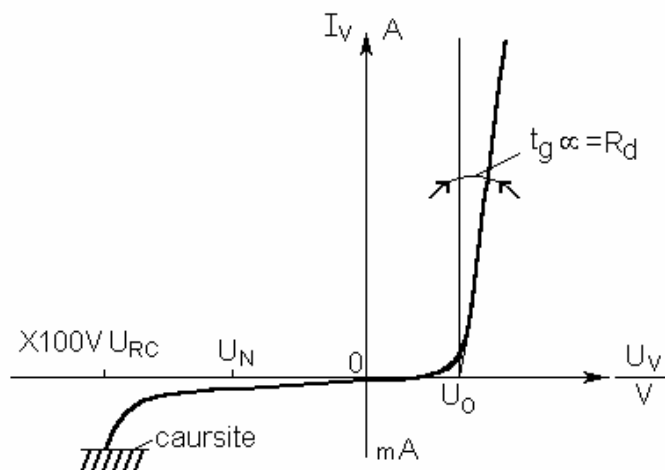
kur  $U_v$  ir sprieguma kritums uz diodes, kas ir lielāks par potenciālu barjeras spriegumu. Arī strāva ķēdē būs tikai tad, ja ārējais spriegums būs lielāks par barjeras spriegumu.

Diodes apzīmējuma bultiņa vērsta no p uz n slāni un norāda iespējamo darba strāvas virzienu, kas vērsts no anoda A uz katodu K.

1.5. zīm. attēlotas diodes voltampēra raksturlīknes (VAR), t.i., strāvas atkarība no sprieguma starp A un K. Tiešās nobīdes kvadrantā strāvu parasti mēra ampēros, spriegumu - no nulles līdz 2-2,5 V. Reversās nobīdes kvadrantā strāvu mēra miliampēros, spriegumu - simtos voltu. Tiešās nobīdes VAR var linearizēt kā

$$U_v = U_0 + I_v R_d \quad , \quad (1-29)$$

kur  $U_0$  - sliekšņa spriegums (aptuveni 0,9 V),  $R_d$  – dinamiskā (diferenciālā) pretestība.



1.5. zīm. Diodes VAR

Šī linearizētā VAR ir ļoti nozīmīga jaudas zudumu aprēķinam. Ja diode ieslēgta 1.1. zīm. shēmā un tās momentānā strāva intervālā no 0 līdz  $\pi$  ir  $i_v = I_m \sin \omega t$ , tad diodes vidējie jaudas zudumi periodā no tiešās strāvas ir aprēķināmi kā

$$\Delta P_{vid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t (U_0 + R_d I_m \sin \omega t) d\omega t = \frac{I_m U_0}{\pi} + \frac{I_m^2}{4} R_d = I_{vid} U_0 + I_{ef}^2 R_d \quad . \quad (1-30)$$

Šī ir tipveida izteiksme diodes jaudas zudumu aprēķinam . Aprēķinātā jauda nosaka diodes struktūras temperatūru stacionārā režīmā

$$\theta_{pn} = \theta_0 + \Delta P_{V_{vid}} \cdot R_T, \quad (1-31)$$

kur  $\theta_0$  - apkārtējās vides temperatūra,  $R_T$  - struktūras un dzesētājkonstrukcijas siltumpretestība ( $^{\circ}\text{C} / \text{W}$ ). Lai struktūra nesabruktu,  $\theta_{pn}$  nedrīkst pārsniegt  $130^{\circ}\text{C}$ .

Savukārt, zinot parametrus  $R_T$ ,  $R_d$ ,  $U_0$  un pieņemot  $\theta_{pn}$  un  $\theta_0$ , var aprēķināt pieļaujamo diodes strāvu ,t.i., ilgstoši pieļaujamo strāvas vidējo vērtību caur diodi 1.1. zīm. attēlotajā pamatshēmā:

$$I_{dp} = \frac{-2U_0 + 2\sqrt{U_0^2 + \frac{(\Theta_{pn} - \Theta_0)\pi^2 R_d}{R_T}}}{\pi^2 R_d}. \quad (1-32)$$

Jo  $R_T$  būs mazāka, t.i., labāk veidota dzesēšanas sistēma, jo  $I_{dp}$  būs lielāka. Ja pieņem nominālos  $R_T$ ,  $\theta_{pn}$ ,  $\theta_0$ , tad no šīs izteiksmes iegūst nominālo diodes strāvu.

Apmēram pusi no diodes caursites sprieguma  $U_{RC}$  pieņem par diodes nominālo spriegumu, kuru gan parasti izsaka 100 V vērtības klasēs. Ja, piemēram,  $U_{RC} = 1550 \text{ V}$ , tad  $U_N = 700 \text{ V}$  vai arī diode ir 7. klases pēc ilgstoši pieļaujamā sprieguma.

Jāatzīmē, ka caursiti nosaka momentānā sprieguma vērtība, tātad sprotsprieguma amplitūdas vērtība. Ja diodes ķēdei pieslēgts 220 V maņspriegums, tad jāatceras, ka tā ir efektīvā vērtība, bet amplitūda pārsniedz 300 V. Šādā gadījumā jāizvēlas 4. klases diode pēc pieļaujamā sprieguma.

#### **Piemērs.**

Līdzsprieguma avotam ar spriegumu  $U=10\text{V}$  pieslēgta strāvas ķēde no virknē savienotas diodes ar  $U_0=0,9\text{V}$ ,  $R_d=30\text{m}\Omega$  un rezistora  $R=0,5\Omega$ . Noteikt strāvu ķēdē, jaudas zudumus diodē, kā arī spriegumu uz rezistora! Noteikt diodes temperatūru, ja  $\Theta_0=35^{\circ}\text{C}$  un  $R_{th}=0,7\text{W}/^{\circ}\text{C}$ !

1. Ķēdes strāva

$$I = \frac{U - U_0 - I \cdot R_d}{R} = \frac{10 - 0,9 - I \cdot \frac{30}{10^3}}{0,5};$$

no šejienes  $I=39,56\text{A}$ .

2. Jaudas zudumi diodē

$$\Delta P_v = U_0 I + I^2 R_d = 0,9 \cdot 39,56 + 39,56^2 \cdot \frac{30}{10^3} = 82,56\text{W}.$$

3. Spriegums uz rezistora

$$U_R = U - U_0 - I \cdot R_d = 10 - 0,9 - 39,56 \cdot \frac{30}{10^3} = 7,91\text{V}.$$

4. Diodes temperatūra

$$\Theta_{pn} = \Theta_0 + \Delta P_v R_{th} = 35 + 82,56 \cdot 0,7 = 92,8^{\circ}\text{C}.$$

**Piemērs.**

Diode ar virknē slēgtu droseli  $L=10\text{mH}$  un rezistoru  $R=1\Omega$  pieslēgta sinusoidālam tīkla maiņspriegumam ar frekvenci  $50\text{Hz}$  un efektīvo vērtību  $U=200\text{V}$ . Noteikt diodes jaudas zudumus, kā arī tās temperatūru, ja  $U_0=0,9\text{V}$ ,  $R_d=30\text{m}\Omega$ ,  $\Theta_0=35^\circ\text{C}$  un  $R_{th}=0,7\text{W}/^\circ\text{C}$ ! Aprēķinos pieņemt, ka tīkla sprieguma pozitīvā pusperioda laikā drosesles spriegums ir vienāds ar tīkla sprieguma pusperiodā vidējās vērtības un rezistora vidējā sprieguma starpību, bet negatīvajā pusperiodā – ar šo spriegumu summu! Pieņemt arī, ka diode neietekmē strāvas izmaiņas tās vadāmības laikā!

1. Strāvas momentāno vērtību pieaugumu pozitīvā sprieguma pusperioda laikā var noteikt no vienādojuma

$$L \frac{I_m}{0,5T} = \frac{U}{1,11} - \frac{I_m}{2} R;$$

no šejienes

$$I_m = \frac{200}{1,11 \left( \frac{10}{10^3} \cdot 2 \cdot 50 + 0,5 \right)} = 120,1\text{A}.$$

1. Strāvas nokrišanas laiku  $t_2$  negatīvajā sprieguma pusperiodā var noteikt no vienādojuma

$$L \frac{I_m}{t_2} = \frac{U}{1,11} + \frac{I_m}{2} R;$$

no šejienes  $t_2=5\text{ms}$ .

3. Strāvas vidējā vērtība

$$I_v = \frac{I_m}{2T} [0,5T + t_2] = 45\text{A}.$$

1. Strāvas efektīvā pretestība

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{T/2} I_m^2 \frac{t^2}{(0,5T)^2} dt + \int_0^{t_2} I_m^2 \left(1 - \frac{t}{t_2}\right)^2 dt \right]} = I_m \cdot 0,5 = 60,05\text{A}.$$

5. Jaudas zudumi diodē

$$\Delta P_v = U_0 I_v + I_{ef}^2 R_d = 0,9 \cdot 45 + 60,05^2 \cdot \frac{10}{10^3} = 76,56\text{W}.$$

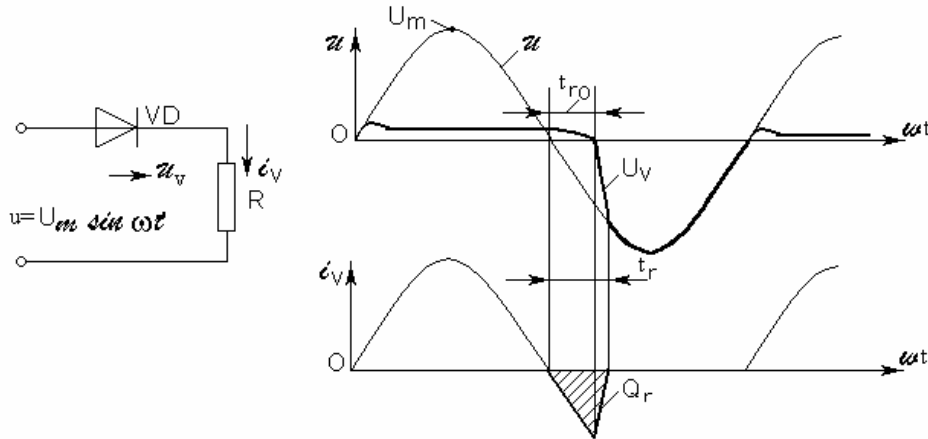
6. Diodes temperatūra

$$\Theta_{pn} = \Theta_0 + \Delta P_v R_{th} = 35 + 76,56 \cdot 0,3 = 57,97^\circ\text{C}.$$

Ļoti būtisks ir dinamiskais diodes darba režīms, kas novērojams strāvas vadāmības sākuma un beigu brīžos. Sākuma daļai raksturīga neliela tiešā sprieguma krituma palielināšanās, beigu daļā (1.6. zīm.) nelielā laika sprīdī  $t_{r0}$  diode vada pilnu strāvu sprostvirzienā.

Pēdējais režīms izskaidrojams ar palielinātas pretējās polaritātes vairākumlādiņu koncentrāciju attiecīgajos diodes slāņos strāvas vadāmības laikā (p slānī n vadāmības, un otrādi). Tādēļ, mainoties strāvas virzienam, vajadzīgs zināms laiks  $t_{r0}$ , lai ‘attīrītu’ slāņus. Šai laikā spriegums uz diodes ir ar tiešā virziena vadāmībai atbilstošu polaritāti, taču tā vērtība

pakāpeniski samazinās un intervāla beigās ir nulle. Turpmākajā sprosts spēju atjaunošanās laikā strāva strauji samazinās un diodes spriegums tuvojas avota noteiktajam sprosts spriegumam.



1.6. zīm. Diodes darbība dinamikā

Pretējās vadāmības strāvas līkne laikā veido ļoti raksturīgu dinamisko parametru - izslēgšanas lādiņu  $Q_r$ . Jo diode kvalitatīvāka, jo  $t_r$  un  $Q_r$  ir mazāki. Normālas kvalitātes diodei  $t_r$  ir aptuveni 5  $\mu\text{s}$ , izcilas kvalitātes - 1  $\mu\text{s}$ . Tā kā izslēgšanās procesa laikā diode nepilda vienvirziena vadības elementa funkcijas, tad skaidrs, ka, palielinot avota sprieguma frekvenci, pie noteiktas frekvences diode pilnīgi zaudēs sprosts spējas. Ja  $t_r = 5 \mu\text{s}$ , tad tas notiks pie 5  $\mu\text{s}$  ilga pusperioda, vai 10  $\mu\text{s}$  perioda. Pieļaujamā frekvence attiecīgi būs

$$f_{\max} = \frac{10^6}{10} = 100 \text{ kHz}.$$

Tā kā p-n pāreja ir visu pusvadītāju elementu pamats, tad tiem ir līdzīgas statiskās un dinamiskās īpašības, t.i., pusvadītāju elements nav ideāls vadītājs un nav absolūti ātrdarbīgs.

#### Piemērs.

Diodei cauri plūst trīstūrveida strāvas impulsi (sk. zīm.) ar amplitūdu 500A un norādītajiem laika parametriem. Noteikt reversā virziena strāvas amplitūdu un reversā virziena strāvas ilgumu, ja reversā virziena strāva mainās ar samazināšanās ātrumu un taisnstūrleņķa trīstūra formas reversās strāvas lādiņš ir  $Q=100\mu\text{C}$ !

1. Reversā virziena strāvas amplitūda

$$I_{VRm} = \frac{500 \cdot t_r \cdot 10^3}{0,2};$$

2. Laiks  $t_r$  nosakāms no izteiksmes

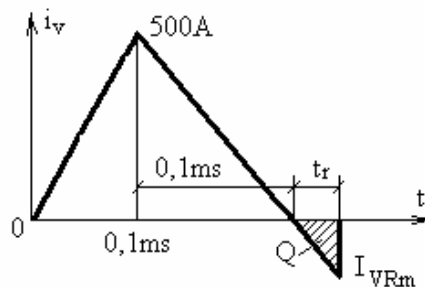
$$Q = \frac{I_{VRm}}{2} t_r = \frac{500 \cdot t_r^2 \cdot 10^3}{0,2};$$

no šeiienes

$$t_r = \sqrt{\frac{20}{500 \cdot 10^3} \cdot 0,2} = 6,32 \mu s.$$

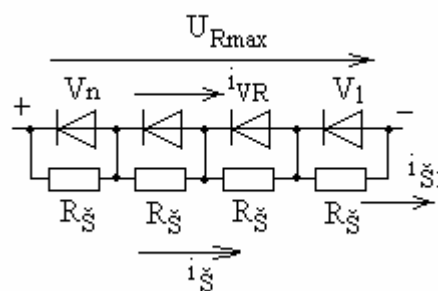
1. Reversās strāvas amplitūda

$$I_{VRm} = \frac{500 \cdot 6,32 \cdot 10^3}{10^6 \cdot 0,1} = 31,6 A.$$



Kas attiecas uz maksimāli iespējamajiem diodes parametriem, tad šodien var izveidot diodes ar vairāku kA nominālo strāvu un nominālo spriegumu virs 10 kV. Lai samazinātu jaudas zudumu izraisīto temperatūru, veido gan efektīvas dabiskās dzesēšanas, gan piespiedu dzesēšanas sistēmas ar ventilāciju un šķidrām siltumvades plūsmām.

Ja diodes jāizmanto ķēdēs ar augstākiem spriegumiem par diodes nominālo, tad diodes jāslēdz virknē. Taču pie šāda slēguma jāievēro, ka reversā virziena VA raksturliķnes diodēm nav identiskas. Tāpēc pie sprostrāvas lieluma, kas ir kopējs visai diožu virknei, katrai diodei var būt ļoti atšķirīgs sprostsprriegums. Lai izlīdzinātu sprostsprriegums starp virknē slēgtām diodēm, katru diodi šuntē ar augstomīgu rezistoru  $R_{\xi}$ .



Diožu virknes slēguma realizācija

Rezistora  $R_{\xi}$  nominālu izvēlas no šādiem apsvērumiem: vienu no diodēm (šeit  $V_1$ ) izvēlas kā ideālu bez sprostrāvas, caur pārējām  $(n-1)$  diodēm plūst sprostrāva  $i_{VR}$ , sprostsprriegums uz ideālās diodes nevar pārsniegt diodes nominālospriegumu  $U_{VN}$ . Tad

$$\left[ i_{VR} + \frac{U_{R \max} - U_{VN}}{R_s (n-1)} \right] R_s$$

un

$$R_s = \frac{nU_{VN} - U_{R \max}}{(n-1)i_{VR}}. \quad (1-33)$$

Šeit  $n$  ir virknē savienoto diožu skaits,  $U_{VN}$  ir diodes nominālais spriegums,  $U_{R \max}$  ir sprostsprieguma maksimālā vērtība. Šuntējošā rezistora jauda ir jānosaka ņemot vērā sprostsprieguma formu un diodes vadāmības laiku. Ja sprostspriegums ir periodisku sinusoidālas formas pusviļņu veidā ar pusperiodu ilgu vadāmību, tad

$$\Delta P_{R_s} = \frac{U_{VN}^2}{4R_s}.$$

#### **Piemērs.**

Maksimāli iespējamā sinusoidālu pusviļņu sprostsprieguma amplitūda ir 20kV. Diodes nominālais spriegums ir 3kV, bet tipveida reversā strāva pie nominālā sprieguma ir 5mA. Noteikt virknē slēdzamo diožu skaitu un šuntējošo rezistoru parametrus!

1. Virknē slēdzamo diožu skaits

$$n \geq \frac{U_{R \max}}{U_{VN}} = \frac{20 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3} = 6,66.$$

Pieņemam  $n=7$ .

2. Šuntējošo rezistoru nomināls

$$R_s = \frac{(7 \cdot 3 \cdot 10^3 - 20 \cdot 10^3) \cdot 10^3}{6 \cdot 5} = 33,2 \cdot 10^3 \Omega.$$

3. Jaudas zudumi šuntējošā rezistorā

$$\Delta P_{R_s} = \frac{(3 \cdot 10^3)^2}{4 \cdot 33,2 \cdot 10^3} = 67,77W.$$

### **1.4. Bipolārais tranzistors (BT) kā jaudīga pārveidotāja elements**

Bipolārais tranzistors sastāv no 3 pusvadītāja slāņiem: diviem p un viena n, veidojot p-n-p tranzistoru (1.7. zīm.), vai diviem n un viena p, veidojot n-p-n tranzistoru. Viens malējais slānis tiek saukts par emiteru (E) un apzīmēts ar strāvas vadāmības virzienu norādošu bultiņu (strāva plūst no ārējā avota pozitīvā uz negatīvo polu). Vidējais slānis kopā ar emiteru veido vadības p-n bipolāro pāreju vai diodi bultiņas virzienā un tiek saukts par bāzi (B). Atlikušais slānis ar ārējā darba sprieguma avota palīdzību "pārvelk" daļu no emitera pamatlādiņiem, kas vadības sprieguma ietekmē nokļuvuši bāzes slānī, uz darba sprieguma ķēdi. Šo slāni sauc par kolektoru (C) (1.7. zīm.).

Tranzistora bultiņas virziens nosaka nepieciešamo vadības un darba sprieguma avotu polaritāti: p-n-p tranzistoram E tieši vai caur rezistoru pieslēdz pozitīvo polu, bet B un C – attiecīgo vadības un darba sprieguma avotu negatīvo polu (1.7.zīm.a); n-p-n tranzistoram E tieši vai caur rezistoru pieslēdz negatīvo polu, bet B un C - attiecīgo avotu pozitīvo polu (1.7. zīm.b).

Lai “pārvilkšanas” process jeb tranzistorefekts notiktu, darba ķēdes spriegumam jābūt lielākam par vadības pārejas spriegumu  $U_{EB}$  vai  $U_{BE}$ . Attēlotās shēmas atbilst tā saucamajam kopemitera slēgumam, kuru visplašāk pielieto jaudīgajos pārveidotājos.

Tranzistora strāvas atbilstoši Kirhofa strāvu likumam nosakāmas kā

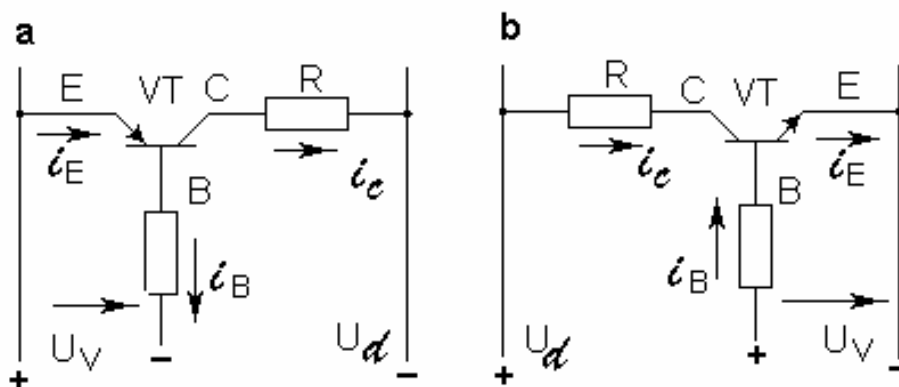
$$i_C = i_E - i_B \quad , \quad (1-34)$$

kur visas strāvas var būt tikai ar pozitīvu zīmi.

Kolektora un emitera strāvu attiecība tiek saukta par strāvas pārvades faktoru

$$\alpha = \frac{i_C}{i_E} < 1 \quad , \quad (1-35)$$

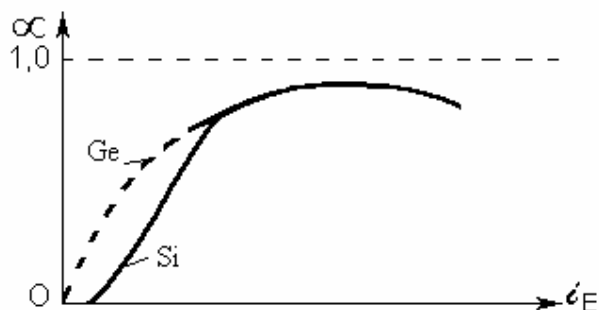
kas norāda, cik efektīgi emitera pamatlādiņi tiek “pārvilkti” uz kolektora ķēdi. Sakarība  $\alpha = f(i_E)$  ir ļoti būtiska sarežģītu p-n pāreju struktūru izveidei (1.8. zīm.). Silīcijam šai sakarībā ir neliela nejutības zona pie mazām emitera strāvām, bet pēc tam  $\alpha$  pieaug, sasniedzot maksimumu pie aptuveni puses no nominālās strāvas.



1.7. zīm. p-n-p (a) un n-p-n (b) tranzistoru pieslēgums

Kolektora un bāzes strāvu attiecība ir statistiskais strāvas pastiprinājuma koeficients  $\beta$ :

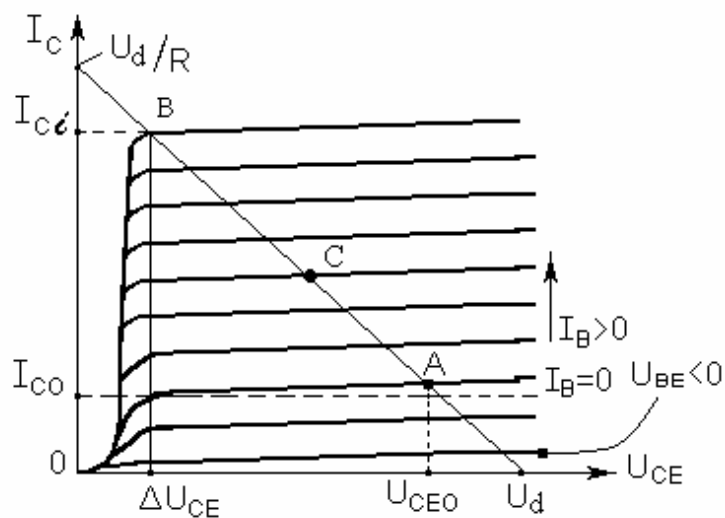
$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad . \quad (1-36)$$



1.8. zīm. Silīcija un germānija (Ge) tranzistoru strāvas pārvades koeficienta atkarība no emitera strāvas

Tā kā  $\alpha$  ir funkcija no  $i_E$ , tad  $\beta$  ir atkarīgs no  $i_E$ . Strāvas pastiprinājums sasniedz maksimālo vērtību pie  $\alpha_{\max}$ . Ja, piemēram,  $\alpha_{\max} = 0,95$ , tad  $\beta_{\max} = 19$ . Labiem bipolārajiem tranzistoriem  $\beta$  sasniedz 100 un vairāk. Taču, ja nepieciešams regulēt lielas kolektorstrāvas, tad nepieciešama liela bāzes strāva, kas apgrūtina BT pielietojumu.

Lai raksturotu BT darbību, aplūko kolektorstrāvas  $I_C$  atkarību no kolektora-emitera sprieguma  $U_{CE}$  (n-p-n tranzistoram) pie dažādām bāzes strāvas vērtībām (1.9. zīm.). Pie nemainīgas bāzes strāvas, palielinot kolektorspriegumu, kolektorstrāva sākumā strauji pieaug, bet vēlāk paliek praktiski nemainīga. Ja bāzes strāva ir nulle, kolektorspriegums ir aptuveni 85 % no darba ķēdes sprieguma un plūst neliela kolektorstrāva (punkts A). Kaut arī strāva nav liela, spriegums var būt liels un jaudas zudumi ievērojami. Piemēram, ja  $I_{CO} = 10 \text{ mA}$ , bet  $U_{CEO} = 400 \text{ V}$ , tad  $\Delta P_0 = 4 \text{ W}$ , kas ir samērā daudz tranzistoram. Lai labāk "aizvērtu" BT, maina vadības sprieguma polaritāti, un tas ļauj samazināt jaudas zudumus līdz minimumam.



1.9. zīm. n-p-n BT kolektorstrāvas atkarība no kolektorsprieguma

Palielinot bāzes strāvu pie nemainīga  $U_d$ , kolektorspriegums samazinās, un pie pietiekami lielas  $I_B$  tranzistors "atveras" pilnīgi, un kolektorstrāva kļūst tikai nedaudz mazāka par īsslēguma strāvu  $U_d / R$ . Saka, ka tranzistors punktā B ir "piesātinātas" darbības režīmā.

Tiešais sprieguma kritums  $\Delta U_{CE}$  šai režīmā var būt mazāks par bāzes-emitera spriegumu, kas norāda uz to, ka kolektora - bāzes sprostvirziena diode ir nobīdīta tiešajā virzienā, t.i., kolektora slānī ir milzums negatīvo emitera lādiņnesēju, bet bāzē daudz pozitīvo un diode it kā vada virzienā no bāzes uz kolektoru (n-p-n tranzistors).

Jaudas zudumi tranzistorā piesātinātajā režīmā nav lieli. Ja  $U_d = 100 \text{ V}$ ,  $\Delta U_{CE} = 2 \text{ V}$ ,  $R = 10 \Omega$ , tad kolektorstrāva būs  $9,8 \text{ A}$ , bet zudumi tranzistorā  $\Delta P_i = 19,6 \text{ W}$ . Ja tranzistors darbotos punktā C (1.9. zīm.) ar  $U_{CE} = 0,5 U_d$ , tad strāva būtu  $5 \text{ A}$ , bet zudumi -  $250 \text{ W}$ .

#### Piemērs.

*n-p-n* tranzistors ieslēgts līdzsprieguma  $U_d=200\text{V}$  ķēdē. Kolektora ķēdē ieslēgta slodzes pretestība  $R=10\Omega$ . Tranzistora  $\beta=15$ . Noteikt pie kādas bāzes strāvas jaudas zudumi tranzistorā būs maksimāli lieli! Noteikt pie kādas bāzes strāvas tranzistors būs pilnīgi ieslēgts (piesātināts)!

1. Spriegums starp tranzistora kolektoru un emiteru ir

$$U_{CE} = U_d - I_B \beta \cdot R.$$

2. Piesātinātā stāvoklī  $U_{CE} \approx 0$ . Tad bāzes strāva

$$I_{Bp} = \frac{U_d}{\beta \cdot R} = \frac{200}{15 \cdot 10} = 1,33 \text{ A}.$$

3. Jaudas zudumi tranzistorā

$$\Delta P_V = U_{CE} \cdot I_C = (U_d - \beta I_B R) \beta \cdot I_B.$$

Šo zudumu maksimālā vērtība būs pie bāzes strāvas  $I_{Bm}$ , kuru var noteikt no

$$\frac{d(\Delta P_V)}{dI_B} = \beta U_d - 2I_{Bm} \beta^2 R = 0.$$

No šejienes

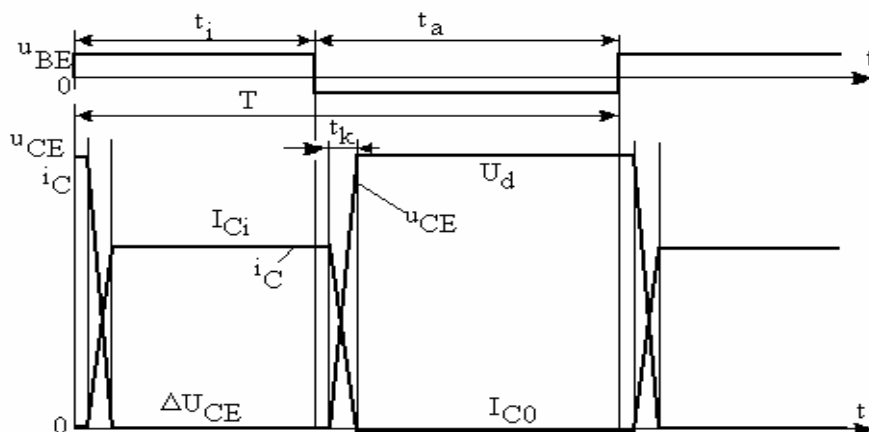
$$I_{Bm} = \frac{U_d}{2\beta R} = \frac{200}{2 \cdot 15 \cdot 10} = 0,666 \text{ A}$$

un maksimālie jaudas zudumi  $\Delta P_{Vm} = 999 \text{ W}$ !

Ievērojot jaudas zudumu nelielo vērtību galējos stāvokļos - piesātinātajā un aizvērtajā -, jaudas elektronikas sistēmās regulējošo efektu cenšas panākt tikai ar šo galējo stāvokļu izmantošanu: tranzistoru darbina tā saucamajā "slēdža" režīmā (1.10. zīm.). Zudumi perioda laikā tad sastāv no zudumiem galējos stāvokļos  $\Delta P_0$  un  $\Delta P_i$  un zudumiem  $\Delta P_k$  pārejas brīžos no viena stāvokļa otrā. Ja tranzistors darbojas ar rezistora slodzi un abi pārslēgšanās laiki ir vienādi, tad

$$\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_i + 2\Delta P_k = I_{C0} \cdot U_d \frac{t_a}{T} + I_{Ci} \cdot \Delta U_{CE} \frac{t_i}{T} + 2 \frac{I_{Ci} \cdot U_d \cdot t_k}{6T}. \quad (1-37)$$

Šeit  $I_{C0}$  un  $I_{Ci}$  ir kolektorstrāva izslēgtā un ieslēgtā stāvoklī;  $t_k$  - pārslēgšanās laiks (parasti 1...2  $\mu\text{s}$ );  $t_a$ ,  $t_i$ ,  $T$  - vadības signāla ilgums pārslēgšanās perioda  $T$  izslēgtajā un ieslēgtajā daļā (1.10. zīm.).



1.10. zīm. Tranzistora spriegumu un strāvas diagrammas "slēdža" režīmā ar aktīvu slodzi

Frekvencei pieaugot, pārslēgšanās laiku īpatsvars saīsinātajā periodā  $T$  pieaug, un pieaug trešās zudumu komponentes - komutācijas zudumu  $\Delta P_k$  - īpatsvars. Pie vairāku desmitu kilohercu frekvences komutācijas zudumi var sasniegt 50 ... 70 % no tranzistoram pieļaujamiem jaudas zudumiem  $\Delta P_{TR}$ . Siltumprocesa aprēķinam var izmantot (1-31) izteiksmi.

#### Piemērs.

$n-p-n$  tranzistors tiek pārslēgts slēdža režīmā ar frekvenci 5kHz ķēdē ar līdzstrāvas barošanas avotu ar  $U_d=200V$  un slodzes rezistoru  $R=5\Omega$ . Ieslēgtā laika ilgums ir 0,4 daļa no perioda, spriegums starp kolektoru un emiteru ieslēgtā stāvoklī ir 1,5V. Ieslēgtā stāvoklī noplūdes strāva caur slodzi ir 10mA. Tranzistors pāriet no izslēgta ieslēgtā stāvoklī  $1\mu s$  laikā, bet otrādi -  $2,5\mu s$  laikā. Noteikt jaudas zudumus tranzistorā!

1. Tranzistora jaudas zudumi ieslēgtā laikā

$$\Delta P_i = \frac{U_d - 1,5}{R} \cdot 1,5 \cdot 0,4 = 23,8W .$$

2. Tranzistora jaudas zudumi izslēgtā laikā

$$\Delta P_0 = U_d \cdot \frac{10}{10^3} \cdot 0,6 = 1,2W .$$

3. Tranzistora jaudas zudumi pārejā no izslēgta uz ieslēgtu stāvokli

$$\Delta P_{K1} = \frac{(U_d - 1,5) \cdot U_d \cdot t_{K1} \cdot f}{6R} = \frac{(200 - 1,5) \cdot 200 \cdot 1 \cdot 5 \cdot 10^3}{6 \cdot 5 \cdot 10^6} = 6,62W .$$

4. Tranzistora jaudas zudumi pārejā no ieslēgta uz izslēgtu stāvokli

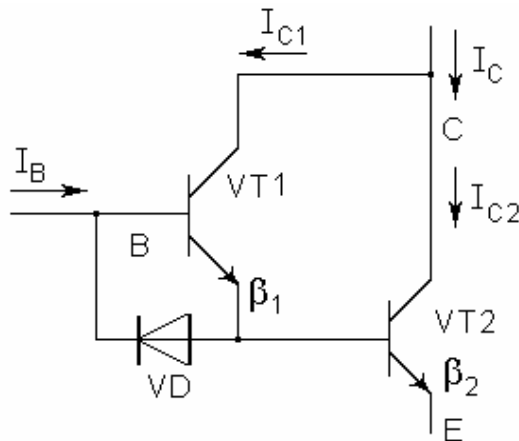
$$\Delta P_{K2} = \Delta P_{K1} \frac{t_{K2}}{t_{K1}} = 16,55W .$$

5. Summārie jaudas zudumi

$$\Delta P = \Delta P_i + \Delta P_0 + \Delta P_{K1} + \Delta P_{K2} = 48,17W .$$

Tranzistoram pasē uzdod maksimāli pieļaujamo kolektorspriegumu izslēgtā stāvoklī, maksimāli pieļaujamo strāvu ieslēgtā stāvoklī, pastiprinājuma koeficientu kā funkciju no  $I_C$ , sprieguma kritumu  $\Delta U_{CE}$  pie  $I_{Cmax}$ , pārslēgšanās laiku un dažus citus.

Bipolārā tranzistora galvenais trūkums ir nelielais pastiprinājuma koeficients, kā arī jaudas zudumu atkarība no bāzes strāvas. Lai palielinātu statisko pastiprinājuma koeficientu, pielieto saliktā tranzistora shēmas. Divu saliktu tranzistoru gadījumā to sauc par Darlingtona slēgumu (1.11. zīm.).



1.11. zīm. Darlingtona slēguma shēma

Šeit pirmā tranzistora VT1 emitera strāva ir otrā tranzistora bāzes strāva:

$$I_{B2} = I_B + I_{C1} = I_B (1 + \beta_1) . \quad (1-38)$$

$$\text{Kopējā kolektorstrāva} \quad I_C = I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_B + \beta_2 I_{B2} . \quad (1-39)$$

Ievērojot (1-38), slēguma statistiskais pastiprinājuma koeficients

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 . \quad (1-40)$$

Kā redzams, kopējais  $\beta$  ir lielāks par abu tranzistoru pastiprinājuma koeficientu reizinājumu.

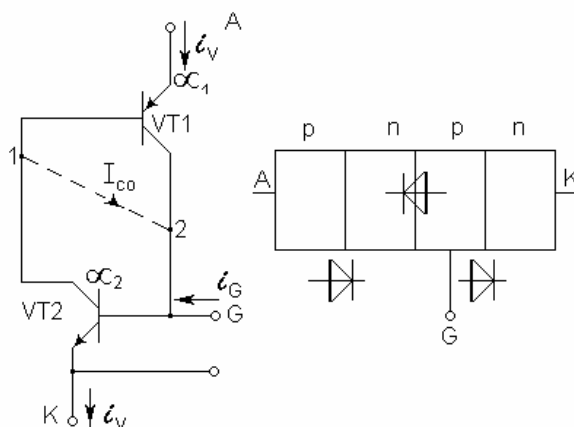
Tranzistora otrais trūkums ir ierobežota pārslodzes izturība. Ja pie nemainīgas bāzes strāvas kolektorstrāva ieslēgtā stāvoklī pieaug virs aprēķinātās, t.i., 1.9. zīm. slodzes taisne tiek pagriezta pulksteņa rādītāja virzienā, pieaug kolektorspriegums un jaudas zudumi. Rezultātā tiek pārsniegtas pieļaujamās temperatūras un sadeg pārejas. Lai novērstu šādu iespēju, jāparedz kolektorsprieguma operatīva kontrole pie ieslēdzošā bāzes signāla. Pieaugot kolektorspriegumam, vadības signāls jāatslēdz.

Šodien pieejami bipolārie tranzistori ar vairāku simtu ampēru kolektorstrāvu un vairāku simtu voltu kolektorspriegumu.

## 1.5 Tiristori

Tiristors ir vadāms slēdzis ar diodes īpašībām. Tiristoru izveidoja ar divu silīcija tranzistoru specifisku slēgumu (1.12. zīm.). Tranzistors VT1 ir p-n-p tipa ar strāvas pārvades koeficientu  $\alpha_1$ , un tā kolektors veido otrā n-p-n tipa tranzistora VT2 bāzi, kas ir arī kopējais tiristora vadības elektrods G (Gate - vārti).

Savukārt pirmā tranzistora bāze ir savienota ar otrā tranzistora kolektoru. Ja tiristoram pievieno tiešā virziena spriegumu (pozitīvo polu pie malējā p slāņa - anoda A, negatīvo pie malējā n slāņa - katoda K), tad tiristora četrslāņu p-n-p-n struktūrā (1.12. zīm.) divas malējās diodes ir ar tiešu nobīdi, bet vidējā uztver sprostsprriegumu. Caur šo vidējo diodi plūst mazākumlādiņu veidota noplūdes strāva  $I_{CO}$ .



1.12. zīm. Tiristora aizvietošanas shēma un četrslāņu struktūra

Jāaplūko gadījums, kad vadības strāva  $i_G = 0$ . Tranzistora VT2 kolektora strāva ir vienāda ar  $\alpha_2 \cdot i_v$ . Tranzistora VT1 bāzes strāva ir  $i_v \cdot (1 - \alpha_1)$ . Tādējādi, ievērojot noplūdes strāvu  $I_{CO}$ , punktā 1 veidojas strāvu vienādojums

$$i_v (1 - \alpha_1) = I_{CO} + \alpha_2 i_v \quad (1-41)$$

No šejienes tiristora strāva

$$i_v = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} \quad (1-42)$$

Kā parādīts 1.8. zīm., silīcija tranzistoram pie mazām emitera strāvām  $\alpha$  ir nulle. Šī īpatnība arī nodrošina tiristora struktūras stabilitāti pie mazām noplūdes strāvām. Noplūdes strāvai sasniedzot noteiktu lielumu (jaudīgiem tiristoriem 30...50 mA), sākas  $\alpha_1$  un  $\alpha_2$  pieaugums, kas izraisa  $i_v$  pieaugumu un jaunu  $\alpha_1$  un  $\alpha_2$  pieaugumu u.t.t., t.i., notiek lavīnveida atvēršanās process, pēc kura  $(\alpha_1 + \alpha_2) > 1$  un noplūdes strāva  $I_{CO}$  maina zīmi.

Noplūdes strāva var palielināties, ja

- 1) palielina spriegumu starp anodu un katodu,
- 2) palielina struktūras temperatūru,
- 3) iedarbojas uz vidējo pāreju ar gaismas plūsmu,
- 4) iedarbojas uz struktūru ar radiācijas plūsmu.

Pirmo iespēju izmanto ar spriegumu pārslēdzamas mazjaudas diodes jeb dinistora izveidei. Trešo iespēju palielināt  $I_{CO}$  līdz nepieciešamajai vērtībai ar gaismas plūsmu izmanto optiski vadāma tiristora-optotiristora izveidei. Optotiristors sastāv no gaismu izstarojošas mirdzdiodes VS.1 un no tās elektriski izolētas četrslāņu struktūras VS.2 (1.13. zīm.). Kad caur vadības diodi plūst neliela līdzstrāva (0,1...0,2 A), tā izstaro intensīvu gaismu, kas palielina  $I_{CO}$ , un struktūra VS.2 atveras, ja vien starp tās A un K ir tiešā virziena spriegums.

Speciālu struktūras sildīšanu tiristora ieslēgšanai neviens neveic, taču jāievēro, ka struktūras sasilšana notiek tiristora darbības gaitā. Tātad darbības gaitā samazinās tā sprieguma vērtība, pie kuras noplūdes strāva sasniedz kritisko vērtību. Par robežtemperatūru, līdz kurai tiristors spēj izturēt tiešo spriegumu bez vadības iedarbes, pieņem struktūras temperatūru  $120^{\circ}\text{C}$ .

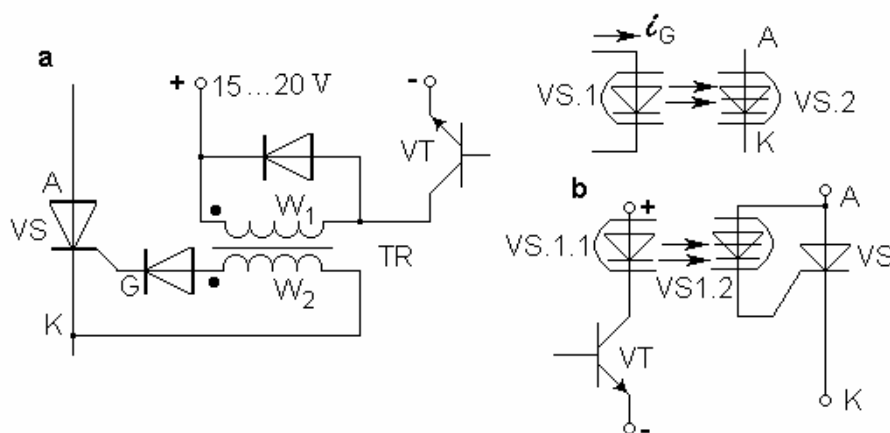
Otrs ir tiristora atvēršanās gadījumu ar vadības strāvu  $i_G > 0$ . Ievērojot, ka VT2 emitera strāva tad ir  $(i_V + i_G)$ , strāvu līdzsvara vienādojums punktā 2 būs

$$I_{CO} + \alpha_1 i_V + i_G = (1 - \alpha_2) (i_V + i_G) \quad (1-43)$$

No šejienes

$$i_V = \frac{I_{CO} + \alpha_2 i_G}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} \quad (1-44)$$

Kā redzams, strāvas pārvades koeficientu palielinājumu un tiristora atvēršanu var panākt ar tranzistora VT2 bāzes strāvas  $i_G$  palielināšanu virs kritiskās vērtības. Parasti vadības signālu pieslēdz īslaicīgi (30...100  $\mu\text{s}$  ilgi). Tiristora pasē norāda nepieciešamo ieslēdzošo vadības strāvu un spriegumu. Parasti nepieciešamā ieslēdzošā vadības strāva nepārsniedz 1 A, bet vadības spriegums - 4 V. Visbiežāk vadību veic ar impulsu transformatora palīdzību (1.13. zīm.a). Vadības ķēde tādējādi tiek elektriski izolēta no tiristora sprieguma ķēdes. Īslaicīgi ieslēdzot tranzistoru VT, transformatora primārajam tinumam  $w_1$  pievieno 15...20 V līdzspriegumu, bet sekundārajā tinumā inducējas sprieguma un strāvas impulss, pie tam strāvas ķēde noslēdzas caur tiristora G un K elektrodiem.



1.13. zīm. Tiristora vadīšana ar impulsu transformatoru (a) un optotiristoru (b)

**Piemērs .**

Tiristora abu ekvivalento tranzistoru strāvas pārvades koeficienti  $\alpha_1$  un  $\alpha_2$  mainās identiski atkarībā no emiteru strāvām: sāk lineāri pieaug no nulles vērtības pie strāvas 50mA un sasniedz vērtību 0,7 pie emitera strāvas 2A. Noteikt tiristora nepieciešamo vadības strāvu, lai to ieslēgtu, t.i., panāktu tiristora ķēdē strāvu 50mA! Noplūdes strāvu  $I_{C0}$  neņem vērā!

1. Anoda puses tranzistora  $\alpha$  mainās kā

$$\alpha_1 = \frac{i_V - 0,05}{2} \quad (\alpha_1 \geq 0);$$

2. Katoda puses tranzistora  $\alpha$  mainās kā

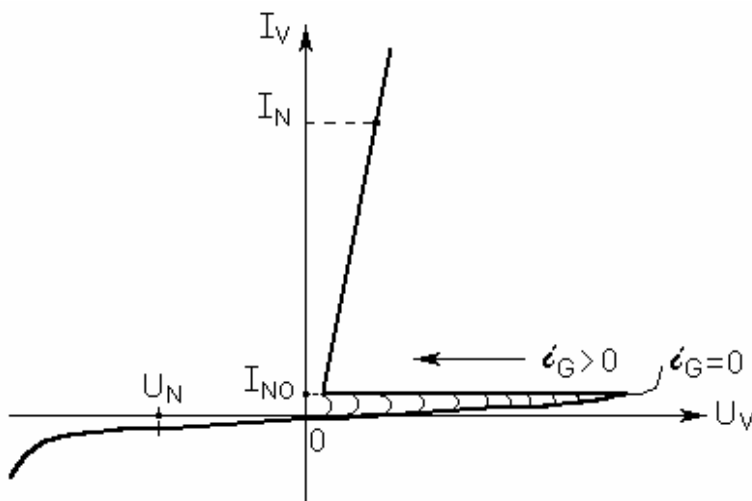
$$\alpha_2 = \frac{i_V + i_G - 0,05}{2} \quad (\alpha_2 \geq 0).$$

3. Pie  $i_V=0,05A$  tiristora strāvas vienādojums ir

$$0,05 = \frac{\frac{i_G}{2} \cdot i_G}{1 - \frac{i_G}{2}};$$

no šejienes nepieciešamā vadības strāva  $i_G=0,29A$ .

Tiristora VA raksturlīkne ieslēgtā stāvoklī ir līdzīga diodes raksturlīknei (1.14. zīm.). Taču tiešais sprieguma kritums ir lielāks, jo  $U_0 = 1,2 \dots 1,3$  V. Jāievēro, ka tiešā virziena ieslēgtā stāvokļa VA raksturlīkne nesākas no nulles, bet gan no relatīvi nelielas noturošās strāvas  $I_{NO}$ . Ja ķēdes pretestība nenodrošina strāvu, lielāku par  $I_{NO}$ , tad tiristors neatveras.



1.14. zīm. Tiristora VA.

Ja  $i_G = 0$ , tiristora tiešā virziena raksturlīkne līdz caursītei ir simetriska sprostvirziena raksturlīknei, t.i.,  $i_V(U_V) = -i_V(-U_V)$ . Kad sasniegts caursītes spriegums tiešajā virzienā, tiristors ieslēdzas un VA raksturlīkne ar lēcieni pāriet uz ieslēgtā stāvokļa raksturlīkni ar nelielu tiešo sprieguma kritumu.

Pēdējā laikā aizvien plašāk pielieto jaudas tiristora ieslēgšanu, savienojot A un G caur mazjaudīgu optiski vadāmu tiristoru VS1, kura vadības mirdzdiode VS1.1 (1.13.zīm.b) tiek uz īsu brīdi ieslēgta līdzstrāvas ķēdē. Šeit galvenā tiristora vadības strāva plūst tikai līdz brīdim, kad tiristors atveras.

Kad tiristors ir ieslēdzies, tas var tikt izslēgts vienīgi tad, ja samazina tā strāvu līdz nullei. Tā tas dabīgi notiek maiņstrāvas ķēdēs, bet līdzstrāvas ķēdēs jālieto papildus līdzekļi strāvas piespiedu samazināšanai līdz nullei. Šādu piespiedu komutāciju parasti veic, pieslēdzot sprostvirzienā uzlādētu kondensatoru paralēli tiristoram. Ja kondensatora sākotnējā enerģija ir pietiekami liela, pēc strāvas nodzēšanas vēl kādu laiku uz tiristora saglabājas sprostspriegums, kas garantē drošu izslēgšanos.

80-tajos gados izveidoja ar vadības signālu izslēdzamus tiristorus - divoperāciju tiristorus GTO. Tā kā ieslēgtajā stāvoklī  $(\alpha_1 + \alpha_2) > 1$ , tad pamatstrāvas  $i_V$  izslēgšanai (pieņemot, ka noplūdes strāva  $I_{CO}$  jau samazināta līdz nullei) jāpievada vadības strāva

$$i_G = \frac{(1 - \alpha_1 - \alpha_2)i_V}{\alpha_2} < 0, \quad (1-45)$$

kas var būt 30...70 % no pamatstrāvas  $i_V$ . Ja ieslēgtā stāvoklī  $i_V = 200\text{A}$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,7$ , tad

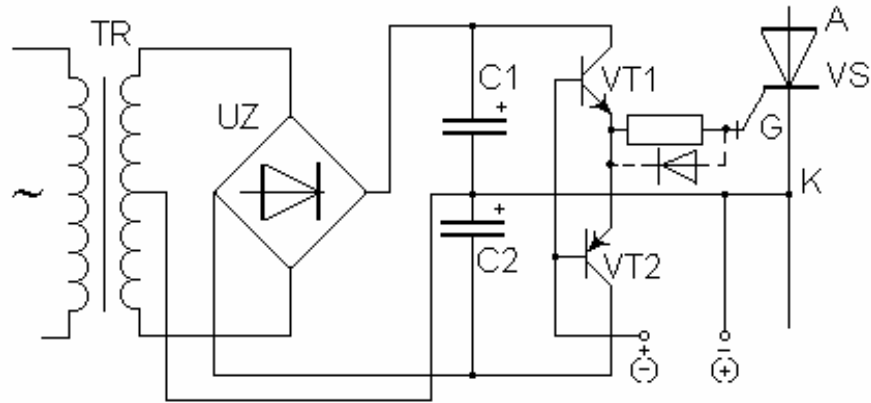
$$\text{izslēgšanai nepieciešama strāva} \quad i_G = \frac{-0,4 \cdot 200}{0,7} = -114 \text{ A}.$$

Kaut arī nepieciešamais negatīvās vadības strāvas plūšanas laiks ir neliels (aptuveni 5  $\mu\text{s}$ ), vadības elektroda ķēde struktūrā ir būtiski jāpastiprina, kā arī jārada lielas vadības strāvas avota ķēde. Parasti pielieto kondensatora izlādi (1.15. zīm.).

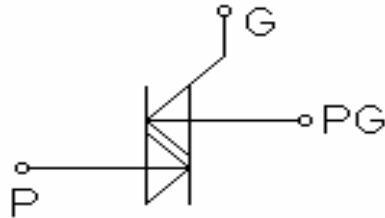
Tiristora vadības ķēdi caur tranzistoru VT1 var pieslēgt kondensatoram C1 un veidot ieslēgšanas signālu (ar G pozitīvu pret katodu). Savukārt, ieslēdzot VT2, vadības ķēdei var pieslēgt kondensatoru C2 un veidot izslēgšanas signālu, kad katods ir ar pozitīvu polaritāti pret vadības elektrodu G. Abi kondensatori C1 un C2 ir savienoti virknē un to koppelkts pievienots K. Tranzistoriem ir kopēja bāzu ķēde, kuras signāls attiecībā pret K nosaka vadības režīmu: ja bāzes ir pozitīvas pret K, ieslēgts ir VT1, un, ja negatīvas, tad, VT2.

Speciāls tiristoru struktūru variants ir divos virzienos ieslēdzams tiristors - simistors (triac - angliki). Šāds elements ir ļoti noderīgs simetriskas maiņstrāvas ķēžu regulēšanai, jo aizstāj divus pretēji paralēli slēgtus tiristorus, kā arī atvieglo to vadību. Bipolārā tranzistora un tiristora izveide saistīta ar amerikāņu zinātnieka V. Šoklija vārdu; simistora darbības pamatā ir 1959. gadā R. Oldriča formulētais šuntētās emitera pārejas princips.

Simistoram ir viens vadības elektrods G, viens ar vadību saistītais pamatķēdes elektrods PG un nesaistītais elektrods P (1.16.zīm.). Vadības signālu pievieno izvadiem G un PG. Var izveidot simistorus ar vairākiem vadības strāvas virziena variantiem. Viens no variantiem ir simistora ieslēgšana ar iespējamu abu virzienu vadības strāvu. Cits variants ir vadība ar viena noteikta virziena vadības strāvu - vai nu pozitīva, vai negatīva virziena.

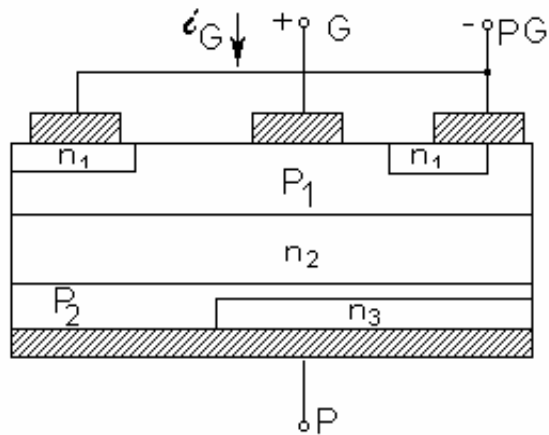


1.15. zīm. GTO tīristora vadības strāvas formēšana



1.16. zīm. Simistora apzīmējums

Lai izveidotu simetrisku struktūru, veido n-p-n-p-n struktūru ar šuntētām malējām pārejām (1.17. zīm.).



1.17. zīm. Simistora ar pozitīvu vadības strāvu struktūra

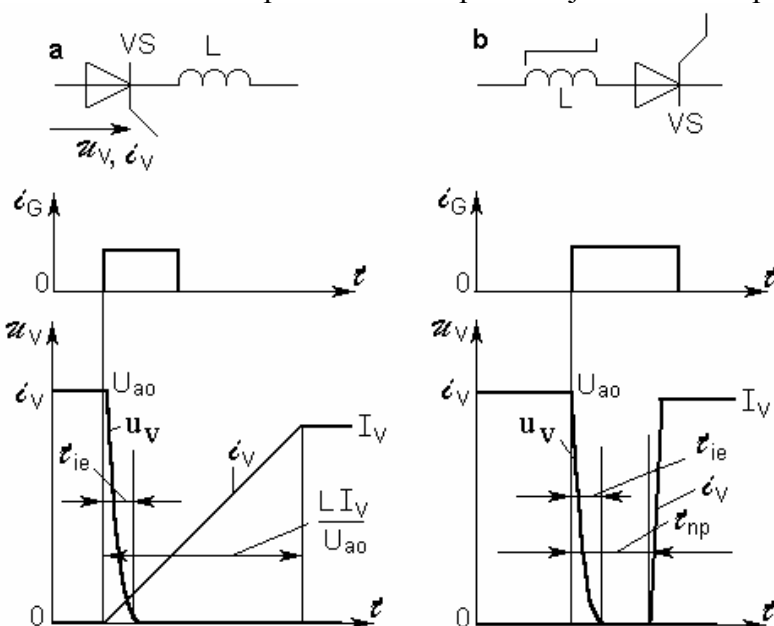
Ja P elektrods ir pozitīvs pret PG, tad darbojas parastā  $p_2-n_2-p_1-n_1$  tīristora struktūra ar vadību caur  $p_1-n_1$  pāreju. Ja ir pretēja spēka ķēdes sprieguma polaritāte, darbojas tīristora struktūra  $p_1-n_2-p_2-n_3$  ar vadību caur šuntēto  $p_1-n_1$  pāreju.

Simistora VA raksturlīkne abos virzienos ir līdzīga tiristora tiešā virziena raksturlīknei, taču pārslēgšanās strāva ieslēdzot ir vairākkārt lielāka par noturošo strāvu  $I_{NO}$  izslēdzot.

Ļoti būtiski visiem tiristora tipa pusvadītāju elementiem ir dinamiskie režīmi: ieslēgšanās process, izslēgšanās process, noturība pret straujām sprieguma izmaiņām.

Ieslēgšanās process ir raksturīgs ar pakāpenisku struktūras "atvēršanos" virzienā no vadības elektroda ar ātrumu  $0,5 \text{ mm} / \mu\text{s}$ . Ja pamatķēdes strāva uzreiz pilnā apmērā izplūst caur nelielo sākotnējās ieslēgšanās zonu, tad zonā rodas nepieļaujami strāvas blīvumi, kas izraisa lielus zudumus un paaugstinātu temperatūru. Ja temperatūra pārsniedz pieļaujamo, rodas struktūras neatgriezenisks kausējums.

Tātad, lai nodrošinātu sākotnējās ieslēgšanās zonas normālu termisko režīmu, nepieciešams ierobežot pamatstrāvas straujas pieaugšanas iespēju struktūras pilnīgas "atvēršanās" laikā, kurš modernajiem tiristoriem ir aptuveni  $5...7 \mu\text{s}$ . Ir divi šīs prasības realizācijas veidi: ar lineāras droseles palīdzību un ar piesātinājuma droseles palīdzību.



1.18.zīm. Tiristora ieslēgšanas process ar lineāro droseļi (a) un piesātinājuma droseļi (b)

Pirmajā variantā izmanto tiristora pasē uzdoto pieļaujamo strāvas pieauguma ātrumu  $[di / dt]$ , un ar tiristoru virknē slēgtās droseles (1.18. zīm.a) induktivitāti aprēķina, ievērojot pirmsatvēršanas spriegumu uz tiristora  $U_{a0}$  :

$$L \geq \frac{U_{a0}}{[di / dt]} \quad (1-46)$$

Tad maksimālie jaudas zudumi ieslēgšanās procesa laikā  $t_{ie}$  būs

$$\Delta P_{mie} \approx 0,25 U_{a0}^2 \frac{t_{ie}}{L} \quad (1-47)$$

bet vidēji procesa periodā  $T = 1 / f$

$$\Delta P_{ievid} \approx 0,16 f \frac{U_{a0}^2 t_{ie}}{L} \quad (1-48)$$

Kā redzams no izteiksmēm, ieslēgšanās procesa radītie jaudas zudumi strauji samazinās, pieaugot droseles induktivitātei. Taču šāda drosele ir samērā liela, kā arī rada sprieguma kritumu pie pamatķēdes strāvas izmaiņām kvazistacionārā procesā. Tāpēc līnē droseles vietā bieži lieto piesātinājuma droseļi ar serdes taisnstūrveida magnētizēšanas raksturlīkni (1.18. zīm. b).

Kamēr serde nav piesātināta, spoles inductīvā pretestība ir praktiski bezgalīga un strāva ķēdē neplūst. Droseles parametri ir jāizvēlas tā, lai nepiesātinātās darbības laiks pēc vadības signāla padošanas uz tiristoru nebūtu mazāks par  $t_{ie}$  :

$$t_{np} = \frac{(B_p - B_0)sw}{U_{a0}} \geq t_{ie} \quad , \quad (1-48)$$

kur  $B_p, B_0$  - magnētiskā materiāla piesātinājuma un paliekošā indukcija (T);  $s, w$  - serdes šķērsriezuma laukums ( $m^2$ ) un spoles vijumu skaits. Kad serde būs piesātinājusies un tās inductīvā pretestība praktiski būs nulle, tiristora struktūra jau būs "atvērta", tādēļ straujās strāvas palielinājums neizraisīs ieslēgšanās zudumus.

#### Piemērs.

Tiristors tiek atvērts ķēdē ar barojošo spriegumu  $U_a=600V$ ; virknē ar to ieslēgta strāvas pieaugumu ierobežojoša drosele ar  $L=20\mu H$ . Noteikt jaudas zudumu maksimālo vērtību ieslēgšanās laikā, ja šis laiks ir  $t_{ie}=10\mu s$ !

1. Ja pieņem, ka tiristora spriegums ieslēgšanās laikā samazinās lineāri, t.i.,

$$u_V = U_{a0} \left(1 - \frac{t}{t_{ie}}\right),$$

tad droseles spriegums ir

$$u_L = U_{a0} - U_{a0} \left(1 - \frac{t}{t_{ie}}\right) = U_{a0} \frac{t}{t_{ie}}.$$

2. Droseles un tiristora strāvas izmaiņas var noteikt no

$$L \frac{di}{dt} = U_{a0} \frac{t}{t_{ie}}$$

un

$$i_V = \frac{U_{a0}}{2Lt_{ie}} t^2.$$

3. Jaudas zudumi tiristorā ieslēgšanās laikā

$$\Delta P_V = u_V i_V = \frac{U_{a0}^2 t^2}{2Lt_{ie}} \left(1 - \frac{t}{t_{ie}}\right).$$

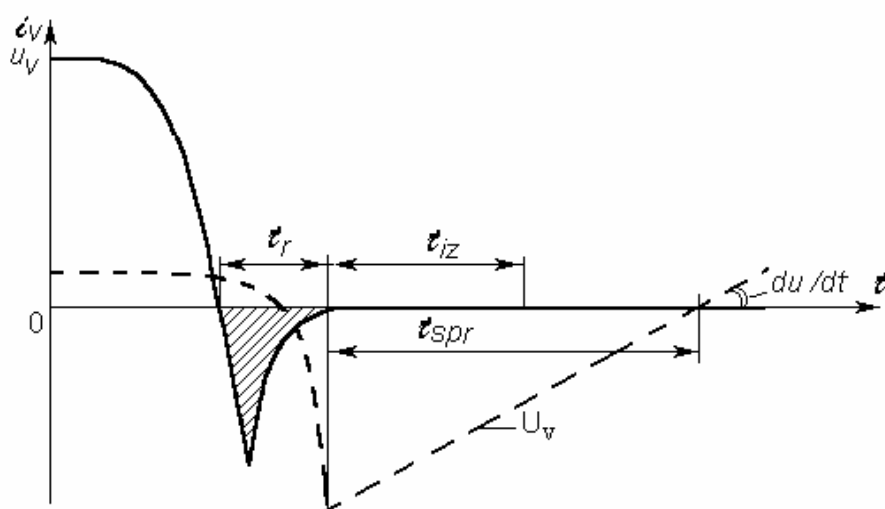
4. Šīs jaudas maksimums būs laika momentā  $t_1$ , ko nosaka no izteiksmes

$$\frac{d(\Delta P_V)}{dt} = 0; \quad t_1 = \frac{2t_{ie}}{3}.$$

5. Jaudas zudumu maksimālā vērtība ir

$$\Delta P_{Vm} = \frac{U_{a0}^2 4t_{ie}}{5\Delta I} = \frac{600^2 \cdot 4 \cdot 10 \cdot 10^6}{10^6 \cdot 5 \Delta \cdot 20} = 13333W.$$

Otrs dinamiskais process ir tiristora izslēgšanās (1.19. zīm.). Līdzīgi kā diodei (1.6. zīm.), tiristora strāva pēc nokrišanas līdz nullei kādu brīdi turpina plūst pretējā virzienā un pēc laika  $t_{r0}$  sāk atjaunoties sprostsprējas. Sprostsprēju atjaunošanās beigās uz tiristora pieaug sprostsprēguma vērtība. Ja sprostsprēgums no šā brīža sāk pakāpeniski mainīt polaritāti uz tiešajam sprēgumam atbilstošo (1.19. zīm.), var rasties problēmas ar tiristora atkārtotu patvarīgu ieslēgšanos, t.i., avārijas situāciju. Ieslēgšanās saistīta ar to, ka sprostsprēju atjaunošanās beigās ne visi tiristora slāņu vairākumlādiņi ir atgriezušies tiešās nobīdes sprēguma izturēšanai nepieciešamajās pozīcijās. Šim nolūkam sprostvirsiena sprēgumam jāpastāv zināmu garantētu, tiristora pasē norādītu laiku - izslēgšanas laiku  $t_{iz}$ .



1.19. zīm. Tiristora sekmīga izslēgšanās procesa diagrammas

Zīmējumā attēlotajā gadījumā izslēgšanās būs sekmīga, jo sprostsprēguma eksistēšanas laiks  $t_{spr} > t_{iz}$ . Mainīstrāvas ķēžu gadījumā  $t_{iz}$  ierobežo maksimālo tiristora darba frekvenci. Patiešām, sprēguma pusperiodam ir jābūt ilgākam par  $t_{iz}$ , un tāvad

$$f_{max} < \frac{1}{2t_{iz}} \quad (1-50)$$

Ja  $t_{iz} = 100 \mu s$  (slikts tiristor), tad  $f_{max} < 5 \text{ kHz}$ . Kvalitatīviem tiristoriem  $t_{iz} = 20...30 \mu s$ , un tie var darboties ķēdēs ar frekvenci 15...25 kHz.

Sevišķa nozīme izslēgšanās laikam ir komutējamās līdzstrāvas ķēdēs, kur tiristoru izslēgšanu veic piespiedu komutācijas veidā ar iepriekš uzlādētu kondensatoru pieslēgšanu tiristoram sprostvirsienā. Jo lielāks ir tiristora  $t_{iz}$ , jo lielāka vienādos apstākļos nepieciešama kondensatora kapacitāte. Lai samazinātu komutācijas mezglu gabarītus, cenšas pielietot tiristorus ar mazu  $t_{iz}$ .

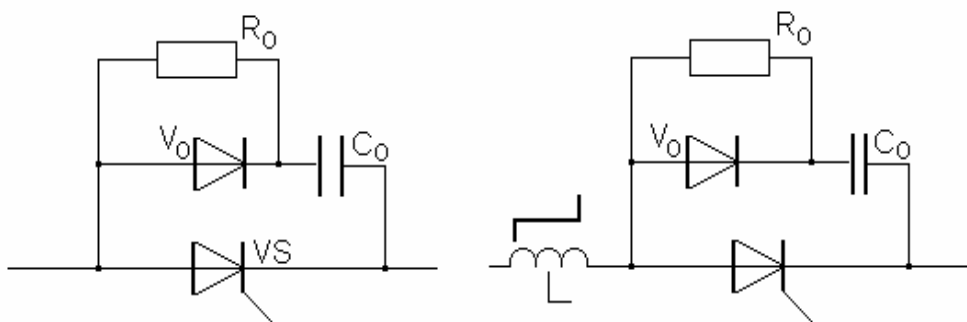
Trešais dinamiskais process – tiešā sprēguma pieaugums - ir saistīts ar tiristora tiešā sprēguma atjaunošanās ātrumu pēc izslēgšanās procesa. Pie tiešā sprēguma sprostvirsienā nobīdītajai vidējās pārejas diodei (1.12. zīm.) ir noteikta kapacitāte  $C_{np}$ . Sprēgumam ātri atjaunojoties, pieaug noplūdes strāva caur šo pāreju - kondensatoru:

$$i_{C_0} = i_{C_{np}} = C_{np} \frac{du}{dt} \quad (1-51)$$

Ja  $du / dt$  ir liels, strāva  $i_{C_0}$  var pārsniegt kritisko vērtību, pie kuras sākas tiristora ekvivalento tranzistoru strāvas pārvades faktoru  $\alpha_1$  un  $\alpha_2$  palielināšanās no sākotnējās nulles vērtības. Ja tāds process sākas, tad tiristors patvaļīgi ieslēgsies un radīsies avārijas situācija. Ja kritiskā strāva  $I_{C_0} = 30$  mA, pārejas kapacitāte  $C_{np} = 100 \cdot 10^{-12}$  F, tad kritiskā  $du / dt$  vērtība būs 300 V/ $\mu$ s. Lai tiristors droši izslēgtos, tā tiešā virziena spriegumam jāparādās laika momentā  $t_{spr}$ , kad tiristora izslēgšanās procesi ir pilnīgi beigušies, t.i.,  $t_{spr} > t_{iz}$  (1.19.zīm.).

Lai nerastos avārijas situācijas, pielieto sprieguma pieauguma ātruma slāpētājķēdes (1.20. zīm.), kuru pamatā ir tiristoram paralēli caur diodi  $V_0$  pieslēgta neliela kondensatora  $C_0$  uzlāde ar komutējamās ķēdes strāvu. Lai neradītu lielas strāvas ar lielu pieauguma ātrumu pie tiristora ieslēgšanas, kondensatoru izlādē caur samērā lielu rezistoru  $R_0$ . Šādas aizsardzības ķēdes sauc par RDC ķēdītēm.

Sevišķi efektīvi šādas ķēdītes darbojas kopā ar virknē slēgtu piesātinājuma droseļi. Izslēgšanās laikā sprostvirzienā plūstošā strāva pārmagnetizē serdeni uz pretējās zīmes indukciju (vai tikai atmagnetizē, atkarībā no režīma). Tādēļ pēc tiristora sprostspēju atjaunošanās droseles un kondensatora  $C_0$  uzlādes strāva nevar pārsniegt tiešā virziena magnetizēšanās strāvu, kas ir ļoti maza, un tādēļ  $du / dt$  ierobežošanai nepieciešams ļoti mazas kapacitātes kondensators.



1.20. zīm. R-D-C aizsardzības ķēdītes

Lai izvēlētos RDC ķēdes parametrus, tiristora pasē norāda pieļaujamo  $[du / dt]$ . Tad nepieciešamā kapacitāte, ja nelieto piesātinājuma droseļi,

$$C_0 > \frac{I_{sl}}{[du / dt]} \quad (1-52)$$

Rezistora  $R_0$  pretestībai jābūt tādai, lai periodiskā procesā kondensators pilnīgi izlādētos tiristora ieslēgtā stāvokļa laikā. Ja  $I_{sl} = 100$  A un  $[du / dt] = 200$  V/ $\mu$ s, tad  $C_0 > 0,5$   $\mu$ F. Ja tiristors darbojas ar 5 kHz frekvenci, ieslēgtā stāvokļa laiks ir 100  $\mu$ s (pusperiodu ilgš) un  $R_0 = 100 \cdot 10^6 / (3 \cdot C_0) = 60$   $\Omega$ . Šeit pieņemts, ka RC ķēdē kondensators pilnīgi izlādējas 3 laika konstanšu laikā.

Jāvērš uzmanība uz rezistorā izdalītās jaudas iespējamo lielo vērtību. Šī jauda ir atkarīga tikai no kondensatorā uzkrātās enerģijas un darba frekvences. RDC ķēdei šī jauda aprēķināma kā

$$P_{R0} = \frac{C_0 U_{\max}^2 f}{2}, \quad (1-53)$$

kur  $U_{\max}$  ir lielākais spriegums, līdz kuram var būt uzlādēts  $C_0$ . Ja iepriekšējā piemērā  $U_{\max} = 550$  V, rezistora nepieciešamā jauda būs  $P_{R0} = 377,5$  W. Tā ir samērā iespaidīga jauda, un rezistora gabarīti būs lieli. Lai samazinātu RDC ķēdīšu gabarītus, jālieto pēc iespējas kvalitatīvāki tiristori.

Tiristori galvenokārt ir paredzēti samērā lielās jaudas iekārtām. Pašreiz iespējams izveidot tiristorus ar nominālo strāvu līdz dažiem kA, nominālo spriegumu virs 10 kV, pieļaujamo  $[di / dt] > 1000$  A /  $\mu$ s,  $[du / dt] > 1000$  V /  $\mu$ s un izslēgšanas laiku mazāku par 20  $\mu$ s.

## 1.6. Jaudīgie lauktranzistori

Tranzistora realizācijas otra versija saistīta ar strāvas vadāmības kanāla izveidi pusvadītājā ārējā elektriskā lauka iedarbes rezultātā. Tika izveidota versija MOSFET. Kanālu var veidot gan n-lādiņnesēji, gan p-lādiņnesēji, un tad attiecīgi veidojas gan n kanāla, gan p kanāla lauktranzistori.

Lauktranzistoru veido n vai p tipa pamatne, un tās galos iestrādāti pretējās vadāmības kontaktaukumiņi, kuru izmēri nosaka arī vadāmības kanāla biezumu (1.21. zīm.).

Virš pamatnes uzklāts izolējošais oksīda slānis, bet virs tā izvietots metālisks elektrods G - aizvars, kuram pievieno vadības sprieguma vienu polu. Otru vadības sprieguma polu pievieno pamatnei, kuru savukārt elektriski savieno ar vienu no pusvadītāja kontaktaukumiņiem - izteci S (source). Otru pusvadītāja kontaktaukumiņu sauc par noteci D (drain).

Ja pamatne ir n-vadāmības, tad, veidojot vadības elektrisko lauku starp G un S, kanālu var aizpildīt ar p pamatnes mazākumlādiņiem, tā izveidojot p kanālu. Šim nolūkam aizvaram jāpievieno par pamatnes potenciālu negatīvāks sprieguma potenciāls. Tā kā pamatne pievienota pozitīvākajam kontaktaukumiņam S, tad, lai ieslēgtu p kanāla tranzistoru, aizvars G jāpievieno negatīvajam vadības sprieguma elektrodam. Pamatnes bultiņa norāda ieslēgšanai nepieciešamo vadības elektriskā lauka polaritāti (no negatīvā uz pozitīvu). Tā kā aizvars ir izolēts no pamatnes, vadības strāva ir nulle. Ja pamatne ir p-vadāmības, kontaktaukumiņi n-vadāmības, tad vadības elektriskais lauks starp G un S var aizpildīt kanālu ar pamatnes n mazākumlādiņiem, tā izveidojot n kanālu. Šim nolūkam G jāpievieno pozitīvais potenciāls, bet pamatne jāpievieno pie negatīvā kontaktaukumiņa S. Tātad 1.21. zīm. b attēlotajā shēmā lauktranzistora ieslēgšanai G jāpievieno pie pozitīvā vadības sprieguma elektroda.

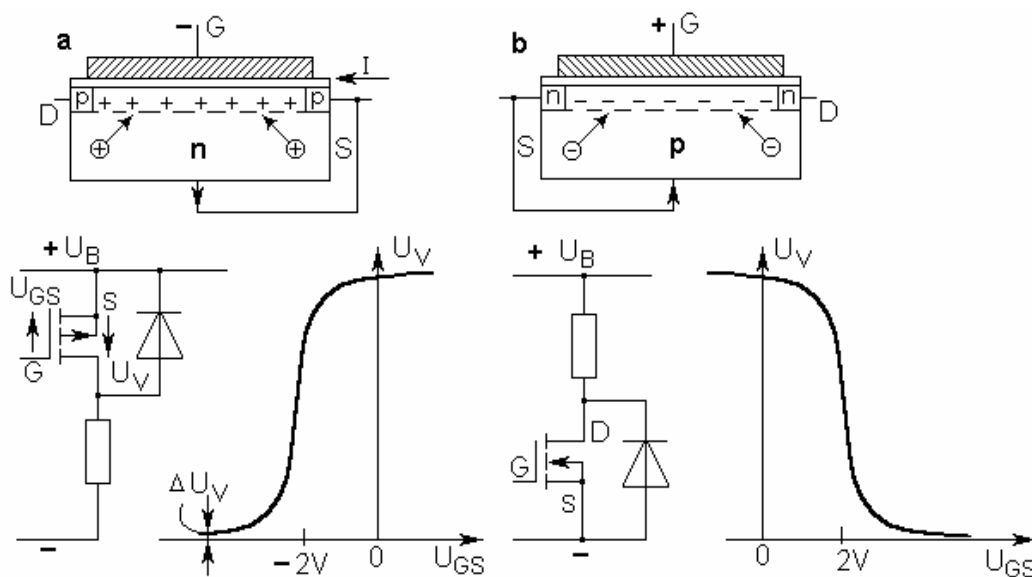
Šāds tranzistors bez vadības sprieguma ir normāli ieslēgtā stāvoklī, bet ar nepieciešamo vadības spriegumu (parasti mazāku par 20 V) kanāls aizpildās, tāpēc to sauc par "pildināšanas" tipa (Enhancement Mode) MOSFET. Tranzistorus parasti veido ar iebūvētu atdrabīgu diodi, kas pasargā no sprotspriegumiem. MOSFET ieslēgšanai nepieciešams aptuveni 4...7 V spriegums starp G un S (sliekšņa spriegums parasti ir 2...4 V). Pilnīgi ieslēgtā

stāvoklī sprieguma kritums uz tranzistora ir atkarīgs no kanāla pretestības attiecības pret kopējo slodzes un kanāla pretestību, reizinātu ar barošanas spriegumu. Ja barošanas spriegums pieaug, spriegums  $U_V$  uz ieslēgtā lauktranzistora pieaug. Reizē pieaug arī zudumi tranzistorā. Tas ir MOSFET elementu lielākais trūkums.

Informatīvajos materiālos norāda noslēgtā kanāla pretestību  $R_{DS(on)}$ , kas, piemēram, 10 A MOSFET ar nominālo spriegumu 100 V ir aptuveni 0,1  $\Omega$ , ar 200 V spriegumu - 0,2  $\Omega$ , ar 400 V spriegumu - 0,6  $\Omega$ , ar 1000 V spriegumu - 1,2  $\Omega$ . Aptuveni

$$R_{DS(on)} = k U_N^{1,5} .$$

Ja pieļaujamie jaudas zudumi elementā ir 300 W (gandrīz tipveida parametrs lielajiem MOSFET), pie 1000 V sprieguma nominālā strāva nevar pārsniegt 15 A. Jāatzīmē gan, ka MOSFET tranzistori var darboties pie struktūras temperatūras līdz 150°C.



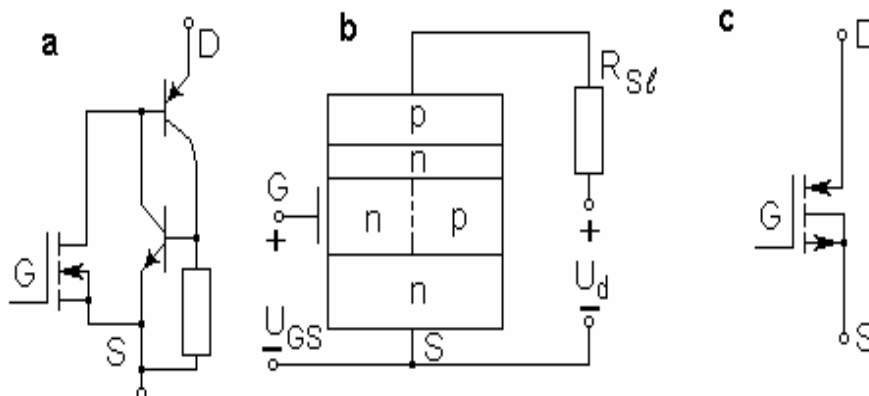
1.21. zīm. MOSFET ar p kanāla un n kanāla vadāmību

MOSFET tranzistori ir ļoti ātrdarbīgi, un to pārslēgšanās laiki mērāmi nanosekundēs. Tipiski ieslēgšanās laiki ir 20...50 ns, izslēgšanās laiki - 200...250 ns. Tāpat jāatzīmē, ka pārslēgšanās laiki nav atkarīgi no temperatūras. MOSFET var darboties ar vairāku miljonu hercu frekvenci.

Jāatzīmē, ka MOSFET var darbināt paralēlā slēgumā, jo to noteiktās kanāla pretestības sekmē strāvu izlīdzināšanos starp tranzistoriem. Tā ir ļoti laba īpašība, kas ļauj samērā vienkārši palielināt iekārtu jaudu.

Aplūkotie MOSFET tiek saukti par loģisko līmeņu tranzistoriem  $L^2$ FET. Pēdējā laikā parādījusies jauna lauktranzistoru versija - vadāmības modulētie FET (Conductivity Modulated

FET jeb COMFET). COMFET ar n kanāla vadāmību ir 1.22. zīm. attēlotā ekvivalentā shēma un mezgla struktūra.



1.22. zīm. COMFET aizvietošanas shēma (a), struktūras izveides shēma (b) un elektriskais apzīmējums (c)

Ja aplūko shēmu, var redzēt, ka COMFET faktiski ir ar lauktranzistoru vadāms tiristors. Tāpēc tam ieslēgtā stāvoklī ir tiristoram raksturīgā voltampēru raksturlīkne ar aptuveni no strāvas nemainīgu 2,5 V tiešo sprieguma kritumu. Taču pārslēgšanās laiki ir stipri lielāki nekā MOSFET. Tā tipveida ieslēgšanās laiks ir 200 ns, izslēgšanās - 700...900 ns.

Ievērojot to, ka COMFET ieslēgtā stāvokļa sprieguma kritums nav atkarīgs no darba sprieguma, COMFET nominālos spriegumus pie pietiekami lielām strāvām (50...100 A) var palielināt līdz 1 kV un augstāk.

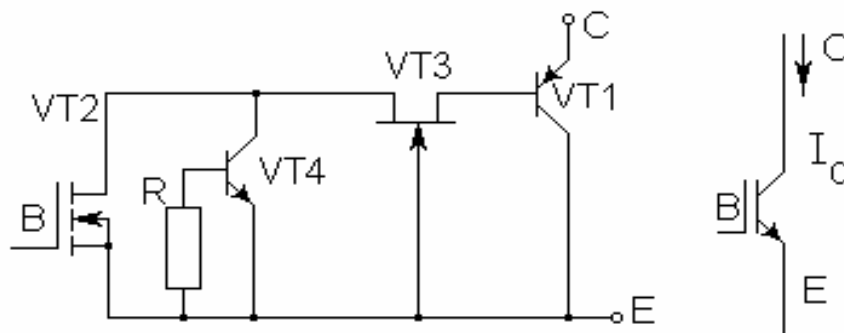
### 1.7. Izolētās bāzes bipolārie tranzistori (IGBT)

MOSFET tranzistora, bipolārā tranzistora un zināmā mērā tiristora apvienojums vienā elementā ļāva izveidot slēdzi ar nulles statisko vadības strāvu, augstu nominālo spriegumu, lielu strāvu un maziem pārslēgšanas laikiem, kuru nosauca par izolētās bāzes bipolāro tranzistoru IGBT.

IGBT ekvivalentā shēma attēlota 1.23. zīm. un atgādina pseido-Darlingtona slēgumu no p-n-p bipolārā tranzistora VT1 un n-kanāla vadības lauktranzistora VT2. Starp VT2 noteci un VT1 bāzi ieslēgtais parastais kanāla lauktranzistors VT3 uzņem p-n-p tranzistora emitera (IGBT kolektora) un kolektora tiešā sprieguma daļu, ļaujot VT2 veidot ar nelielu spriegumu, tātad nelielu  $R_{DS(ON)}$ .

Ja bāzes potenciāls ir pozitīvāks par emitera, pie tiešā sprieguma atveras VT2 un arī VT1. Tiešais sprieguma kritums ieslēgtā stāvoklī nekad nevar būt mazāks par p-n-p tranzistora diodes starp emiteru un bāzi sprieguma kritumu. Tipiskās IGBT voltampēru raksturlīknes attēlotas 1.24. zīm.

Jāatzīmē, ka pieļaujamā temperatūra ir  $+150^{\circ}\text{C}$ . Kā redzams, strāva ķēdē ir atkarīga no vadības sprieguma. Lai panāktu pilnīgu ieslēgšanos ar mazu sprieguma kritumu (zem 2V), jālieto samērā liels vadības spriegums - tuvs maksimāli pieļaujamiem 20 V. Izslēgšanai pieļaujamais vadības spriegums ir mīnus 20 V.



1.23. zīm. IGBT aizvietošanas shēma

Kad p-n-p tranzistors ir ieslēdzies, tas nav dziļi piesātinātā stāvoklī, jo to traucē VT1 bāzes strāvas ieguves shēma. Tādēļ IGBT izslēgšanās ir pietiekoši ātra - no 100 līdz 3000 ns. Ja izslēgšanās ir ātra, pārslēgšanās zudumi ir samērā mazi, kas ļauj darboties ar lielu frekvenci.

IGBT daļa 3 grupās:

S - standarta ātruma IGBT ar pilno ieslēgšanās laiku ap 25 ns, pilno izslēgšanās laiku līdz 1600 ns, kopējiem pārslēgšanās procesa enerģijas zudumiem periodā 7,0 mJ (nominālajai strāvai 10 A), kas varētu darboties ar pārslēgšanās frekvenci līdz 1 kHz;

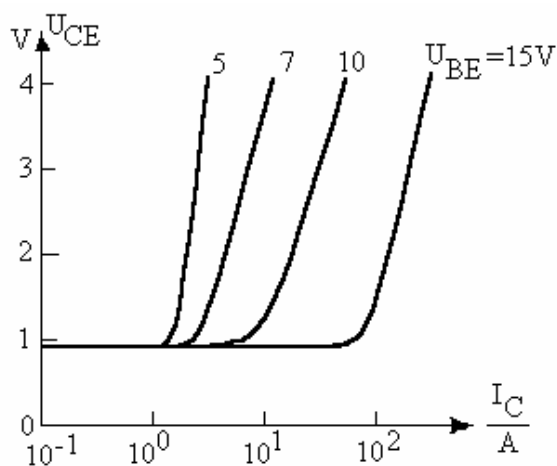
F - ātrie IGBT ar pilno ieslēgšanās laiku ap 13 ns, izslēgšanās laiku 600 ns, pārslēgšanās procesa enerģijas zudumiem 1,8 mJ (nominālajai strāvai 10 A), kas varētu darboties ar pārslēgšanās frekvenci līdz 10 kHz;

U - ļoti ātrie IGBT ar izslēgšanās laiku 190 ns, pārslēgšanās procesa enerģijas zudumiem 1 mJ, kas varētu strādāt līdz vairāku desmitu kilohercu frekvencei.

Pārslēgšanās enerģijas zudumus nosaka 1.25. zīm. attēlotajā shēmā, kurā vispirms reizē uz īsu brīdi atver VT1, VT2, iegūstot droselē L strāvu  $I_C$ , kas pēc šo tranzistoru izslēgšanās noslēdzas caur diodi V1 un stabilitronu V2, radot uz pētāmā tranzistora sākotnējo un beigu kolektorspriegumu.

Kad ieslēdz pētāmo tranzistoru VT3, tā atvēršanās process notiek pie stabilitrona sprieguma  $U_C$ , kad tā strāva pieaug no nulles līdz  $I_C$ , bet pēc tam pie pilnas  $I_C$  spriegums samazinās no  $U_C$  līdz nullei. Pie aizvēršanas kādu brīdi kolektorstrāva ir vienāda ar  $I_C$ , aug kolektorspriegums, bet pēc stabilitrona atvēršanās  $U_C$  ir konstants un samazinās strāva. Zīmējumā uzdotie laiki atbilst F grupas IGBT. Ja attēlotajā eksperimentā  $U_C = 450\text{ V}$ ,  $I_C = 10\text{ A}$ , tad kopējie enerģijas zudumi

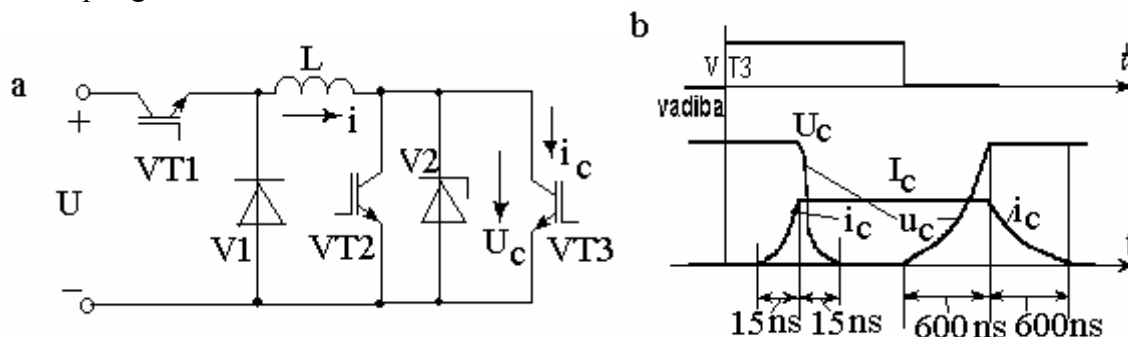
$$\Delta E_k = (450 \cdot 5 + 225 \cdot 10) (15 + 600) \cdot 10^{-9} = 2,77\text{ mJ}.$$



1.24. zīm. IGBT tranzistora raksturlīknes

IGBT struktūrā tomēr ir p-n-p-n pārejas, t.i., tai ir līdzība ar tiristoru struktūru. Ja aizvietošanas shēmā tranzistoru VT1 un VT4 strāvu pārvades koeficientu summa ir vienāda ar 1, tad struktūra patvaļīgi ieslēdzas. Tas var notikt pie strauja tiešā sprieguma pieauguma ātruma  $du/dt$ .

IGBT ilgstoši pieļaujamās strāvas sasniedz vairākus simtus ampēru, bet pieļaujamie tiešie spriegumi - līdz 2-3 kV.



1.25. zīm. IGBT pārslēgšanās pētīšana: pētīšanas shēma (a), tranzistora strāvas un sprieguma diagrammas pārslēgšanās procesā

### 1.8. Pusvadītāju elementu siltuma režīma aprēķins

Pusvadītāju elementu temperatūru nosaka jaudas zudumi elementā un tā dzesēšanas sistēmas parametri. Stacionārā režīmā nostabilizējusies temperatūra

$$\Theta_p = \Theta_0 + \Delta P_p \cdot R_T, \quad (1-54)$$

kur  $\Theta_0$  ir apkārtējās vides temperatūra,  $\Delta P_p$  ir jaudas zudumi pusvadītājā (W),  $R_T$  – dzesēšanas sistēmas stacionārā siltumpretestība ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ).

Jaudas zudumus diodēm un tiristoriem var noteikt pēc izteiksmes (1-30), bet pārslēgšanās režīmā strādājošiem tranzistoriem – pēc izteiksmes

$$\Delta P_p = U_v \cdot I_v \cdot \gamma + \Delta E_k \cdot f \quad , \quad (1-55)$$

kur  $U_v$  ,  $I_v$  - elementu strāva un spriegums ieslēgtā stāvoklī,  $\Delta E_k$  – pārslēgšanas procesa enerģijas zudumi (J),  $f$  – pārslēgšanas frekvence (Hz),  $\gamma$  - relatīvais ieslēgšanas laiks pārslēgšanas periodā  $T=1/f$ .

Ja zināmi visi parametri un pieļaujamā struktūras temperatūra  $[\Theta_p]$ , tad var noteikt maksimāli pieļaujamo pārslēgšanas frekvenci  $f_{max}$  . Ja, piemēram, IGBT tranzistoram  $[\Theta_p]=130^\circ\text{C}$ , vides temperatūra ir  $30^\circ\text{C}$  ,  $R_T=3^\circ\text{C/W}$  ,  $\gamma=0,5$  ,  $I_v=10\text{ A}$  ,  $U_v=2\text{ V}$  ,  $\Delta E_k = 2,77\text{ mJ}$  , tad maksimālā pieļaujamā pārslēgšanas frekvence ir  $f_{max}=8\text{ kHz}$ .

Šādu siltuma režīma aprēķina metodiku var pielietot arī citiem pusvadītāju elementiem. Jāatzīmē, ka stacionārā siltumpretestība ir atkarīga gan no radiatora konstrukcijas, gan dzesēšanas metodes (1.26.zīm.). Vislabākā ir tablešveida pusvadītāju konstrukcija ar divpusēju radiatoru. Ja pusvadītāja dzesēšanas konstrukciju ventilē ar gaisa plūsmu, kuras ātrums ir 12 m/s, tad parasti stacionārā siltumpretestība ir divas reizes mazāka par siltumpretestību dabīgās dzesēšanas apstākļos bez piespiedu ventilācijas. Daudzos gadījumos pusvadītāju nominālo strāvu uzdod tieši piespiedu ventilēšanas režīmam ar ātrumu 12 m/s.

Uzlabotu dzesēšanu var veikt arī ar šķidruma plūsmu caur radiatoru. Parasti pie nominālā dzesēšanas režīma šķidruma plūsmas ātrums ir 3 l/min.

Daudzos gadījumos nepieciešams aprēķināt p-n struktūras silšanu īslaicīgu impulsveida strāvu gadījumos. Ja strāvas impulsa ilgums caur pusvadītāju elementu ir mazāks par stacionārajam režīmam atbilstošo (parasti vairāki simti sekunžu) , tad pielieto pārejas siltumpretestības no laika atkarīgās vērtības  $r_T$  (1.26.zīm.).

Aprēķinu veic ar superpozīcijas principa pielietošanu attiecībā uz temperatūras izmaiņām katra impulsa un tam sekojošas bezgalīgi ilgās pauzes laikā: sākot ar katru nākošo impulsu iedarbojas pozitīva jaudas zudumu vērtība; sākot ar katru pauzi neierobežoti ilgi iedarbojas gan pozitīvā, gan negatīvā jaudas zudumu vērtība, pie tam katra impulsa un pauzes iedarbība uz temperatūru summējas.

Tad struktūras temperatūra pēc 1. impulsa ir

$$\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta P \cdot r_{T10} \quad , \quad (1-56)$$

pēc pauzes –

$$\Theta_2 = \Theta_0 + \Delta P \cdot r_{T20} - \Delta P \cdot r_{T21} \quad , \quad (1-57)$$

pēc otrā impulsa –

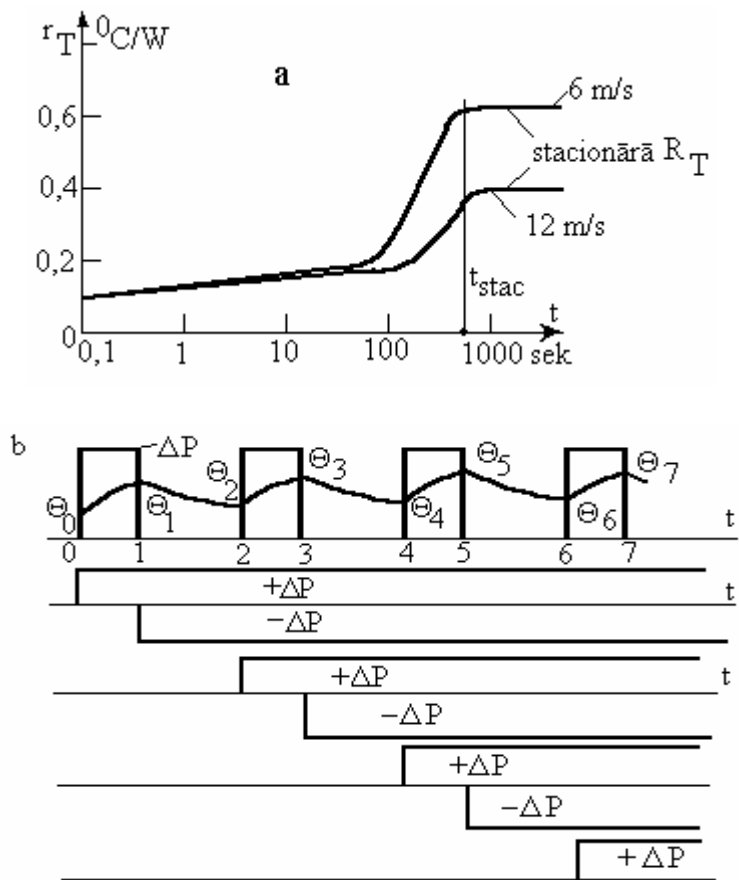
$$\Theta_3 = \Theta_0 + \Delta P (r_{T30} + r_{T32} - r_{T21}) \quad , \quad (1-58)$$

pēc otrās pauzes –

$$\Theta_4 = \Theta_0 + \Delta P (r_{T40} + r_{T42} - r_{T41} - r_{T43}) \quad (1-59)$$

u.t.t., kur  $r_{Tab}$  ir pārejas siltumpretestība laika intervālam  $t_a - t_b$  ;  $\Delta P$  – jaudas zudumi strāvas impulsā.

Ja impulsu skaits ir liels, tad silšanas process tuvosies stacionāram.



1.26.zīm. Pārejas siltumpretestības izmaiņas laikā (a) un impulsveida jaudas zudumu iedarbe uz struktūras silšanu

**Piemērs.**

Pusvadītāju diodes dzesēšanas sistēmas siltumpretestība mainās, kā parādīts 1.26. zīm. Noteikt, cik liela būs struktūras temperatūra pēc 10sek ilga strāvas taisnstūrveida impulsa ar amplitūdu 300A, ja impulss seko stacionārai darbībai ar nostabilizēto temperatūru  $\Theta_s=60^{\circ}\text{C}$ ! Diodes  $U_0=0,9\text{V}$ ,  $R_d=1\text{m}\Omega$ .

1. Jaudas zudumi diodē strāvas impulsa laikā

$$\Delta P_{vi} = (300 \cdot R_d + U_0)300 = 360\text{W} .$$

2. Diodes struktūras temperatūra strāvas impulsa beigās

$$\Theta_{ib} = \Theta_s + \Delta P_{vi} \cdot r_{T10} ,$$

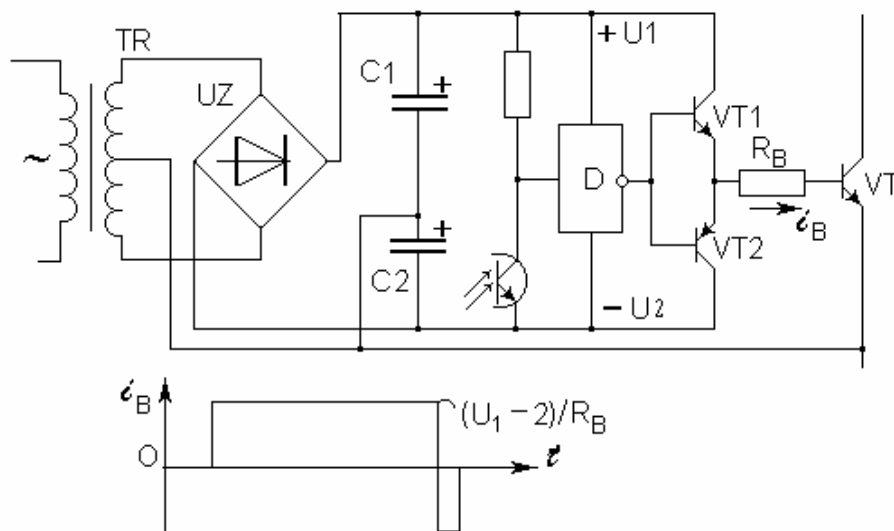
kur  $\Theta_s$  – stacionārā temperatūra,  $r_{T10}=0,18^{\circ}\text{C/W}$  – pārejas termiskā pretestība 10 sek ilgam impulsam:

$$\Theta_{ib} = 60 + 360 \cdot 0,18 = 124,8^{\circ}\text{C} .$$

### 1.9. Tranzistoru vadība un aizsardzība

Bipolārie tranzistori jāvada ar divu virzienu strāvu. Izslēdzot bāzes strāvai uz īsu brīdi jāplūst pretējā virzienā nekā ieslēgtā stavoklī. Šādu vadību var realizēt ar diviem virknē savienotiem barošanas sprieguma avotiem (1.27.zīm.). Zīmējumā attēlotajā shēmā šie avoti ir kondensatori C1 un C2.

Vadāmā tranzistora bāze pievienota diskrētā vadības signāla ģeneratora D izejai caur emitera atkārtotāju (VT1,VT2) ar emitera pretestību  $R_B$  . Vadāmā tranzistora VT emitters pievienots barošanas avotu kōppunktam. Ja D izejā ir augsta līmeņa signāls ( $+U_1$  attiecībā pret kōppunktu), tad strāvu vada tranzistors VT1 un vadāmā tranzistora VT bāzes ķēdē plūst pozitīva virziena strāva, kas ieslēdz VT.



1.27.zīm. Bipolārā tranzistora draivera shēma

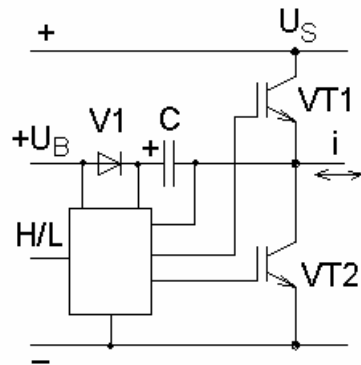
Ja D izejā ir zema loģiskā līmeņa signāls ( $-U_2$  attiecībā pret koptpunktu), tad strāvu īsu brīdi vada VT2 un bāzes strāvai ir negatīva zīme. Vadāmais tranzistors VT aizveras. Kad izslēgšanas process ir beidzies, VT bāzes-emitera pārejai ir pievienots sprotspriegums  $U_2$ .

Lai samazinātu vadības iekārtas gabarītus (šādu iekārtu bieži sauc par draiveri), transformatoru ieteicams barot no mazjaudas augstfrekvences pārveidotāja. Savukārt diskrētā signāla ģeneratoru D var vadīt caur optotranzistoru, tā panākot pilnīgu draivera galvanisko atsaisti. Līdzīgi var veidot draiveri arī MOSFET un IGBT tranzistoriem, kaut gan tiem nav nepieciešamas divas vadības sprieguma polaritātes (aizvēršanai pietiek, ja bāzes strāvu samazina līdz nullei).

Ļoti bieži tranzistorus izmanto elektriskās ķēdes pārslēgšanai, kad viens tranzistors ir ieslēgts no barojošā sprieguma pozitīvā pola, bet otrs – no negatīvā pola puses (1.28. zīm). Tad abiem pārmaiņus ieslēgtajiem tranzistoriem nav kopīgs vadības signāla pievienošanas punkts. Šai gadījumā augšējam tranzistoram var lietot izolētu barošanas avotu. Taču šāda realizācija palielina vadības sistēmas gabarītus, jo nepieciešams transformators. Tāpēc praksē izmanto

draiveru, kurā augšējā tranzistora VT1 vadības ķēdes barošanai izmanto kondensatoru C, kuru no zemsprieguma ( $\approx 12V$ ) barošanas avota  $U_B$  caur diodi V1, kad ieslēgts apakšējais tranzistors VT2. Tranzistora VT1 vadības ķēdes ar kopēji vadības signālu H/L saista caur optiskās atsaistes elementu.

Šajā shēmā ir nepieciešams nodrošināt, lai abi jaudīgie tranzistori VT1 un VT2 nav ieslēgti vienlaikus, jo tas izraisītu lielas caurplūdes strāvas un novestu pie tranzistoru bojāšanās. Lai to novērstu, tad draivera shēmā paredzēta neliela (daži simti nanosekunžu) pauze (dead time angļiski) starp abu tranzistoru aktīvajiem vadības signāliem.



1.28. zīm. „Peldošā” draivera ieslēgums pārslēdzamas elektriskās ķēdes tranzistoriem

Tranzistoriem ļoti bīstams ir īsslēguma režīms ar ieslēdzošo vadības signālu, kad tranzistora kolektorspriegums palielinās pat līdz pilnam barošanas avota spriegumam. Šāds režīms noved pie lieliem jaudas zudumiem un tranzistora bojājuma. Lai cīnītos pret šādu režīmu, jākontrolē kolektorspriegums pie ieslēdzošā bāzes signāla, un, ja tas pārsniedz pieļaujamo, vismaz jāsamazina bāzes spriegums. Ir pietiekami IGBT tranzistoram samazināt vadības spriegumu no 15 uz 8 V, lai process nekļūtu neatgriezeniski graujošs struktūrai.

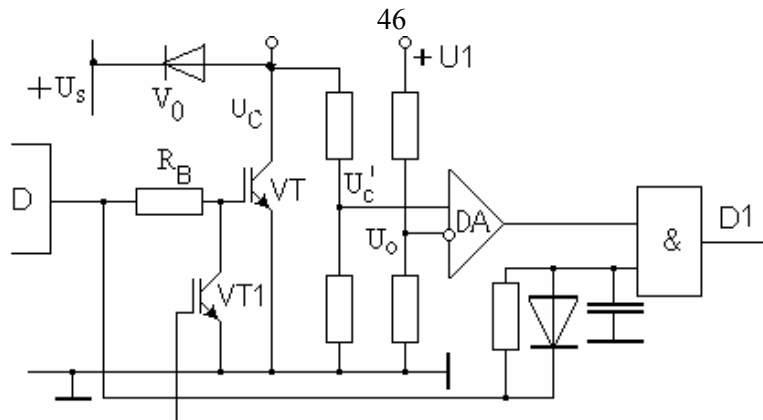
Šādu kontroles iekārtu var iekļaut draivera sastāvā un veidot pēc 1.29. zīm. shēmas. Komparators DA salīdzina kolektorspriegumam proporcionālu spriegumu ar etalonspriegumu  $U_0$ . Ja  $U_C^1 > U_0$  un D izejā ir ieslēdzošais signāls, tad UN shēmas D1 izejā ir aizsardzības tranzistoru VT1 ieslēdzošais vieninieka signāls. Tranzistors VT1 samazina vadāmā tranzistora VT bāzes spriegumu līdz nullei. Lai varētu netraucēti ieslēgt vadāmo tranzistoru, ar RC ķēdīti mazliet aizkavē ieslēdzošā signāla iedarbi uz D1 nostrādi. Par pārslodzi no draivera var signalizēt uz galveno vadības shēmu.

Ļoti būtisks aizsardzības elements ir RDC šuntējošā ķēdīte. Ar tranzistoram paralēli (caur diodi, sk. 1.20. zīm.) pieslēgto kondensatoru var panākt, ka, izslēgšanās procesā pieaugot spriegumam, tranzistora strāva būs vienāda ar nulli. Lai tā būtu, šuntējošā

kondensatora kapacitātei jābūt 
$$C_0 = \frac{I_v \cdot t_f}{U_C} \quad , \quad (1-60)$$

kur  $U_C$  - kolektorspriegums izslēgtā stāvoklī,  $t_f$  - tranzistora sprieguma palielināšanās laiks izslēgšanās procesā. Pēc 1.25. zīm. datiem nepieciešams kondensators ar kapacitāti

$$C_0 = \frac{10.600}{10^9 \cdot 450} \approx 15nF \quad .$$



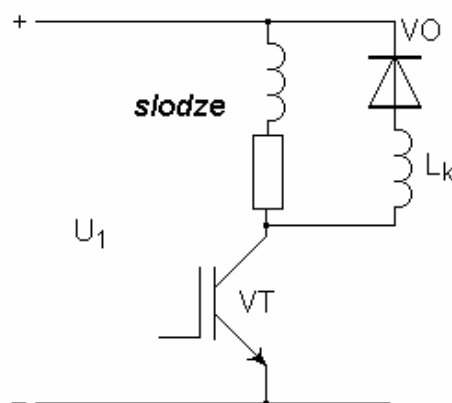
1.29. zīm. Tranzistora aizsardzības shēma pret īsslēgumu

Kondensators jāizlādē, tranzistoram atveroties. Lai ierobežotu strāvu izlādes procesā, nepieciešams ierobežojošais rezistors, kam jauda mēdz būt liela [sk. (1.52)]. Ja strādā ar 5 kHz frekvenci, tad IGBT tranzistoriem rezistora jauda  $P_R \approx 15 \text{ W}$ .

Lai ierobežotu iespēju tranzistoru ieslēgt uz īsslēgumu (kaut vai īslaicīgi) caur virknē reversi slēgtu atjaunojošos diodi V0 (1.30. zīm.), virknē ar diodi vai tranzistoru nepieciešams ieslēgt nelielu drošeli ar inductivitāti

$$L_k = \frac{U_1 t_r}{I_v} \quad , \quad (1-61)$$

kur  $t_r$  - diodes sprostspēju atjaunošanās laiks (1.6. zīm.).



1.30. zīm. Tranzistora īsslēguma caur sprostspējas atjaunojošo diodi V0 ierobežošana

## 2. AR TĪKLU SAISTĪTIE PĀRVEIDOTĀJI (TSP)

Ar tīklu saistītajos pārveidotājos elektromagnētiskos procesus nosaka tīkla sprieguma sinusoidālā forma ar visiem to raksturojošiem parametriem: amplitūdas koeficientu (attiecību starp sprieguma maksimālo un efektīvo vērtību vienādu ar  $\sqrt{2}$ ), formas koeficientu (attiecību starp sprieguma efektīvo un vidējo vērtību pusperiodā vienādu ar 1,11), leņķisko frekvenci  $\omega = 314$  1/s pie tīkla sprieguma frekvences  $f = 50$  Hz). Galvenie TSP tipi ir taisngrieži, maiņstrāvas regulatori, ciklokonvertori. Taisngrieži var būt nevadāmi, kad tie veidoti uz diožu bāzes, un vadāmi, kad pielietoti vadāmi pusvadītāju slēdžu elementi – visbiežāk tiristori.

## 2.1. Nevadāmie taisngrieži

### 2.1.1. Taisngriežu shēmas

Taisngrieži ir tīkla maiņstrāvas pārveidotāji līdzstrāvā (patiesībā - kvazilīdzstrāvā, jo strāva ir vienvirziena, bet tās momentānās vērtības pulsē). Taisngriežus klasificē pēc tīkla maiņsprieguma izmantošanas efektivitātes: ja izmanto tikai maiņsprieguma vienu polaritāti, tad tas ir viena pusperioda; ja izmanto abus pusperiodus, tad - divu pusperiodu taisngriezis. Labāki, bez šaubām, ir divu pusperiodu taisngrieži.

Viena pusperioda taisngrieža vienfāzes shēma ir attēlota 1.1.zīm., kad tā darbojas ar aktīvu slodzi, un 1.2. zīm., kad tā darbojas ar ideālu induktīvo slodzi. Reālā situācijā taisngriežu slodze ir aktīvi induktīva un bieži vēl virknē ar pretēji vērstu EDS E (2.1.zīm.). Kad ķēdē nav EDS (zīm. a), tad ķēdes strāvas momentānās vērtības nosaka vienādojums

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega t = L \frac{di}{dt} + i.R, \text{ kur } i > 0 \quad ; \quad (2-1)$$

ja slodzes ķēdē ir EDS (zīm.b) – tad

$$U_{1m} \sin \omega t - E = L \frac{di}{dt} + i.R, \quad (\text{šeit } i > 0; U_{1m} > E) \quad . \quad (2-2)$$

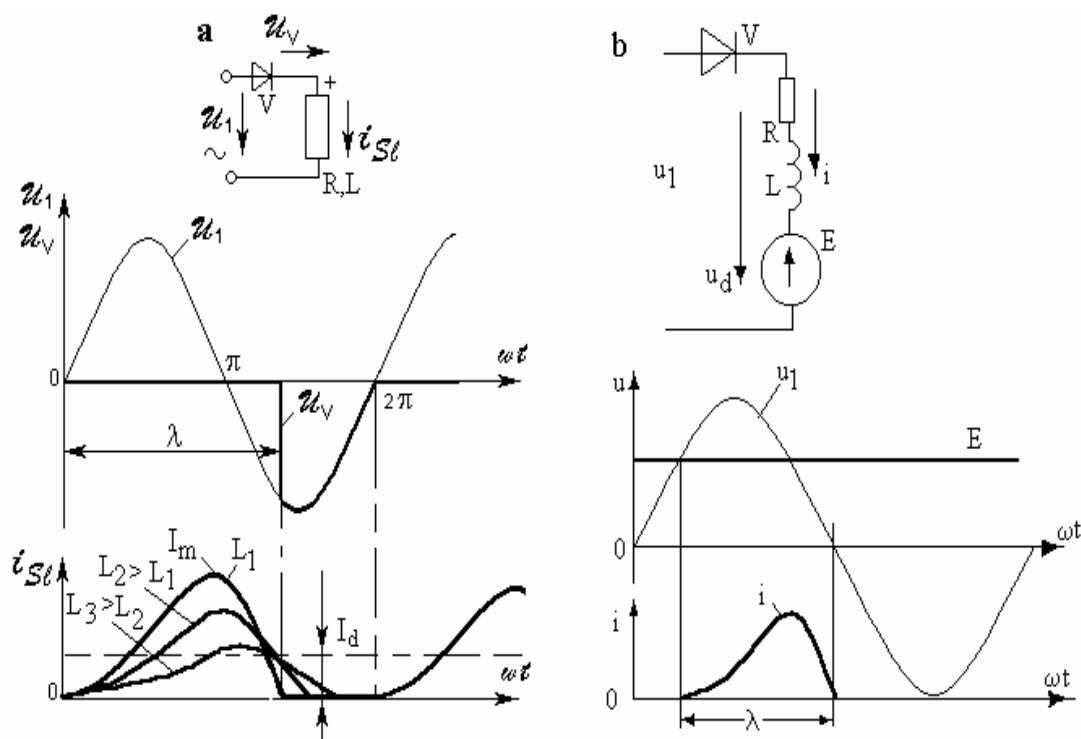
**Abas izteiksmes ir spēkā, ja slodzes strāva  $i > 0$ , t.i., caur diodi plūst strāva. Tas atbilst galvenokārt tīkla sprieguma pozitīvajam pusperiodam, taču tā kā induktivitātei ir spēja uzturēt strāvu, daļēji arī negatīvā pusperioda sākumam. Jo lielāka slodzes induktivitāte, jo mazāka ir strāvas amplitūda, taču strāva caur diodi plūst ilgāk, pie tam aktīvi induktīvas slodzes gadījumā ilgāk par pusperiodu (zīm.a), t.i., diodes vadāmības leņķis  $\lambda$  ir lielāks par  $\pi$ .**

Ja būtu taisngriešana arī otrajā pusperiodā, tad slodzes strāvas momentānās vērtības pie aktīvi induktīvas slodzes vienmēr būtu lielākas par nulli, t.i., slodzes strāva būtu **nepārtraukta**.

Kad slodzes sastāvā ir EDS, tad strāva viena pusperioda shēmā var sākt plūst tikai tad, ja ieejas sprieguma momentānā vērtība pārsniedz E (zīm.b). Tad diodes strāvas vadāmības leņķis ir atkarīgs no E un  $U_{1m}$  attiecības, kā arī no induktivitātes L lieluma: jo E ir tuvāk  $U_{1m}$ ,

jo ir nepieciešama lielāka induktivitāte  $L$ , lai nodrošinātu vadāmības leņķi  $\lambda = \pi$ , kas pie taisngriešanas arī otrajā pusperiodā nodrošinātu strāvas nepārtrauktību slodzē.

Viena pusperioda vienfāzes taisngrieža shēmu lieto ļoti reti, tāpēc šīs shēmas galvenos raksturojumus var tuvāk neaplūkot.



2.1. zīm. Vienfāzes viena pusperioda taisngrieži: a – ar RL slodzi, b – ar RL un EDS slodzi

### 2.1.2. Vienfāzes tiltveida taisngrieža shēma

Vienfāzes barojošā sprieguma gadījumā visplašāk izmanto tiltiņa shēmu, kas sastāv no četrām diodēm (2.2. zīm.).

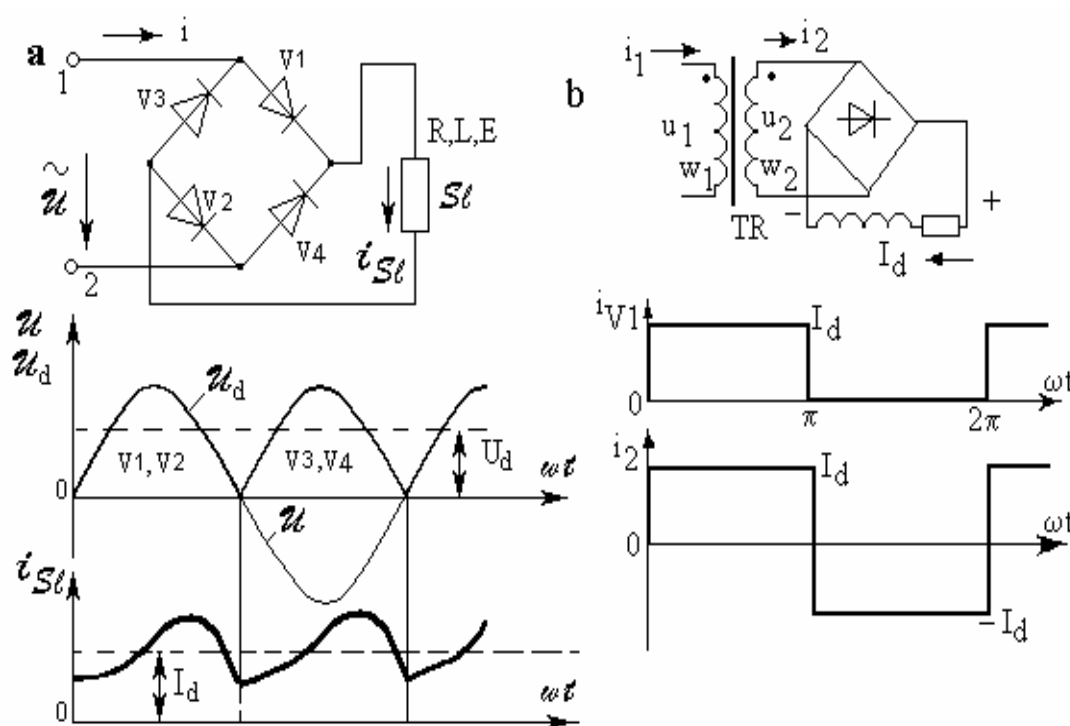
Kad punkta 1 potenciāls ir pozitīvs attiecībā pret punkta 2, t.i.,  $u > 0$ , tad strāvu vada diodes V1 un V2 un tīkla strāva  $i_l$  zīm.a ir vienāda ar slodzes strāvu. Kad  $u < 0$ , tad strāvu vada diodes V3, V4 un slodzes spriegums  $u_d = -u$ .

Ja pieņemam, ka slodzes induktivitāte  $L_d$  ir ļoti liela, tad slodzes strāva ir nogludināta un var pieņemt, ka slodzē ir līdzstrāva  $I_d$ . Tad no maiņstrāvas sistēmas patērētā strāva ir taisnstūrveida un tās efektīvā vērtība ir

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta + \int_\pi^{2\pi} I_d^2 d\vartheta \right]} = I_d \quad (2-3)$$

Slodzes sprieguma vidējā vērtība (ideālā) ir

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} [-\cos \vartheta]_0^\pi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \approx 0,9U \quad (2-4)$$



2.2.zīm. Tiltveida nevadāmā taisngrieža shēma un diagrammas darbā ar kompleksu slodzi (a), transformatora pieslēgšana, sekundārā tinuma un vienas diodes strāvas forma pie bezgalīgi lielas induktivitātes slodzē (b)

Slodzes strāvas vidējā vērtība ir

$$I_d = \frac{U_{d0} - E_d}{R} \quad (2-$$

5)

kur  $E_d$  ir slodzes pret-EDS. Izteiksme ievēro, ka sprieguma vidējā vērtība uz induktivitātes ir nulle.

Ja pielieto spriegumu saskaņojošo transformatoru (b zīm.), tad tā transformācijas koeficients

$$k_{TR} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{0,9U_1}{U_{d0}} \quad , \quad (2-6)$$

primārā tinuma strāvas efektīvā vērtība –

$$I_1 = \frac{I_2}{k_{TR}} = \frac{I_d U_{d0}}{0,9U_1} \quad , \quad (2-7)$$

bet aprēķina jauda –

$$S_1 = I_1 \cdot U_1 = \frac{P_d}{0,9} \quad , \quad (2-8)$$

kur  $P_d = U_{d0} \cdot I_d$ .

Tikpat liela ir arī sekundārā tinuma aprēķina jauda

$$S_2 = I_2 \cdot U_2 = \frac{P_d}{0,9} \quad , \quad (2-9)$$

bet transformatora kopējā aprēķina jauda ir

$$S_{TR} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{P_d}{0,9} \quad . \quad (2-10)$$

#### **Piemērs.**

Vienfāzes tiltveida nevadāmais taisngriezis barojas caur transformatoru, kura primārais spriegums ir 380V, bet sekundārais – 250V. Noteikt nepieciešamo transformatora jaudu, ja taisngrieža slodze ir virknē savienoti rezistors  $R=5\Omega$  un drosele ar ļoti lielu tinumu induktivitāti!

1. Taisngrieža slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_{d0} = 0,9U_2 = 0,9 \cdot 250 = 225V \quad .$$

2. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R} = \frac{225}{5} = 45A \quad .$$

3. Transformatora sekundārā tinuma strāvas efektīvā vērtība taisnstūra formas maiņstrāvai ir

$$I_2 = I_d = 45A \quad .$$

4. Transformatora sekundārā tinuma aprēķina jauda

$$S_2 = I_2 U_2 = 45 \cdot 250 = 11250VA \quad .$$

5. Transformatora primārā tinuma strāvas efektīvā vērtība

$$I_1 = \frac{I_2}{k_{TR}} = \frac{I_2 U_2}{U_1} = 29,6A \quad .$$

6. Transformatora primārā tinuma aprēķina jauda

$$S_1 = I_1 U_1 = 29,6 \cdot 380 = 11250VA \quad ,$$

t.i., transformatora aprēķina jauda  $S_{TR} = 11250VA$ .

Svarīgs parametrs ir diodes strāvas vidējā vērtība. Ņemot vērā strāvas formu (b zīm.),

$$\text{to var noteikt kā} \quad I_{vvid} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d d\theta = 0,5I_d \quad . \quad (2-11)$$

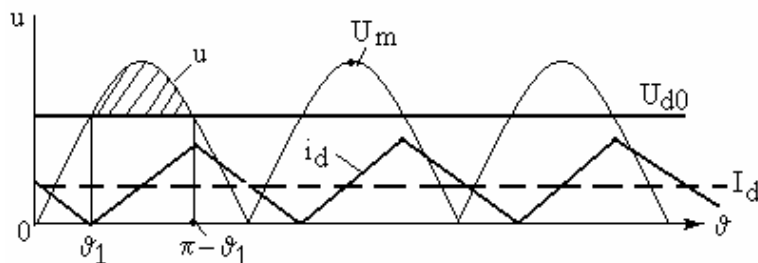
### Šīs strāvas efektīvā vērtība ir

$$I_{\text{vef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{0,5} \quad (2-12)$$

Diodēm kā sprostspriegums jālieto tilta ieejas maiņspriegums, jo, piemēram, kad vada V1, V2, tad viss tīkla spriegums sprostvirzienā ir pievienots gan diodei V3, gan V4 un diodēm jāiztur tilta ieejas sprieguma amplitūdas vērtība, t.i.,  $\sqrt{2} U$ .

Lai panāktu nogludinātu strāvu, slodzes ķēdē nepieciešama pietiekami liela induktivitāte. Tās minimālo lielumu, par pamatu pieņemot strāvas nepārtrauktību slodzē, var tuvināti aprēķināt, pieņemot, ka vienfāzes tiltveida taisngriezī ar R,L,E slodzi strāvas momentāno vērtību pieaugumu nosaka tīkla sprieguma taisngrieztās vidējās vērtības pieauguma laikā starpība ar slodzes sprieguma vidējo vērtību  $U_{d0}$  (2.3.zīm.):

$$L \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{\pi - 2\vartheta_1} \int_{\vartheta_1}^{\pi - \vartheta_1} U_m \sin \vartheta d\vartheta - U_{d0} \quad (2-13)$$



2.3.zīm. Vienkāršots slodzes strāvas grafiks robežgadījumā

Tā kā  $U_{d0}=0,9U$ , tad  $\vartheta_1 = \arcsin U_d/U_m \cong 40^\circ$ . Robežgadījumā, kad strāvas momentānā vērtība “pieskaras” nullei, pieaugumu  $di_d$  var aizstāt ar  $2I_d$ , bet  $dt=(\pi-2\vartheta_1)/\omega$ . Tad, ņemot vērā (2-5), var iegūt attiecību

$$\frac{\omega L}{R} \geq 0,29 \frac{U}{0,9U - E_d} \quad (2-14)$$

Kā redzams, jo lielāks ir slodzes ķēdē pretēji strāvas virzienam ieslēgtais elektrodzinējspēks, jo lielāka nepieciešama ķēdes induktivitāte, t.i., nepieciešams ieslēgt lielākas induktivitātes un izmēru droseli. Tā, ja  $E_d$  ir 89% no taisngrieztā sprieguma, t.i.,  $E_d=0,8U$ , tad strāvas nepārtrauktības nodrošināšanai nepieciešama attiecība  $\omega L/R = 2,9$ . Ja  $E_d=0,85U$ , tad šī attiecība ir jau 5,8.

Pielietojot izteiksmi, jāievēro, ka tā ir stipri tuvināta: ja slodzes ķēdē nav E, tad pēc izteiksmes tomēr ir nepieciešama induktivitāte, kaut arī pie šādiem apstākļiem pārtrauktais režīms nemaz nav iespējams.

**Piemērs.**

Vienfāzes nevadāmā tiltiņa taisngrieža barojošais maiņspriegums ir  $U=220V$ ,  $50Hz$ . Noteikt nepieciešamo induktivitāti slodzes droselei, kas slēgta virknē ar  $E_d=80V$  un rezistoru  $R=10\Omega$  un nodrošinātu slodzes strāvas nepārtrauktības robežgadījumu! Aptuveni novērtēt droseles masu!

1. Šai shēmā droseles induktivitātei jāatbilst noteikumam

$$L \geq \frac{0,29UR}{\omega(0,9 - E_d)} = \frac{0,29 \cdot 220 \cdot 10}{314(198 - 80)} = 0,0172H .$$

2. Droseles masa aptuveni ir

$$G_L \approx L \cdot I_d^2 ;$$

Šinī gadījumā

$$I_d = \frac{0,9U - E_d}{R} = \frac{118}{10} = 11,8A .$$

Droseles aptuvenā masa

$$G_L \approx 0,0172 \cdot 11,8^2 = 2,4kg .$$

**2.1.3. Vienfāzes transformatīvā shēma**

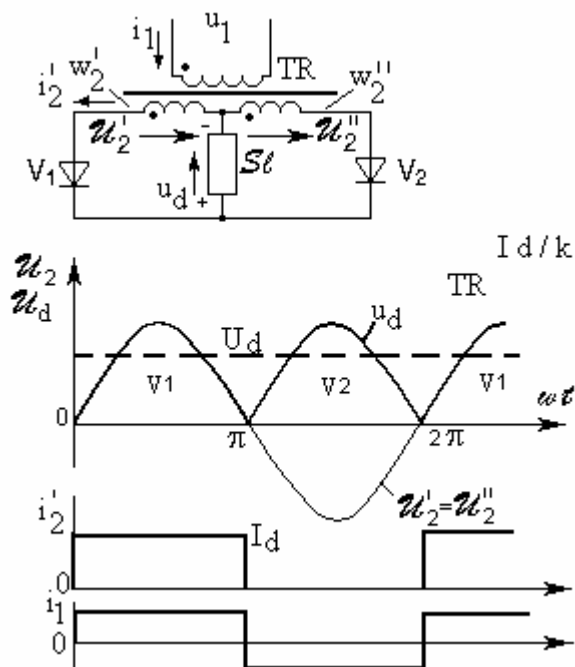
Šajā shēmā (2.4.zīm.) ir nepieciešamas tikai 2 diodes, taču bez transformatora shēma nedarbojas. Transformatora sekundārais tinums ir sadalīts divās vienādās daļās ar tinumu skaitu  $w_2^1=w_2^{11}$ . Saskaņā ar transformatora pustinumu spriegumu polaritāti slodze tiek pieslēgta gan vienam, gan otram pustinumam.

Ja ir tīkla sprieguma pozitīvais pusperiods, tad strāvu (uzskatām, ka slodzē tā ir nogludināta) vada diode V1 un  $u_d$  ir vienāds ar pustinuma  $w_2^1$  spriegumu, un šī pustinuma strāva tad ir  $I_d$ . Šai laikā diode V2 ir ar sprostsprriegumu  $-u_v=(u_2^1+u_2^{11})$ .

Tīkla sprieguma negatīvajā pusperiodā vada V2 un  $u_d=-u_2^{11}$ , bet diodei V1 ir sprostsprriegums  $-u_v=-(u_2^1+u_2^{11})$ . Tā kā taisngrieztā sprieguma forma ir tāda pati kā tiltiņa shēmas gadījumā, tad taisngrieztā sprieguma vidējā vērtība ir

$$U_{d0} = 0,9U_2^1 , \quad (2-15)$$

kur  $U_2^1$  ir sekundārā pustinuma efektīvā vērtība.



2.4. zīm. Vienfāzes transformatīvā shēma un raksturīgās diagrammas

Sekundārā pustinuma efektīvā strāva

$$I_2^1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{0,5} \quad , \quad (2-16)$$

bet transformatora sekundārās puses aprēķina jauda ir

$$S_2 = 2I_2^1 U_2^1 = \frac{2}{0,9} \sqrt{0,5} I_d U_{d0} = 1,57 P_d \quad . \quad (2-17)$$

**Ja transformatora transformācijas koeficients ir**  $k_{TR} = \frac{U_1}{U_2^1}$  ,

tad taisnstūra formas primārā tinuma strāvas efektīvā vērtība

$$I_1 = \frac{I_d}{k_{TR}} \quad , \quad (2-18)$$

bet primārā tinuma aprēķina jauda ir

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11 P_d \quad . \quad (2-19)$$

**Transformatora kopējā aprēķina jauda**

$$S_{TR} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,34 P_d \quad . \quad (2-20)$$

Shēmas diodes jāaprēķina uz vidējo strāvu  $I_{vid}=0,5I_d$  un maksimālo sprotspriegumu  $2\sqrt{2}U_2^1$ .

#### 2.1.4. Trīsfāžu viena pusperioda (nullpunkta) taisngrieža shēma

Trīsfāžu viena pusperioda taisngriežim (2.5.zīm.) izejas sprieguma  $u_d$  līkni veido tīkla fāžu maiņspriegumu momentānās vērtības. Strāvu no trim diodēm vada tā, kuras fāzes sprieguma momentānā vērtība būs ar augstāku pozitīvo potenciālu. No  $\omega t = 30^\circ$  līdz  $\omega t = 150^\circ$  pozitīvākais ir A fāzes spriegums (pret nullpunktu) un strāvu vada diode V1, tālāk pozitīvākais ir B fāzes spriegums un nākošos  $120^\circ$  vada diode V2 u.t.t. Tātad diodes vadāmības leņķis  $\lambda = 120^\circ$ . Gan slodzes spriegums, gan slodzes strāva (pasīvas slodzes bez E gadījumā) ir nepārtraukti, un to maiņkomponentes pulsē ar trīskāršu tīkla sprieguma frekvenci.

### Fāzes strāvas vidējā vērtība ir

$$I_{vid} = \frac{I_d}{3}$$

un efektīvā vērtība –

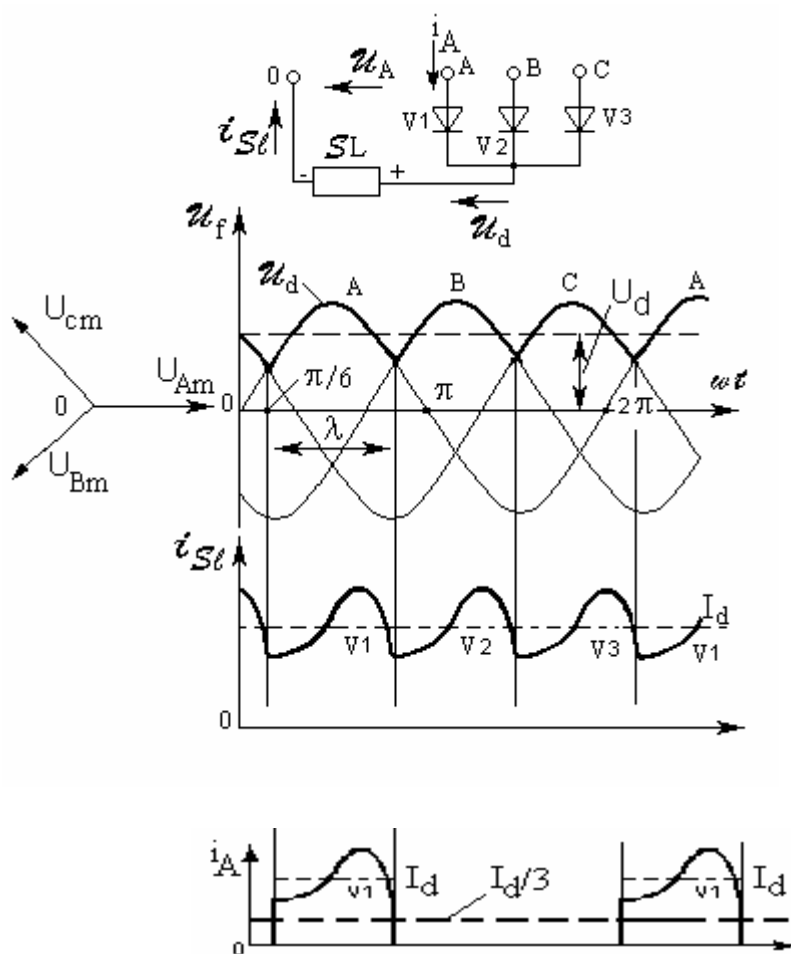
$$I_{fef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{1}{3}} \quad (2-21)$$

Kā redzams, fāzes strāva ir ar vienu polaritāti, t.i., tā nav maiņstrāva, un tas negatīvi ietekmē barojošo maiņsprieguma sistēmu. Lai novērstu šo negatīvo efektu, shēmu tīklam pieslēdz caur transformatoru (2.6.zīm.). Transformators netransformē līdzkomponentes signālu, tāpēc reāli no tīkla tiek patērēta maiņstrāva (sk.  $i_A$ ). Tīkla strāva ir gan krietni izkropļota ar nevienādām pozitīvās un negatīvās polaritātes amplitūdām, kā arī nevienādu pozitīvās un negatīvās polaritātes strāvu plūšanas laikiem periodā. Šādas strāvas efektīvā vērtība ir

$$I_{fef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{2\pi/3} \frac{4I_d^2}{9k_{TR}^2} d\vartheta + \int_0^{4\pi/3} \frac{I_d^2}{9k_{TR}^2} d\vartheta \right]} = \frac{I_d}{k_{TR}} \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (2-22)$$

Šeit  $k_{TR}=U_{1f}/U_{2f}=w_1/w_2$  – transformācijas koeficients. Transformatora sekundārā tinuma spriegums ir saistīts ar taisngriežto spriegumu. Pēdējo var aprēķināt kā

$$U_{d0} = \frac{1.3}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} U_{2fm} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}U_{2f}}{2\pi} [-\cos \vartheta]_{30^\circ}^{150^\circ} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2f} = 1.17U_{2f} \quad (2-23)$$



2.5.zīm. Trīsfažu nullpunkta taisngrieža shēma un diagrammas

Transformatora sekundārā tinuma aprēķina jauda

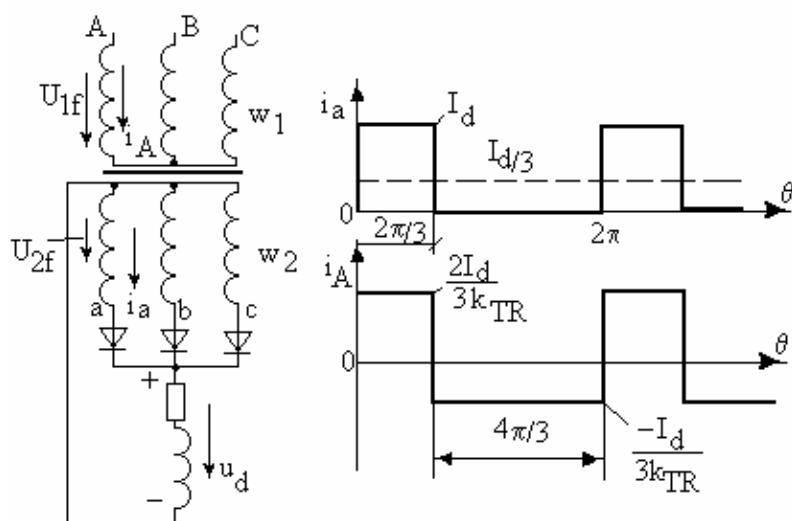
$$S_2 = 3 \cdot I_d \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \frac{U_{d0}}{1,17} = 1,48 P_d \quad , \quad (2-24)$$

bet primārā tinuma jauda –

$$S_1 = 3 \cdot \frac{I_d \sqrt{2}}{k_{TR} 3} \cdot \frac{k_{TR} U_{d0}}{1,17} = 1,21 P_d \quad . \quad (2-25)$$

Transformatora kopējā aprēķina jauda

$$S_{TR} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,347 P_d \quad .$$



2.6.zīm. Transformatora pieslēgums un strāvu diagrammas

Jāatzīmē, ka šajā shēmā transformatora serde tomēr ir uzmagnētizēta vienā virzienā, t.i., magnētiskajai plūsmai ir līdzkomponente ar katra stieņa līdzkomponentes  $MDS = w_2 \frac{I_d}{3}$ . Tas nozīmē, ka magnētiskās plūsmas blīvuma izmaiņas diapazons ir  $2(B_s - B_0)$ , kur  $B_s$  ir piesātinājuma plūsmas blīvums,  $B_0$  – līdzkomponentes radītās plūsmas blīvums. Parastam transformatoram plūsmas blīvuma izmaiņas diapazons ir  $2B_s$ . Tātad aplūkotās shēmas transformatoru aprēķinot, ir jāņem vērā šī parādība, kas noved pie nepieciešamības palielināt serdes izmērus.

Slodzes strāvas nepārtrauktībai nepieciešamo droseles induktivitāti var aprēķināt, pielietojot līdzīgu metodiku kā vienfāzes tilta shēmai:

$$\frac{\omega L}{R} \geq \frac{0,1U_f}{1,17U_f - E_d}, \quad (2-26)$$

kur  $U_f$  ir fāzes spriegums diožu daļas ieejā. Kā redzams, salīdzinot ar vienfāzes tilta shēmu, nepieciešama mazāka induktivitāte  $L$ . Tā, ja  $E_d$  ir 89% no taisngrieztā sprieguma, tad nepieciešams nodrošināt  $\omega L/R \geq 0,78$ , kas ir 4 reizes mazāk nekā vienfāzes tilta shēmai nepieciešams.

**Piemērs.**

Trīsfāzu nullpunkta Y/Y slēguma transformatora sekundārā tinuma fāzes spriegums  $U_2=220V$ , 50Hz. Noteikt nepieciešamo induktivitāti slodzes droselei, kas slēgta virknē ar  $E_d=80V$  un rezistoru  $R=10\Omega$  un nodrošinātu slodzes strāvas nepārtrauktības robežgadījumu!

1. Šai shēmā droseles induktivitātei jāatbilst noteikumam

$$L \geq \frac{0,1U_2 R}{\omega(1,17U_2 - E_d)} = \frac{0,1 \cdot 220 \cdot 10}{314(1,17 \cdot 220 - 80)} = 0,0039H .$$

2. Šai gadījumā

$$I_d = \frac{1,17 \cdot 220 - 80}{10} = 17,74A .$$

Droseles aptuvenā masa

$$G_L \approx 0,0039 \cdot 17,74^2 = 1,227kg .$$

**2.1.5. Trīsfāzu tiltveida taisngrieža shēma**

Šī shēma faktiski apvieno divas trīsfāzu nullpunkta shēmas (2.7.zīm.), taču izejas sprieguma  $u_d$  likni veido trīs līniju spriegumu  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{CA}$  pozitīvie un negatīvie pusperiodi. Kad  $u_{BC} < 0$ , t.i., avota C pols ir pozitīvs attiecībā pret B polu, strāvu vada diodes V1, V2. Šāds intervāls ilgst  $60^\circ$  atbilstošu laiku, pēc kura pozitīvākais kļūst A un B starpfāžu spriegums  $u_{AB}$ , kad A pols ir pozitīvs attiecībā pret B polu. Strāvu vada V2 un V3. Perioda laikā ir 6 intervāli, kuros secīgi pozitīvākie ir spriegumi  $-u_{BC}$ ,  $u_{AB}$ ,  $-u_{CA}$ ,  $u_{BC}$ ,  $-u_{AB}$ ,  $u_{CA}$ . Ikviena no sešām diodēm darbojas divos blakus intervālos, t.i., katras diodes vadāmības leņķis  $\lambda = 120^\circ$ . Izejas sprieguma  $u_d$  pulsācijas ir ar sešreiz augstāku frekvenci nekā tīkla sprieguma frekvence. Ja pieņem, ka slodzes strāva ir nogludināta, tad tīkla strāva ir ar  $60^\circ$  pārtraukumiem pusperiodā (sk. 2.7.zīm.b), un šādas strāvas efektīvā vērtība ir

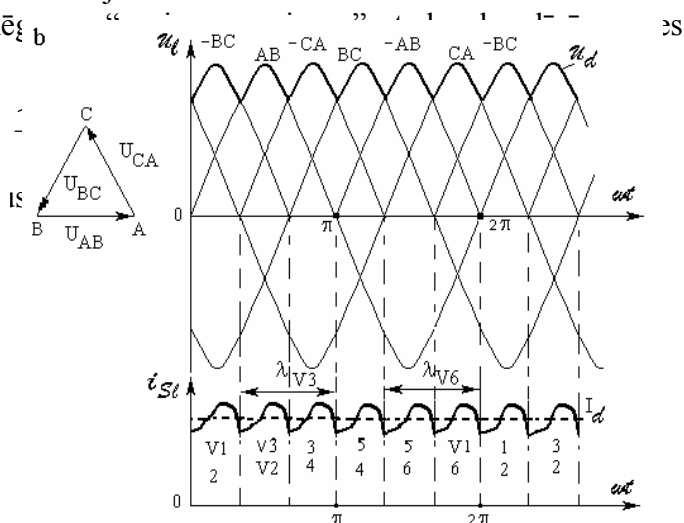
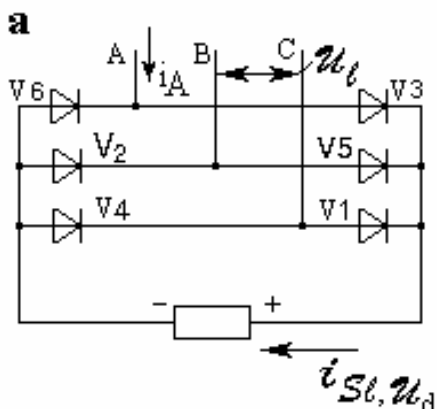
$$I_f = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{120^\circ} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} . \quad (2-27)$$

Taisngriezto spriegumu var aprēķināt kā

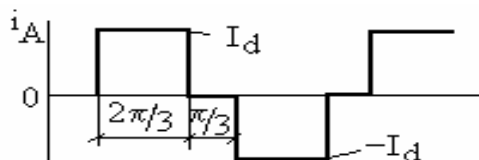
$$U_{d0} = \frac{3}{\pi} \int_{60^\circ}^{120^\circ} U_{lm} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}U_l}{\pi} [-\cos \vartheta]_{60^\circ}^{120^\circ} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_l = 1,35U_l , \quad (2-28)$$

kur  $U_l$  ir līnijas sprieguma efektīvā vērtība tilta ieejā.

Ja pielieto transformatoru ar slēģi b aprēķina jauda ir



2.7.zīm. Trīsfāžu tiltveida taisngrieža shēma (a) un diagrammas (b)



Slodzes strāvas nepārtrauktībai nepieciešamā induktivitāte aprēķināma pēc šādas tuvinātas izteiksmes, kas iegūta ar iepriekš pielietoto metodi:

$$\frac{\omega L}{R} \geq \frac{0,0163U_l}{1,35U_l - E_d} \quad (2-30)$$

Kā redzams, tā ir nepieciešama mazāka nekā iepriekš aplūkotajām shēmām.

#### Piemērs.

Trīsfāžu tiltiņa taisngriežim ar barojošā maiņsprieguma starpfāzu (līnijas) spriegumu  $U_l=380\text{V}$ ,  $50\text{Hz}$  noteikt strāvas nepārtrauktības robežgadījumam nepieciešamo slodzes ķēdes droseles induktivitāti  $L$ , ja slodzes ķēdē virknē savienoti  $R=10\Omega$  un  $E_d=80\text{V}$ . Aptuveni novērtēt droseles masu!

1. Droseles induktivitāti var noteikt pēc izteiksmes

$$L \geq \frac{0,0163U_l R}{\omega(1,35U_l - E_d)} = \frac{0,0163 \cdot 380 \cdot 10}{314(1,35 \cdot 80 - 80)} = 0,46\text{mH}.$$

2. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{1,35U_l - E_d}{R} = 43,3\text{A}.$$

3. Droseles masa  $G_L \approx LI_d^2 = 0,46 \cdot 10^{-3} \cdot 43,3^2 = 0,86\text{kg}.$

#### 2.1.6. Sešfāžu shēmas taisngriezis

Ja trīsfāžu transformatoram katras fāzes sekundāro tinumu sadala uz pusēm un katrā pusē ieslēdz diodi, bet visu 6 diožu katodus un arī tinumu nullpunktus apvieno, tad iegūst sešfāžu taisngriezi (2.8.zīm.). Perioda laikā strāvu vada pēc kārtas katra no 6 diodēm, bet tikai tad, kad ar to saistītā pustinuma spriegums ir vislielākais attiecībā pret diodes anodu.

Lai nodrošinātu normālu primāro tinumu strāvas cirkulāciju apstākļos, kad strāva ir tikai vienā sekundārās puses pustinumā, primāro tinumu jāslēdz trīsstūrī. Tad sekundāro tinumu spriegumi ir atkarīgi no barojošā tīkla līnijas spriegumiem.

Ja lielākais ir līnijas spriegums  $u_{AB}$ , tad A fāzes sekundārā pustinuma spriegums  $u_{2A}$  ir lielākais un strāvu vada diode V1. Kad lielākais ir spriegums  $-u_{CA}$ , tad sekundārajā pusē

lielākais ir C fāzes apakšējā pustinuma spriegums un strāvu vada V2 u.t.t. Tādēļ periodā ir 6 vienādi tipiskie sprieguma intervāli ar  $60^\circ$  atbilstošu ilgumu.

Transformatora sekundārā pustinuma un diodes efektīvā strāva ir

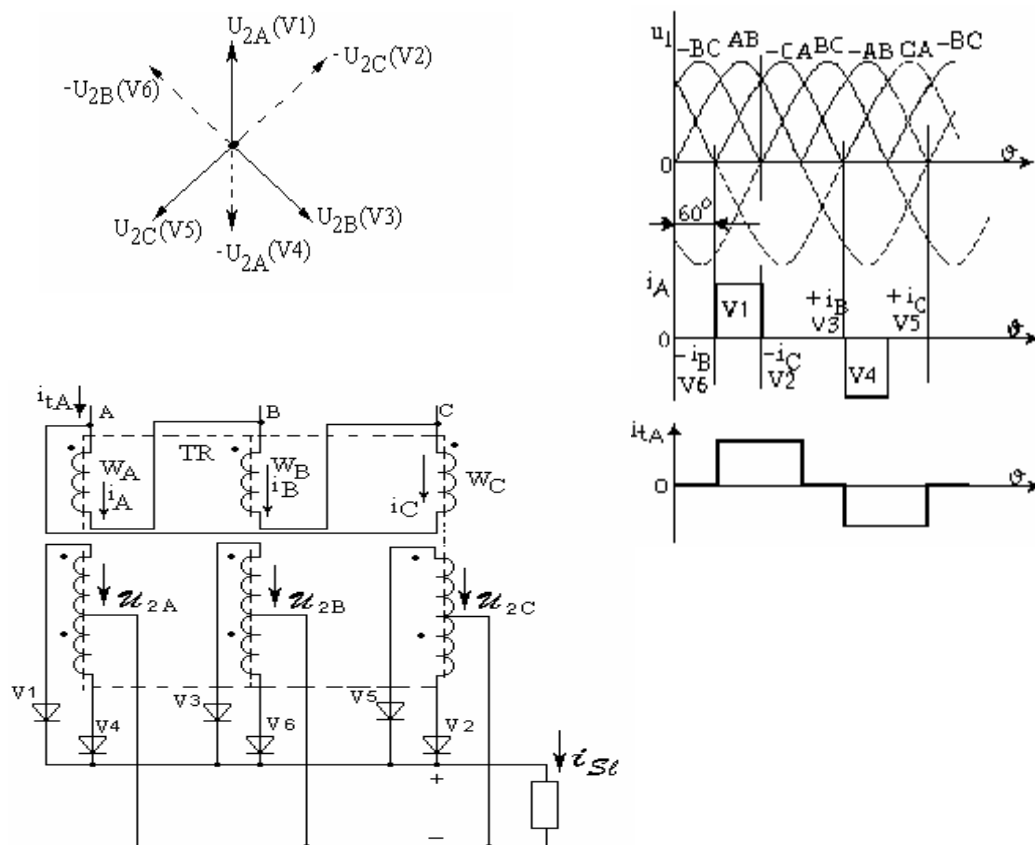
$$I_2^1 = I_{vef} = I_d \sqrt{\frac{1}{6}} \quad , \quad (2-31)$$

bet taisngrieztā sprieguma forma ir tāda pati, kā trīsfāžu tiltiņa taisngriezim, tātad

$$U_{d0} = 1,35U_2^1 \quad , \quad (2-32)$$

kur  $U_2^1$  ir sekundārā pustinuma efektīvā sprieguma vērtība. Transformatora sekundārās puses aprēķina jauda ir

$$S_2 = 6 \cdot U_2^1 \cdot I_2^1 = 6 \frac{U_{d0}}{1,35} I_d \sqrt{\frac{1}{6}} = 1,81P_d \quad . \quad (2-33)$$



2.8.zīm. Sešfāžu taisngrieža shēma un diagrammas

Primārās puses fāzes tinuma strāvas efektīvā vērtība ir

$$I_1 = \frac{I_d}{k_{TR}} \sqrt{\frac{1}{3}} \quad , \quad (2-34)$$

kur  $k_{TR} = U_1/U_2 = \frac{U_1 \cdot 1,35}{U_{d0}}$  .

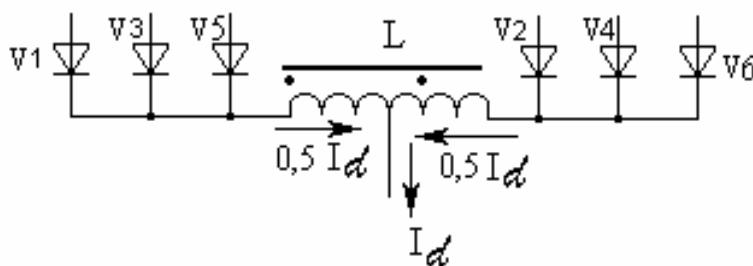
Transformatora primārās puses aprēķina jauda ir

$$S_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 = \frac{3k_{TR}U_2^1}{1,35} \frac{I_d}{k_{TR}} \sqrt{\frac{1}{3}} = 1,28P_d \quad , \quad (2-35)$$

bet kopējā transformatora aprēķina jauda ir

$$S_{TR} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,545P_d \quad . \quad (2-36)$$

Sešfāžu shēmā diodes efektīvās strāvas attiecība pret vidējo strāvu sasniedz 2,4. Tā kā diodes efektīvā strāva ir vienāda ar transformatora sekundārā pustinuma efektīvo strāvu, tad ir svarīgi šo attiecību samazināt. To var panākt ar 2.8. zīm. attēloto sešu diožu sadalīšanu divās grupās, starp kurām ieslēdz strāvu izlīdzinošo reaktoru (2.9. zīm.). Tā izveidojas sešfāžu taisngriezis ar izlīdzinošo reaktoru.



2.9. zīm. Strāvas pārdalīšana sešfāžu taisngriezī

Patiesībā reaktors ir transformators ar diviem virknē slēgtiem tinumiem, kam ir vienāds vijumu skaits  $w_1 = w_2$  . Tad, ja magnētiskā serde nav piesātināta, abos tinumos ir vienādas strāvas (vidēji  $0,5 I_d$  ), bet slodzes spriegums  $u_d$  ir puse no abu grupu anodu spriegumu summas.

Kaut arī katra diode vada jau  $\lambda = 120^\circ$  intervālā (2.10.zīm.), taču tās strāvas amplitūda ir tikai  $0,5I_d$  un diodes efektīvā strāva ir krietni mazāka:

$$I_{vef} = I_2^1 = 0,5I_d \sqrt{\frac{1}{3}} \quad . \quad (2-37)$$

Taisngrieztā sprieguma vērtība sešfāžu shēmai ar reaktoru aprēķināma , piemēram, intervālā no  $0$  līdz  $30^\circ$  (2.10.zīm.) kā

$$U_{d0} = \frac{1.6}{\pi} \left[ \int_{60^\circ}^{90^\circ} \frac{U_{b2m}^1}{2} \sin \vartheta d\vartheta + \int_{120^\circ}^{150^\circ} \frac{U_{c2m}^1}{2} \sin \vartheta d\vartheta \right] = \frac{6\sqrt{2}U_2^1}{\pi} \left( \frac{1}{4} + \frac{\sqrt{3}-1}{4} \right) = 1,17U_2^1 \quad . \quad (2-38)$$

### Transformatora sekundāro tinumu aprēķina jauda ir

$$S_2 = 6U_2^1 I_2^1 = 6 \frac{U_{d0}}{1,17} 0,5 I_d \sqrt{\frac{1}{3}} = 1,48 P_d \quad (2-39)$$

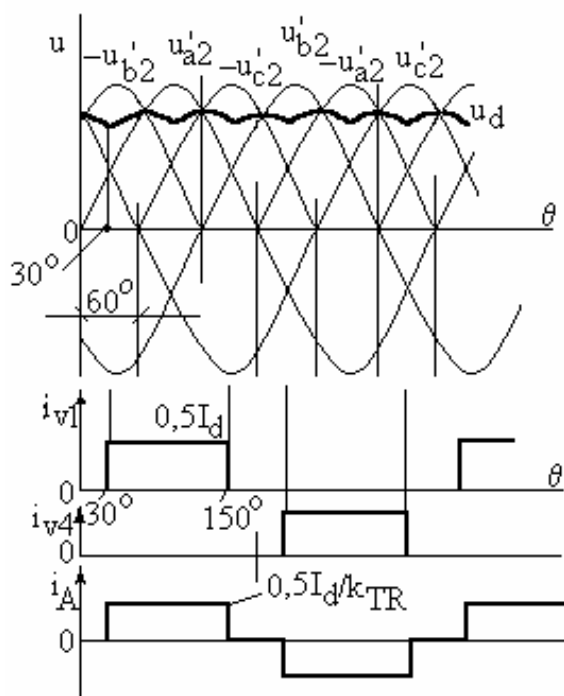
### Transformatora primārā tinuma strāvas (2.10.zīm. $i_A$ ) efektīvā vērtība ir

$$I_1 = \frac{0,5 I_d}{k_{TR}} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2-40)$$

kur  $k_{TR} = U_1 / U_2^1$ .

Transformatora primārā tinuma aprēķina jauda ir

$$S_1 = 3U_1 I_1 = \frac{3U_{d0} k_{TR} 0,5 I_d \sqrt{2}}{1,17 k_{TR} \sqrt{3}} = 1,05 P_d \quad (2-41)$$



2.10.zīm. Sešfāžu taisngrieža ar reaktoru taisngrieztā sprieguma un strāvu diagrammas

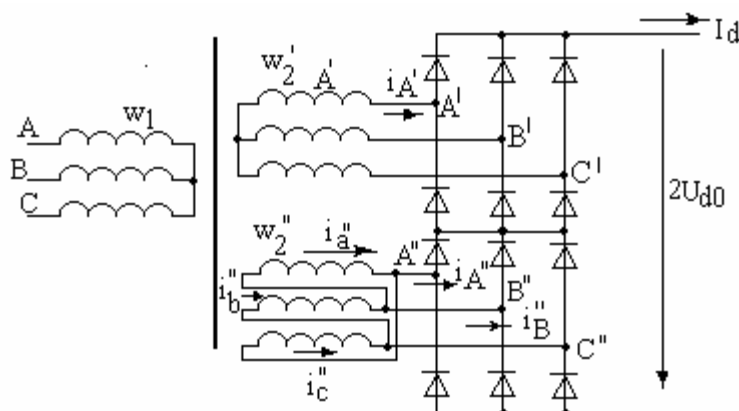
Diodes efektīvās un vidējās strāvas attiecība šai shēmā ir tāda pat kā tiltiņa shēmā, t.i.,  $\sqrt{3}$ . Diodi izvēlas pēc sprostsprieguma maksimālās amplitūdas vērtības  $2\sqrt{2}U_2^1$ , kas tai var būt pievienots, kad vada kāda cita diode vai diodes.

### 2.1.7. Divpadsmit pulsāciju taisngrieža shēma

Ja transformatoram ir divi sekundārie tinumi, no kuriem viens savienots zvaigznē, bet otrs – trīsstūrī (2.11.zīm.), tad, pielietojot katrai grupai savu trīsfāžu tiltveida taisngriezi, izejā var iegūt divkāršu taisngriezto spriegumu  $2U_{d0}$ , kura momentānās vērtības pulsēs ar 12 reižu lielāku frekvenci nekā tīkla frekvence.

Trīsstūrī savienotās grupas līnjspriegumi atpaliek fāzē par  $30^\circ$  no zvaigznē savienotās grupas tāda paša nosaukuma līnjspriegumiem:  $u_{AB}^1$  zvaigznes grupā apsteidz par  $30^\circ$  spriegumu  $u_{AB}^{11}$ , jo trīsstūrī savienotās grupas līnjspriegumu faktiski veido transformatora sekundārais fāzes tinums  $A^{11}$ .

Tāpēc abu taisngriežu grupu līnijstrāvas  $i_A^1$  un  $i_A^{11}$  ir vienādas pēc formas, bet savstarpēji nobīdītas par  $30^\circ$ , strāvai  $i_A^{11}$  atpaliekot fāzē (2.12.zīm.). Šo strāvu efektīvās vērtības ir  $I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$ .



2.11.zīm. Divpadsmit pulsāciju taisngriezis

Trīsstūrī savienotā tinuma fāzes strāvas momentānās vērtības var noteikt pēc šādiem vienādojumiem:

$$\begin{aligned} i_a^{11} &= i_c^{11} + i_A^{11} \\ i_b^{11} &= i_a^{11} + i_B^{11} \\ i_a^{11} + i_b^{11} + i_c^{11} &= 0 \end{aligned} \quad , \quad (2-42)$$

kur  $i_a^{11}$ ,  $i_b^{11}$ ,  $i_c^{11}$  ir tinuma  $w_2^{11}$  fāzu momentānās strāvu vērtības,  $i_A^{11}$  un  $i_B^{11}$  – līnijstrāvu momentānās vērtības. Līnijstrāva  $i_b^{11}$  atpaliek no  $i_A^{11}$  par  $120^\circ$ .

Risinot strāvu izteiksmes, var iegūt, ka

$$i_a^{11} = \frac{i_A^{11} - i_B^{11}}{3} \quad . \quad (2-43)$$

Šai strāvai ir pakāpjveidīga forma ar pakāpītēm  $I_d/3$  un  $2I_d/3$ ; tās efektīvā vērtība ir

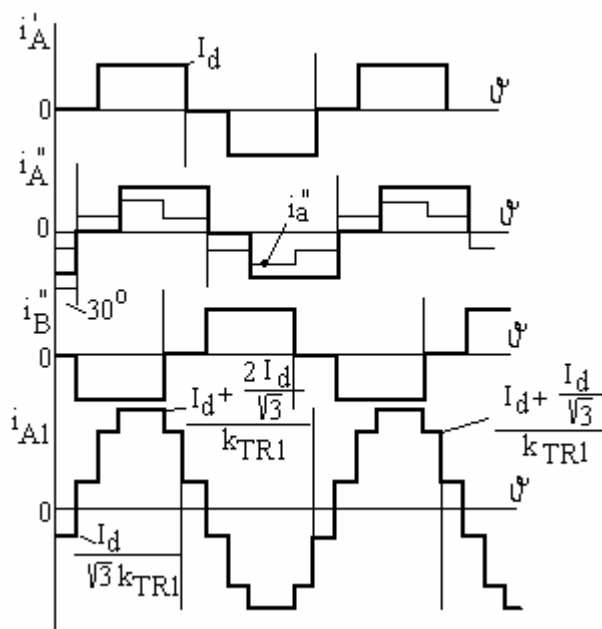
$$I_{aef}^{11} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{120^\circ} \frac{I_d^2}{9} d\vartheta + \int_0^{60^\circ} \frac{4I_d^2}{9} d\vartheta \right]} = I_d \frac{\sqrt{2}}{3}, \quad (2-44)$$

t.i., tā ir  $\sqrt{3}$  reizes mazāka par līnijstrāvas efektīvo vērtību.

Ja vien abu grupu taisngrieztie spriegumi ir vienādi, transformatora abu sekundāro tinumu aprēķinu jaudas ir vienādas:

$$S_2^1 = S_2^{11} = 3 \frac{U_{d0}}{1,35\sqrt{3}} I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = 1,05 P_d^1, \quad (2-45)$$

kur  $U_{d0}$  ir vienas grupas taisngrieztais spriegums, bet  $P_d^1$  ir šīs grupas taisngrieztā jauda.



2.12.zīm. Abu taisngriežu grupu līnijstrāvu un transformatora primārā tinuma strāvas laika diagrammas

Transformatora primārā tinuma strāvas momentāno vērtību līkne veidojas abu grupu atbilstošo fāzes tinumu strāvu kopdarbībā:

$$i_{A1} = \frac{i_A^1}{k_{TR1}} + \frac{i_A^{11}}{k_{TR2}},$$

kur  $k_{TR1} = W_1/W_2^1$  un  $k_{TR2} = W_1/W_2^{11}$ . Ja abu grupu sekundārie līnijaspiriegumi ir vienādi, tad  $k_{TR1} = k_{TR2} \sqrt{3}$ , t.i.,

$$i_{A1} = \frac{64}{k_{TR1}} \cdot \frac{i_A^1 + \sqrt{3}i_A^{11}}{k_{TR1}} \quad (2-46)$$

Šādas strāvas līkne pusperiodā sastāv no pakāpītēm, no kurām tipiskākās ir  $I_d/\sqrt{3}k_{TR1}$  (divas pakāpītes katra intervalā  $30^\circ$ ),  $I_d\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\right)/k_{TR1}$  (arī  $30^\circ$  intervalā),  $I_d\left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right)/k_{TR1}$  (viena pakāpe  $60^\circ$  intervalā). Tāpēc primārā tinuma strāvas efektīvā vērtība ir

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ 2 \int_0^{30^\circ} \frac{I_d^2}{3k_{TR1}^2} d\vartheta + 2 \int_0^{30^\circ} \frac{I_d^2(\sqrt{3}+1)^2}{3k_{TR1}^2} d\vartheta + \int_0^{60^\circ} \frac{I_d^2(\sqrt{3}+2)^2}{3k_{TR1}^2} d\vartheta \right]} = \frac{1,58I_d}{k_{TR1}} \quad (2-47)$$

Transformatora primārā tinuma aprēķinu jauda ir

$$S_1 = 3U_{2f}k_{TR1} \cdot \frac{1,58I_d}{k_{TR1}} = 3 \frac{U_{d0}}{\sqrt{31,35}} 1,58I_d = 2,03P_d^1 \quad (2-48)$$

### 2.1.8. Taisngrieztā sprieguma pulsācijas koeficients

Taisngrieztā sprieguma pulsācijas koeficientu nosaka pēc harmoniskās analīzes rezultātiem. Par k-tās harmonikas pulsācijas koeficientu sauc šīs harmonikas amplitūdas  $A_{km}$  attiecību pret taisngrieztu spriegumu  $U_{d0}$ :

$$K_{pk} = \frac{A_{km}}{U_{d0}} \quad (2-49)$$

Taču taisngriežu raksturojumos parasti norāda maiņkomponentes pamatharmonikas pulsācijas koeficientu. Ja aplūkojam vienfāzes divu pusperiodu taisngriežu izejas sprieguma līknes, tad redzam, ka tās nav simetriskas pret laika asi, t.i.,  $x(\omega t) \neq -x(-\omega t)$ . Tāpēc sīnusa harmoniku amplitūdas  $B_{km} = 0$ , bet  $A_{km}$  meklējamas no vienādojuma

$$A_{km} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^\pi U_m \sin \vartheta \cos k\vartheta d\vartheta - \int_\pi^{2\pi} U_m \sin \vartheta \cos k\vartheta d\vartheta \right] \quad (2-50)$$

Risinot šo vienādojumu, redzam, ka ir tikai pāra harmonikas, un

$$U_d(\vartheta) = \frac{4U_m}{\pi} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{3} \cos 2\vartheta - \frac{1}{15} \cos 4\vartheta - \frac{1}{35} \cos 6\vartheta \dots \right) \quad (2-51)$$

Pamatharmonika šai sprieguma līknei ir otrā, jo pulsāciju skaits periodā  $m_2 = 2$ , un tās pulsācijas koeficients

$$K_{p2} = \frac{2}{3} = 0,66 \quad .$$

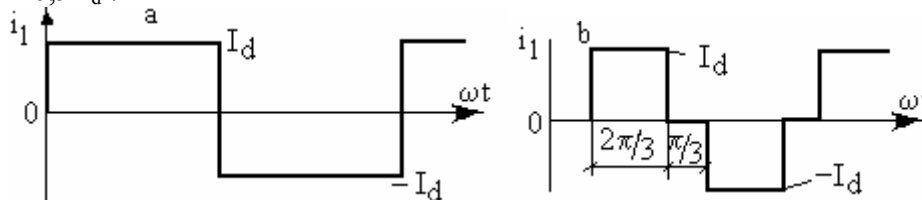
Trīsfāžu nullpunkta shēmai pamatharmonika ir trešā, jo  $m_2 = 3$ , un šīs harmonikas pulsācijas koeficients  $K_{p3} = 0,25$ .

Trīsfāžu divu pusperiodu shēmām (arī ar reaktoru) pamatharmonika ir sestā, jo  $m_2 = 6$ , un šīs harmonikas pulsācijas koeficients  $K_{p6} = 0,057$ .

Tabulā 2.1. sakopoti dati par visu aplūkoto nevadāmo taisngriežu shēmu aprēķina parametriem. Šeit ar  $m_2$  apzīmēts taisngrieztā sprieguma pulsāciju skaits periodā, ar  $k_{pm}$  - taisngrieztā sprieguma maņkomponentes pamatharmonikas pulsāciju koeficients. Kā redzams, vislielākais transformatora aprēķinu jaudas palielinājums nepieciešams sešfāžu shēmai bez sadalošā reaktora, kas arī ir par iemeslu tās ierobežotam pielietojumam.

### 2.1.9. Tīkla strāvas forma

Tikai vienfāzes divu pusperiodu taisngriežim darbībā ar aktīvu slodzi tīkla strāva ir sinusoidāla. Visiem citiem taisngriežiem, neatkarīgi no slodzes, tīkla strāva ir nesinusoidāla, t.i., kropļota. Vienfāzes divu pusperiodu taisngriežim ar slodzi  $L_d = \infty$  tīkla strāvas forma ir taisnstūrveida (2.13.zīm.). Šādas formas strāvas efektīvā vērtība  $I_1 = I_d$ , bet 1. harmonikas efektīvā vērtība  $I_{1(1)} = 0,9 I_d$ .



2.13.zīm. Taisngrieža ieejas maņstrāvas forma: divu pusperiodu (a), trīsfāžu tiltiņa (b) shēmai

Divu pusperiodu taisngrieža ieejas maņstrāvas sastāvā ietilpst arī citas nepāra harmonikas:

Harmon. numurs n	1	3	5	7	9	11	13	15
Efektīvā strāva $I_{(n)} / I_d$	0,897	0,299	0,179	0,128	0,0997	0,0815	0,069	0,0598

Strāvas kvalitāti raksturo strāvas harmoniku kropļojuma koeficients (Total Harmonic Distortion Factor)

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2}}{I_{(1)}} = \frac{\sqrt{I^2 - I_{(1)}^2}}{I_{(1)}} \quad (2-52)$$

kas šinī gadījumā ir 0,493.

Ja trīsfāžu nullpunkta shēmai ieejā nav transformatora, tad nogludinātas slodzes strāvas gadījumā  $I_1 = 0,577 I_d$ , šīs tīkla strāvas 1. harmonikas efektīvā vērtība ir  $0,385 I_d$ , ir gan pāra, gan nepāra harmoniskās, un  $THD=1,12$ . Ieslēdzot ieejā transformatoru ar transformācijas koeficientu 1, tīkla strāva  $I_1 = 0,47 I_d$ , 1. harmonikas efektīvā vērtība  $I_{1(1)} = 0,388 I_d$ , bet  $THD=0,684$ .

Sevišķa nozīme ir tīkla strāvas harmoniskajam sastāvam. Tā, piemēram, visbiežāk lietotajam trīsfāžu tiltiņam tīkla strāva sastāv (2.13.zīm.,b) no taisnstūra formas divpolāriem impulsiem ar amplitūdu  $I_d$ , katras polaritātes impulsu laiku periodā  $2\pi/3$ , un pauzi starp impulsiem  $\pi/3$  laikā. Šādas strāvas pirmās harmonikas amplitūda ir aptuveni  $1,1 I_d$ , šādai strāvai nav pāra harmoniku, nākošās nozīmīgākās ir 5. harmonika ar amplitūdu aptuveni  $0,22 I_d$ , pēc tam nāk 7. harmonika ar amplitūdu aptuveni  $0,158 I_d$ . Tīkla strāvai ir arī citas harmonikas:

Harmon. numurs n	1	5	7	11	13	17	19
Efektīvā strāva $I_{(n)} / I_d$	0,777	0,155	0,11	0,07	0,06	0,046	0,041

Kropļojuma faktors  $THD=0,32$ , un tas ir labāks nekā vienfāzes un trīsfāžu nullpunkta shēmām.

Lai uzlabotu tīkla strāvas formu, trīsfāžu tiltiņam jāveido filtri 5. un 7. strāvas un kropļojuma sprieguma harmonikām, t. i.,  $(m_2-1)=5$ . un  $(m_2+1)=7$ . harmonikām. Izveidojot šādus filtrus, var panākt praktiski sinusoidālu tīkla strāvas formu.

### 2.1.10. Strāvas komutācijas process

Tabulā 2.1 dotie dati atbilst idealizētam taisngrieža darba režīmam. Patiesībā taisngrieži barojošajam tīklam (piemēram, ja ieejā ir transformators) ir nozīmīga aktīvā un induktīvā pretestība. Izejas spriegumu jo sevišķi ietekmē ekvivalentā ieejas ķēdes induktīvā pretestība, izraisot tā saucamo strāvas komutācijas efektu, kas būtiski samazina taisngrieztā sprieguma vērtību.

Aplūkosim komutācijas ietekmi vienfāzes shēmā ar transformatoru (2.14. zīm.).

Komutācijas efekts izpaužas brīdī, kad ieejas spriegums  $u_2$  maina zīmi. Ja slodzes strāva ir nogludināta ( $L_d = \infty$ ) un ventiļu ķēdēs ir induktivitātes  $L_a$ , tad abas strāvas  $i_1$  un  $i_2$  nevar izmainīties lēcienveidīgi, bet to summa pēc Kirhofa likuma

$$i_1 + i_2 = I_d \quad (2-53)$$

Kad  $u_2$  mainās uz pozitīvo polaritāti, strāva  $i_1$  plūstoši pieaug, bet strāva  $i_2$  - tāpat samazinās, t.i., kādu intervālu  $\gamma$  vada abi ventiļi. Šī komutācijas intervāla laikā ir spēkā šādi spriegumu vienādojumi:

$$\begin{aligned} u_2 &= L_a \frac{di_1}{dt} + u_d \quad , \\ u_2 &= -L_a \frac{di_2}{dt} - u_d \quad . \end{aligned} \quad (2-54)$$

Ņemot vērā (2-53), kā arī, ka  $t = \vartheta / \omega$ ,

$$X_a \frac{di_1}{d\vartheta} = u_2 = U_{2m} \sin \vartheta \quad . \quad (2-55)$$

Ievietojot  $u_2$  izteiksmi (2-55) izteiksmju (2-54) pirmajā vienādojumā, redzam, ka komutācijas laikā  $u_d = 0$ . Tātad no taisngrieztā sprieguma līknes tiek izslēgti iesvītrotie laukumi, kas pusperioda laikā vidēji samazina taisngrieztu spriegumu par  $\Delta U$ . Strāva  $i_1$  procesā mainās kā (pie  $\vartheta = 0$  strāva  $i_1 = 0$ )

$$i_1 = \frac{U_{2m}}{X_a} (1 - \cos \vartheta) \quad , \quad (2-56)$$

bet komutācijas intervāls ir

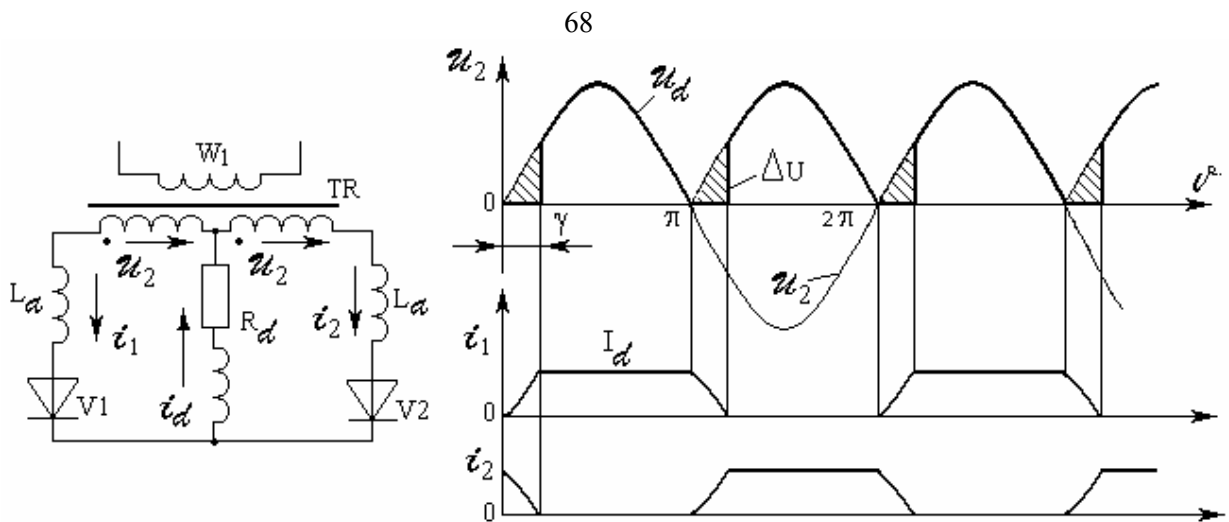
$$\gamma = \arccos \left( 1 - \frac{I_d X_a}{U_{2m}} \right) \quad . \quad (2-57)$$

Jo lielāki  $I_d$  un  $X_a$ , jo  $\gamma$  arī ir lielāks. Var aprēķināt, ka laukums

$$\Delta U = \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{X_a I_d}{\pi} = \frac{m_2 X_a I_d}{2\pi} \quad . \quad (2-58)$$

Tātad reālais taisngrieztais spriegums

$$U_d = U_{d0} - \frac{m_2 X_a}{2\pi} I_d \quad . \quad (2-59)$$



2.14. zīm. Komutācijas procesa diagrammas vienfāzes transformācijā shēmā

Vienfāzes tiltiņa shēmā komutācijas intervālā ir ieslēgtas visas 4 diodes ( $u_d = 0$ ) un notiek avota strāvas  $i$  izmaiņa no vienas polaritātes  $i = I_d$  līdz pretējās polaritātes  $I_d$  vērtībai. Pārejot uz pozitīvā virziena spriegumu, avota strāvas izmaiņas procesu apraksta vienādojums

$$u = U_m \sin \vartheta = X_a \frac{di}{d\vartheta} \quad (2-60)$$

Vienādojuma atrisinājums, ievērojot, ka pie  $\vartheta = 0$  strāva  $i = -I_d$ , ir

$$i = \frac{U_m}{X_a} (1 - \cos \vartheta) - I_d \quad (2-61)$$

No šejienes

$$1 - \cos \gamma = \frac{2I_d X_a}{U_m} \quad (2-62)$$

Sprieguma zudums

$$\Delta U = \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma U_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_m}{\pi} (1 - \cos \gamma) = \frac{2I_d X_a}{\pi} \quad (2-63)$$

un

$$U_d = U_{d0} - \frac{2m_2 I_d X_a}{2\pi} \quad (2-64)$$

Kā redzams, vienfāzes tiltiņam, lai pielietotu (2-59) izteiksmi, ir jāpieņem divkārtota reālā avota induktīvā pretestība.

Trīsfāžu shēmā ar nullpunktu komutācija, piemēram, starp fāzēm A un B sākas no brīža, kad fāzes B spriegums  $u_B$  kļūst lielāks par  $u_A$  un strāvu vienlaikus vada V1 un V2.

Komutācijas laikā (2.15. zīm.)

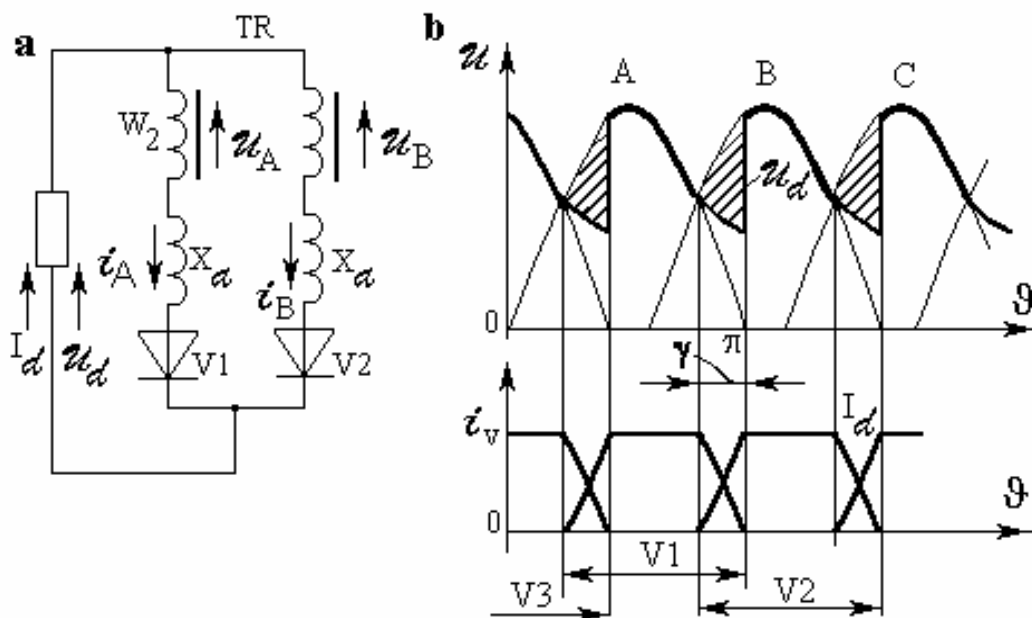
$$\begin{aligned} -u_A + X_a \frac{di_A}{d\vartheta} + u_d &= 0 \\ -u_B + X_a \frac{di_B}{d\vartheta} + u_d &= 0 \end{aligned} \quad (2-65)$$

$$i_A + i_B = I_d$$

Tā kā  $dI_d / d\vartheta = 0$ , tad no šejienes

$$u_d = \frac{u_A + u_B}{2}, \quad (2-66)$$

t.i., komutācijas laikā taisngrieztais spriegums ir puse no komutējošo fāžu spriegumu summas.



2.15. zīm. Aprēķinu shēma komutācijai starp fāzi A un B (a) un raksturojošās diagrammas (b)

## Nevadāmo taisngriežu parametri

Tabula 2.1

	Vienfāzes tiltiņa	Vienfāzes ar transform	Trīsfāžu nullpunkta	Trīsfāžu tiltiņa	Sešfāžu	Sešfāžu ar reaktoru
$U_{d0}$	$0,9 U$	$0,9 U_2^1$	$1,17 U_f$	$1,35 U_l$	$1,35 U_2^1$	$1,17 U_2^1$
$m_2$	2	2	3	6	6	6
Diodes vid. strāva $I_{v\ vid}/I_d$	0,5	0,5	0,33	0,33	0,166	0,166
Diodes efekt Strāva ( $L_d = \infty$ ) $I_{v\ ef}/I_d$	0,707	0,707	0,577	0,577	0,4	0,288
Diodes spro Stspriegums $U_{v\ m}$	$\sqrt{2} U$	$2\sqrt{2} U_2^1$	$\sqrt{6} U_f$	$\sqrt{2} U_L$	$\sqrt{6} U_2^1$	$\sqrt{6} U_2^1$
$K_{pm}$	0,66	0,66	0,25	0,057	0,057	0,057
$S_1^*/P_{d0}$	1,11	1,11	1,21	1,05	1,28	1,05
$S_2^*/P_{d0}$	1,11	1,57	1,48	1,05	1,81	1,48
$S_{TR}^*/P_{d0}$	1,11	1,34	1,345	1,05	1,55	1,265

**Piemērs.**

Vienfāzes transformatora primārā tinuma nominālais spriegums ir 380V, sekundārā tinuma – 100V. Sekundārā tinuma nominālā strāva ir 100A, transformatora īsslēguma relatīvais spriegums  $U_k^* = 0,07$ . Aprēķināt vienfāzes tiltiņa taisngrieža komutācijas leņķi un sprieguma zudumu pie aktīvi induktīvas slodzes ar lielu induktivitāti un  $R=1\Omega$ !

1. Transformatora tinumu induktīvā pretestība attiecībā pret taisngriezi

$$x_a = \frac{U_k^* U_{2N}}{I_{2N}} = \frac{0,07 \cdot 100}{100} = 0,07\Omega.$$

2. Taisngrieža slodzes strāva

$$I_d = \frac{U_{a0} - \Delta U_\gamma}{R} = \frac{0,9U_{2N} - 2I_d \frac{x_a}{\pi}}{R},$$

no šejienes

$$I_d = \frac{0,9U_{2N}}{R + 2 \frac{x_a}{\pi}} = 86,16A.$$

3. Komutācijas leņķis

$$\gamma = \arccos\left(1 - \frac{2I_d x_a}{U_{2m}}\right) = \arccos\left(1 - \frac{2 \cdot 86,16 \cdot 0,07}{\sqrt{2} \cdot 100}\right) = 23,78^\circ.$$

4. Sprieguma zudums komutācijas procesā

$$\Delta U_\gamma = 2 \frac{I_d x_a}{\pi} = 3,84V$$

Ievietojot (2-66) sistēmā (2-65) un pieņemot, ka komutācijas sākumā  $\vartheta = \omega t = 0$ , var rakstīt, ka

$$2X_a \frac{di_B}{d\vartheta} = u_B - u_A = U_m \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right) - U_m \sin\left(\vartheta + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (2-67)$$

vai 
$$2X_a \frac{di_B}{d\vartheta} = U_m \sqrt{3} \sin \vartheta \quad (2-68)$$

Šeit  $U_m$  ir fāzes sprieguma amplitūdas vērtība.

No iepriekšējās izteiksmes, ievērojot, ka pie  $\vartheta = 0$   $i_B = 0$ ,

$$i_B = \frac{U_m \sqrt{3}}{2X_a} (1 - \cos \vartheta) \quad (2-69)$$

bet komutācijas leņķis nosakāms no izteiksmes

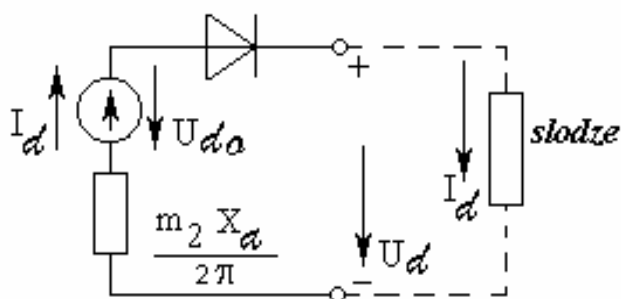
$$(1 - \cos \gamma) = \frac{2I_d X_a}{U_m \sqrt{3}} \quad (2-70)$$

Taisngrieztā sprieguma zudums komutācijas laikā

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{3}{2\pi} \int_0^\gamma (u_B - \frac{u_A + u_B}{2}) d\vartheta = \frac{3}{2\pi} \int_0^\gamma \frac{U_{BAm} \sin \vartheta}{2} d\vartheta = \\ &= \frac{3U_m \sqrt{3}}{4\pi} (1 - \cos \gamma) = \frac{3I_d X_a}{2\pi} = \frac{m_2 I_d X_a}{2\pi} \end{aligned} \quad (2-71)$$

Arī citos gadījumos  $\Delta U$  aprēķināms līdzīgi. Var pieņemt, ka taisngriezi var aizstāt ar ideālu sprieguma ģeneratoru  $U_{d0}$  un iekšējo pretestību, kuru nosaka komutācijas process (2.16. zīm.). Šajā shēmā

$$U_d = U_{d0} - I_d \frac{m_2 X_a}{2\pi} \quad (2-72)$$



2.16.zīm.Taisngrieža aizvietošanas shēma

Taisngrieža tukšgaitas spriegums ir  $U_{d0}$ , bet īsslēguma strāva

$$I_{dk} = \frac{U_{d0} 2\pi}{m_2 X_a} \quad (2-73)$$

Ja diožu shēmas ieejā ir divtinumu transformators, tad  $X_a$  nosaka no galvenajiem transformatora sekundārā tinuma parametriem – tinuma fāzes nominālā sprieguma  $U_{2N}$  un strāvas  $I_{2N}$ , kā arī īsslēguma relatīvā sprieguma  $U_k^*$ :

$$X_a = \frac{U_k^* U_{2N}}{I_{2N}} \quad (2-74)$$

Īsslēguma relatīvais spriegums parasti ir 0,05 ... 0,07 no nominālā. Ja vienfāzes tiltiņa taisngriezi barojošā transformatora  $U_{2N}=100V$ ,  $I_{2N}=50A$ ,  $U_k^*=0,07$ , tad

$$X_a = \frac{0,07 \cdot 100}{50} = 0,14\Omega .$$

### Piemērs.

Trīsfāzu Y/Y slēguma transformatora primārā tinuma līnispriegums ir 380V, bet sekundārā tinuma nominālais fāzes spriegums ir 100V. Sekundārā tinuma fāzes nominālā strāva ir 100A, transformatora īsslēguma relatīvais spriegums  $U_k^*=0,08$ . Aprēķināt trīsfāzu tiltiņa taisngrieža komutācijas leņķi un sprieguma zudumu pie aktīvi induktīvas slodzes ar lielu induktivitāti un  $R=1\Omega$ !

1. Transformatora tinumu fāzes induktīvā pretestība attiecībā pret taisngriezi

$$x_a = \frac{U_k^* U_{2fN}}{I_{2fN}} = \frac{0,08 \cdot 100}{100} = 0,08\Omega .$$

2. Taisngrieža slodzes strāva

$$I_d = \frac{U_{d0} - \Delta U_\gamma}{R} = \frac{1,35U_{2IN} - \frac{6I_d x_a}{2\pi}}{R} ;$$

no šejienes

$$I_d = \frac{1,35 \cdot \sqrt{2} U_{2fN}}{R + \frac{6x_a}{2\pi}} = 178A .$$

3. Komutācijas leņķis

$$\gamma = \arccos\left(1 - \frac{2I_d x_a}{\sqrt{2}\sqrt{3}U_{2fN}}\right) = \arccos\left(1 - \frac{2 \cdot 178 \cdot 0,08}{\sqrt{6} \cdot 100}\right) = 27,9^\circ .$$

4. Sprieguma zudums komutācijas procesā

$$\Delta U_\gamma = \frac{m_2 \cdot x_a}{2\pi} I_d = 13,6V .$$

## 2.2. Vadāmie taisngrieži

Par vadāmo taisngriezi (VT) saucim tādu sistēmu, kurā diodes daļēji vai pilnīgi aizstātas ar vadāmiem pusvadītāju elementiem (parasti tiristoriem) un regulējošais efekts tiek panākts, mainot vadāmā elementa ieslēgtā stāvokļa laiku iespējamajā vadāmības intervālā.

VT realizējami ar visām iepriekš aplūkotajām nevadāmo taisngriežu shēmām, aizstājot diodes ar tiristoriem. Tā kā tiristors maiņstrāvas ķēdē izslēdzas dabīgā ceļā, maiņstrāvai samazinoties līdz nullei, tad regulējošais efekts var tikt panākts, mainot tiristora atvēršanās brīdi.

### 2.2.1. Regulēšanas raksturlīknes

Aplūkosim vienfāzes tiltiņa vadāmo taisngriezi darbībā ar aktīvu slodzi un ar slodzi, kuras  $L_d = \infty$  (2.17. zīm.).

Tiristora atvēršanas brīža nobīdi analogās darbības vadības shēmās panāk, salīdzinot etalona zāģspriegumus  $u_z$  ar laikā lēni mainīgu  $U_v$  (2.17.zīm.). Tad tiristora ieslēgšanas nobīdes leņķis no iespējamā vadāmības sākumpunkta  $\alpha$  aprēķināms kā

$$\alpha = \frac{U_v}{U_{zm}} \pi \quad . \quad (2-75)$$

Šeit  $U_{zm}$  ir zāģsprieguma amplitūda. Kad  $U_v = 0$ , tad  $\alpha = 0$ ; kad  $U_v = U_{zm}$ , tad  $\alpha = \pi$ . Tā kā vadības efekts tiek iegūts, pārbīdot  $U_v$  pa vertikāli, vadības paņēmieni sauc par vertikālo, bet leņķi  $\alpha$  par regulēšanas leņķi.

Tiltiņa tiristoriem V1, V2 ir savs zāģspriegums, tiristoriem V3, V4 - savs (raustītā līnija 2.17. zīm.). Ja slodze ir aktīva, slodzes spriegums  $u_d$  ir vienpolārs, jo strāva caur slodzi samazinās līdz nullei pie leņķiem  $\vartheta = \pi, 2\pi, 3\pi \dots$ . Taisngrieztā sprieguma vidējā vērtība šai gadījumā

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad . \quad (2-76)$$

Šeit  $U_{d0} = 0,9 U$  ir diožu taisngrieža tukšgaitas spriegums. Redzams: ja  $\alpha = 0$ , tad  $U_d = U_{d0}$ ; ja  $\alpha = \pi$ , tad  $U_d = 0$ . Katra tiristora vadāmības leņķis  $\lambda = \pi - \alpha$ .

**Piemērs.**

Noteikt slodzes strāvas vidējo vērtību vadāmajam vienfāzes tiltveida taisngriezim, ja barojošā sprieguma efektīvā vērtība ir 380V, slodzes ķēdē virknē savienoti rezistors  $R=10\Omega$  un  $E_d=70V$ , bet taisngrieža regulēšanas leņķis ir  $\alpha=60^\circ$ !

1. Slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_d = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha) = \frac{0,9 \cdot 380}{2} (1 + \cos 60^\circ) = 256,5V .$$

2. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{U_d - E_d}{R} = 37,3A .$$

Citām VT shēmām ar aktīvo slodzi ir nedaudz citas izejas sprieguma aprēķina izteiksmes. Tā trīsfāzu nullpunkta shēmai, ja leņķi  $\alpha$  atskaita no fāzes spriegumu līkņu krustpunkta pozitīvajā pusperiodā, izejas spriegums kļūst vienāds ar nulli pie  $\alpha=5\pi/6$ . Trīsfāzu tiltiņa shēmai ar aktīvu slodzi  $U_d=0$  pie  $\alpha=2\pi/3$ . Regulēšanas raksturlīknes  $U_d=f(\alpha)$  aktīvās slodzes gadījumā attēlotas 2.19. zīm.

**Piemērs.**

Noteikt slodzes strāvas vidējo vērtību vadāmajam trīsfāzu nullpunkta taisngriezim, ja barojošā maiņsprieguma fāzes sprieguma vērtība ir 220V, slodzes ķēdē virknē savienoti rezistors  $R=5\Omega$  un  $E_d=70V$ , bet taisngrieža regulēšanas leņķis ir  $\alpha=60^\circ$ !

1. Slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_d = \frac{1 \cdot 3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} U_{fm} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{2}U_f}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} = \frac{3\sqrt{2}U_f}{2\pi} [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)] = 149,23V .$$

2. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{U_d - E_d}{R} = \frac{149,23 - 70}{5} = 15,85A .$$

**Piemērs.**

Noteikt slodzes strāvas vidējo vērtību vadāmajam trīsfāzu tiltveida taisngriezim, ja barojošā maiņsprieguma līnijas sprieguma vērtība ir 380V, slodzes ķēdē virknē savienoti rezistors  $R=5\Omega$  un  $E_d=70V$ , bet taisngrieža regulēšanas leņķis ir  $\alpha=60^\circ$ !

1. Slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} U_{lm} \sin \nu d\nu = \frac{6\sqrt{2}U_l}{2\pi} (-\cos \nu) \Big|_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} = \frac{6\sqrt{2}U_l}{2\pi} [1 + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha)] = 257,7V .$$

2. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{U_d - E_d}{R} = \frac{257,73 - 70}{5} = 37,55A .$$

Procesi ir citādi, ja slodze satur lielu induktivitāti. Tad slodzes strāva ir nepārtraukta un strāvu vadošie tiristori pusperioda beigās paši neizslēdzas, bet turpina vadīt strāvu, līdz atveras otrs tiristoru pāris. Rezultātā slodzes sprieguma  $u_d$  momentānās vērtības pēc pusperioda beigām ir ar negatīvu zīmi. Tiristoru komutācija ir piespiedu ar pretspriegumu pēc aizvēršanās (2.17. zīm.). Katrs tiristors vada visu iespējamo vadāmības intervālu, t.i., šeit  $\lambda = \pi$ . Taisngrieztais spriegums ar šādu slodzi

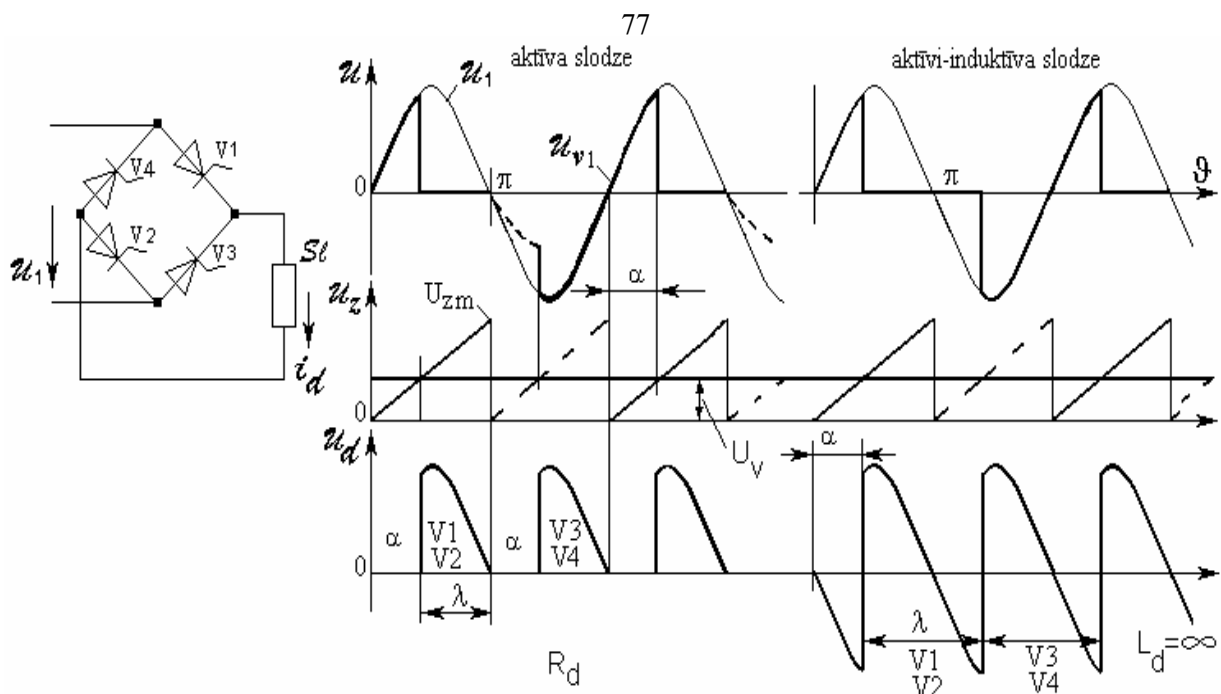
$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha . \quad (2-77)$$

Arī citu shēmu gadījumos, ja slodze ir ar lielu induktivitāti,  $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ . Trīsfāzu shēmas ar nullpunktu (2.18. zīm.) gadījumā tiristors V1 var sākt vadīt no  $\vartheta = \pi/6 = 30^\circ$ , taču ievērojuma leņķi  $\alpha$ , un tiristoru V1 ieslēdz pie  $\vartheta = \pi/6 + \alpha$ . Tiristors V1 izslēgsies ar piespiedu komutāciju, kad atvērs V2, t.i., pie

$$\vartheta = \frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3} = \frac{5\pi}{6} + \alpha .$$

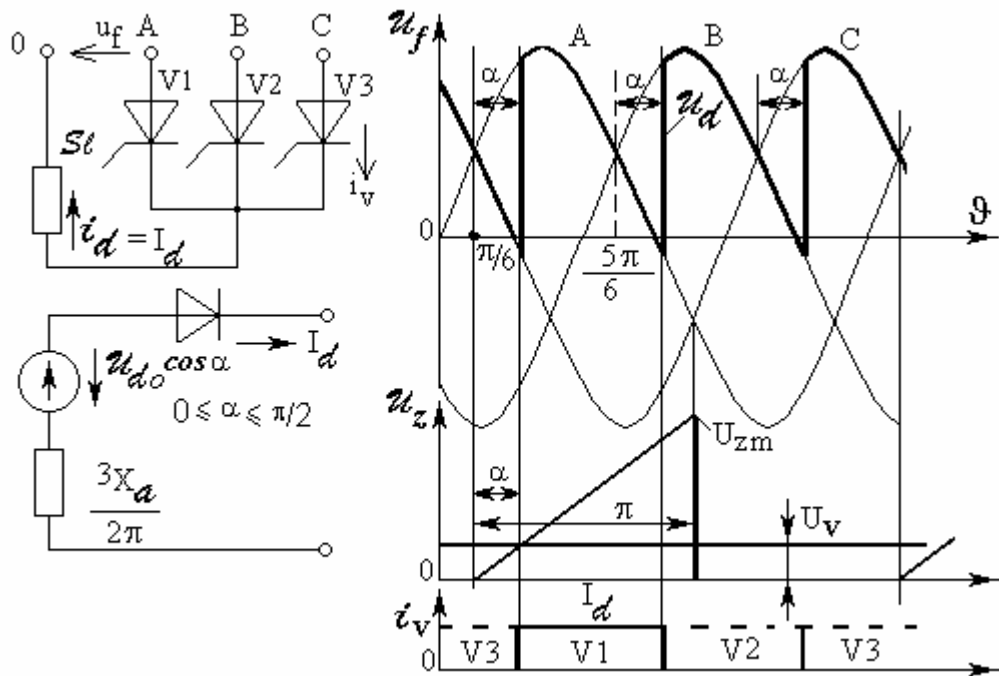
Taisngrieztā sprieguma  $u_d$  vidējā vērtība

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} U_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3U_m \sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha . \quad (2-78)$$

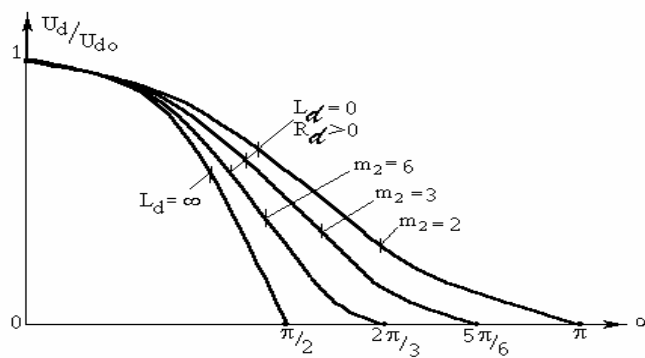


2.17 zīm. Vienfāzes tiltiņa taisngrieža vadība darbībā ar aktīvu un aktīvi inductīvu slodzi

Tātad, ja slodze ir ar lielu inductivitāti, taisngriezto spriegumu var aprēķināt pēc unificētas izteiksmes. Ja  $\alpha = 0$ , tad  $U_d = U_{d0}$ , bet  $U_d = 0$ , ja  $\alpha = \pi/2$ . Ja  $\alpha$  uzstāda lielāku par  $\pi/2$ , taisngrieztā sprieguma ģeneratorā ekvivalentajā shēmā (2.18. zīm.) maina zīmi, bet šādas polaritātes spriegums nevar radīt strāvu pasīvā slodzē, jo tam pretojas taisngrieža vadāmības ekvivalentā diode. Tukšgaitas taisngrieztā sprieguma vidējās vērtības atkarību no regulēšanas leņķa  $\alpha$  sauc par regulēšanas raksturlielni (2.19. zīm.).



2.18.zīm. Trīsfāžu shēma ar nullpunktu un tās regulēšanas principi un taisngrieža ekvivalentā aizvietošanas shēma



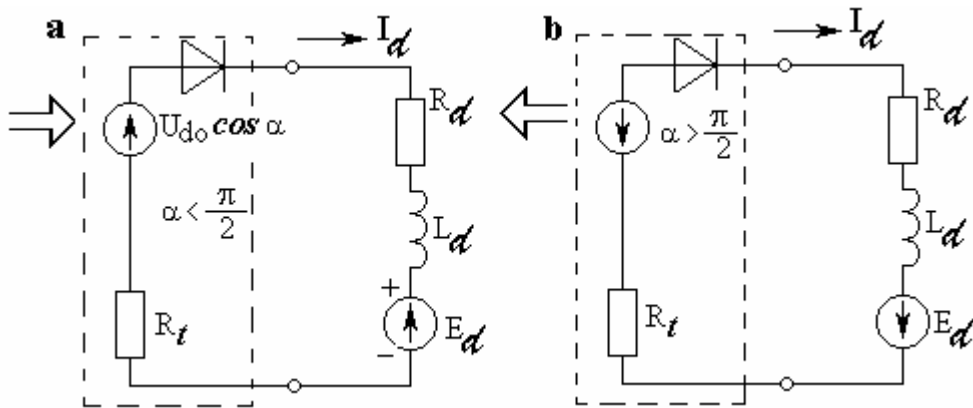
2.19.zīm. Vadāmā taisngrieža regulēšanas raksturlīknes

### 2.2.3. Invertēšanas režīms vadāmā taisngriezī

Darba režīms ar  $\alpha > \pi/2$  izmantojams tikai tad, ja slodzes ķēdē pašā ir sprieguma avots, kura EDS virziens atbilst iespējamam strāvas virzienam VT ķēdē (2.20. zīm.). 2.20.a zīm. attēlotajā gadījumā gan taisngriezis, gan ārējais avots ģenerē enerģiju, jo strāvas virziens sakrīt ar abu EDS virzienu. Strāvu ierobežo ķēdes pretestība:

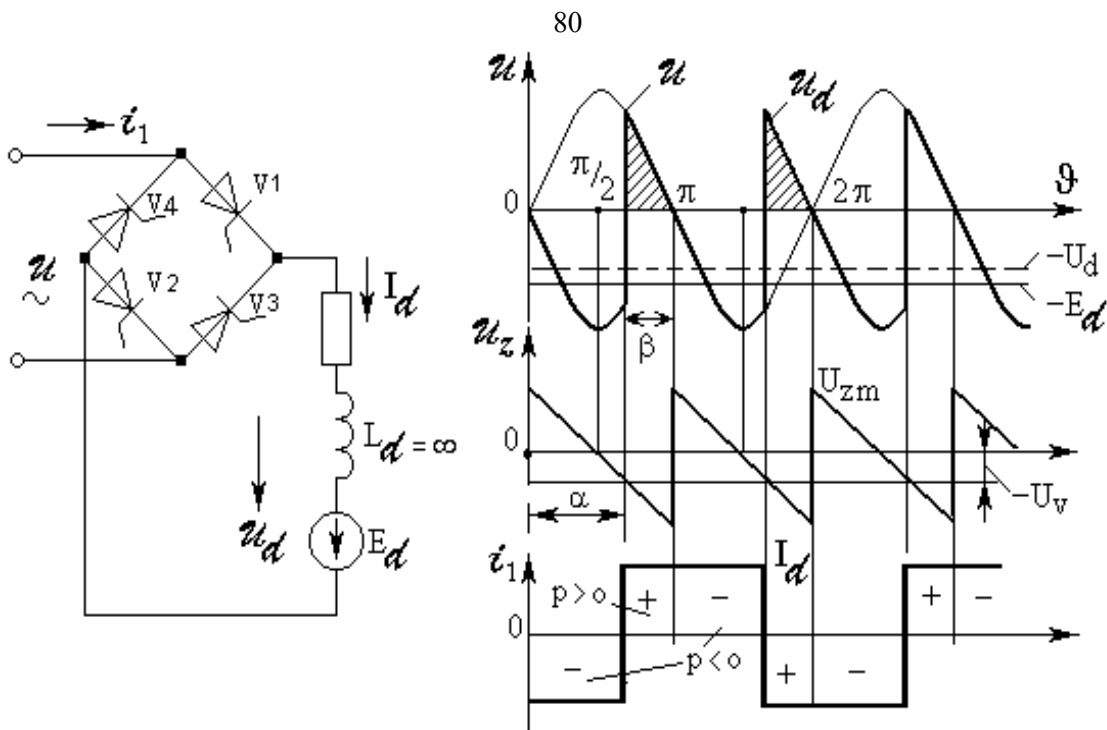
$$I_d = \frac{U_{d0} \cos \alpha + E_d}{R_t + R_d} \quad (2-79)$$

Šādam režīmam nav lielas nozīmes. Taču, ja uzstāda  $\alpha > \pi/2$ , kad  $|U_{d0} \cos \alpha| < E_d$ , ārējais sprieguma avots ir ģenerators, bet VT kļūst par enerģijas pieņēmēju, jo tā EDS un strāva ir pretējos virzienos vērsti. Vadāmais taisngriezis pieņemto enerģiju nodod maiņstrāvas tīklam, tātad tas rekuperē enerģiju. Tā kā patiesībā taisngriezis ārējā avota līdzspriegumu pārveido tīkla maiņspriegumā, tad šāds režīms tiek saukts par invertora režīmu.



2.20.zīm. Taisngriešanas un invertēšanas gadījumu aizvietošanas shēmas

Aplūkosim elektromagnētiskos procesus, pieņemot, ka strāva  $i_d$  ir nogludināta ( $L_d = \infty$ ), bet VT ir vienfāzes tiltiņa shēmas (2.21. zīm.). Tā kā, ja  $\alpha < \pi/2$ , izejas spriegums  $U_d$  ir ar pozitīvu zīmi, pie  $\alpha = \pi/2$  tas ir nulle (ja  $R_t = 0$ ), bet pie  $\alpha > \pi/2$  tas ir ar negatīvu zīmi (2.20. zīm.), tad būtu ērti, ka taisngrieža vadības sprieguma  $U_v$  zīme un lielums būtu atbilstoši  $U_d$  lielumam un zīmei, t.i., pie  $\alpha < \pi/2$   $U_v > 0$ , pie  $\alpha = \pi/2$   $U_v = 0$ , pie  $\alpha > \pi/2$   $U_v < 0$ . Šim nolūkam etalona zāģspriegumam jābūt ar lēzeni krītošu fronti (2.21. zīm.), kas šķērsotu nulles asi pie  $\alpha = \pi/2$ .



2.21. zīm. Invertēšanas režīms vienfāzes tiltiņa vadāmajā taisngriezī

Kaut arī tīkla spriegums ir ar pozitīvu zīmi (2.21.zīm.), līdz V1, V2 atvēršanai strāvu vada V3, V4, sprieguma  $u_d$  zīme ir pretēja  $u$  zīmei, bet tīkla strāvas  $i_1$  virziens ir pretējs sprieguma  $u$  polaritātei, t.i., maiņstrāvas avots uzņem jaudu ( $p < 0$ ). Kad pēc leņķa  $\alpha$  atver V1 un V2, tīkla sprieguma veidotais pretspriegums (iesvītrotie laukumi  $u_d$  līknē) intervālā  $\pi - \alpha$  aizver tiristorus V3, V4. Tīkla strāvas  $i_1$  un sprieguma  $u$  polaritātes šai pretsprieguma intervālā ir vienādas, t.i., tīkls ģenerē pozitīvu jaudu.

Lai droši noturētu izslēgtos tiristorus aizvērtā stāvoklī, intervāls  $\pi - \alpha$  nedrīkst būt neierobežoti mazs. Šī intervāla laikum jābūt lielākam par tiristora nominālo izslēgšanās laiku  $t_{iz}$ , t.i.,

$$\frac{\pi - \alpha}{\omega} > t_{iz}$$

No izklāstītā skaidrs, ka  $\alpha$  maksimālā vērtība ir

$$\alpha_{max} < \pi - \omega \cdot t_{iz} \quad (2-80)$$

Tā, ja  $\omega = 314$ ,  $t_{iz} = 100 \mu s$ , tad  $\alpha_{max} < 178,4^\circ$ .

Lai raksturotu invertora darba režīmu, ļoti bieži pielieto pretsprieguma eksistences leņķi  $\beta$ , ko sauc par invertēšanas leņķi (tieši šajā intervālā gan invertēšana nenotiek, jo jaudai ir pozitīva zīme). Aplūkotās shēmas gadījumā  $\beta = (\pi - \alpha) < 90^\circ$ .

**Piemērs.**

Noteikt, cik lielam jābūt ārējā sprieguma avota  $E$ , lai nodrošinātu invertēšanas strāvu  $I_d=100\text{A}$ , ja vadāmais taisngriezis ir trīsfāžu tiltiņa shēmas ar barojošo līnjspriegumu  $380\text{V}$ , tā iekšējā pretestība  $R_t=0,3\Omega$ , VT regulēšanas leņķis ir  $130^\circ$ , bet ārējā avota ķēdē ir ieslēgta tikai drosele!

1. Vadāmā taisngrieža ekvivalentais EDS ir

$$|E_t| = |U_{d0} \cos \alpha| = |1,35 \cdot 380 \cdot \cos 130^\circ| = 329,7\text{V},$$

2. Ārējā avota nepieciešamais EDS

$$E_d = I_d R_t + |E_t| = 100 \cdot 0,3 + 329,7 = 359,7\text{V}.$$

**2.2.3. Komutācijas procesi vadāmā taisngriezī**

Vadāmā taisngriezī ir tieši tādi paši komutācijas procesi kā nevadāmā taisngriezī, tikai tie nesākas dabīgajā ventiļa vadāmības brīdī, bet ar nobīdi  $\alpha$ . Komutācijas procesu nosaka ventiļu shēmu barojošās fāzes inductīvā pretestība  $X_a = \omega L_a$ . Aplūkosim vienfāzes shēmu ar transformatoru (2.22. zīm.).

Lai novērotu komutāciju, slodzes strāvai jābūt nepārtrauktai, t.i.,  $L_d$  jābūt lielai. Aplūkosim darbību ar  $L_d = \infty$ . Kamēr nav ieslēgts tiristors V1, strāvu  $I_d$  vada V2. Atverot V1, tiristora V2 strāva nevar momentāni samazināties, bet V1 strāva pieaug, jo to traucē inductivitāte  $L_a$ .

Veidojas komutācijas intervāls, kurā ieslēgti abi tiristori un spriegums  $u_d = 0$  (līdzīgi, kā diožu shēmā). Procesu apraksta vienādojumi

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 &= I_d \\ 2u + X_a \frac{di_2}{d\vartheta} - X_a \frac{di_1}{d\vartheta} &= 0 \end{aligned} \quad (2-81)$$

Pieņemot, ka komutācijas procesa sākumā  $\vartheta = 0$ , spriegums  $u$  aprakstāms kā  $U_m \sin(\alpha + \vartheta)$ . Tad strāva  $i_1$  pieaug no nulles līdz  $I_d$  kā

$$i_1 = \frac{U_m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)] \quad (2-82)$$

bet leņķis  $\gamma$  nosakāms no

$$I_d = \frac{U_m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (2-83)$$

Komutācijas leņķa aprēķinam trīsfāžu vadāmajā taisngriezī lieto (2-83) līdzīgu izteiksmi:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d X_a}{U_{lm}} \quad ,$$

kur  $U_{lm}$  ir līnijas sprieguma amplitūda (2.22. zīm. shēmā šāda sprieguma analogs ir  $2U_m$ , un tad izteiksme 2-83 ir universāla).

Sprieguma zudums pusperiodā (iesvītrotais laukums 2.22. zīm.) aprēķināms kā

$$\Delta U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\alpha+\gamma} U_m \sin \vartheta = \frac{U_m}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{I_d X_a}{\pi} = \frac{m_2 X_a}{2\pi} I_d \quad (2-84)$$

### Piemērs.

Noteikt vienfāzes transformatīvā VT komutācijas leņķi, ja sekundārā pustinuma  $U_2' = 150\text{V}$ ,  $x_a = 0,2\Omega$ , taisngrieža  $LR$  slodzes rezistances ir  $R = 5\Omega$ , bet VT regulēšanas leņķis ir  $60^\circ$ !

1. Taisngrieža slodzes spriegums

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{m_2 x_a}{2\pi} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{m_2 x_a}{2\pi}}{R} \cdot \frac{m_2 x_a}{2\pi},$$

kur  $U_d = I_d R$ .

No šejienes slodzes strāva pie  $m_2 = 2$

$$I_d = \frac{U_{d0} \cos \alpha (1 - \frac{m_2 x_a}{2\pi R})}{R - (\frac{m_2 x_a}{2\pi})^2 \frac{1}{R}} = \frac{135 \cdot 0,5 (1 - \frac{2 \cdot 0,2}{2\pi \cdot 5})}{5 - (\frac{2 \cdot 0,2}{2\pi})^2 \frac{1}{5}} = \frac{66,64}{4,99} = 13,35 \text{ A}.$$

2. Komutācijas leņķi var noteikt no izteiksmes

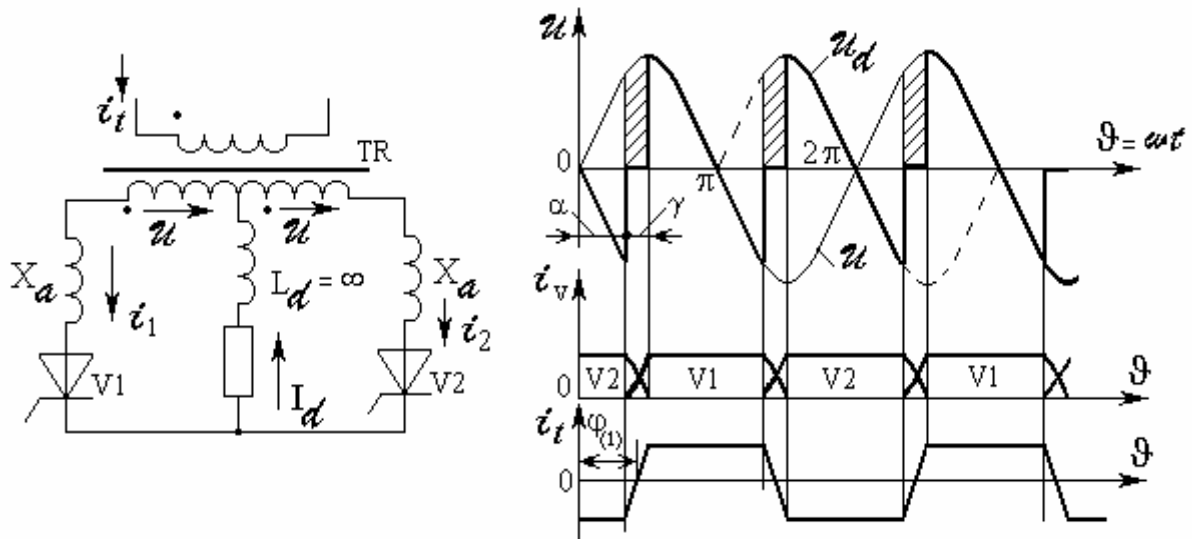
$$I_d = \frac{U_m}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

vai

$$\cos(\alpha + \gamma) = 0,487;$$

$$\alpha + \gamma = 60,82^\circ;$$

$$\gamma = 0,82^\circ.$$



2.22. zīm. Komutācijas procesi vienfāzes transformācijā vadāmajā taisngriezī

**Piemērs.**

Trīsfāžu nullpunkta VT shēmā fāzes sprieguma efektīvā vērtība ir 220V, fāzes inductīvā pretestība  $x_a=0,5\Omega$ . Noteikt komutācijas leņķi  $\gamma$  un reālo  $RL$  ar  $R=5\Omega$  slodzes sprieguma vidējo vērtību, ja  $\alpha=60^\circ$ !

1. Slodzes strāvu var aprēķināt no izteiksmes

$$U_d = I_{dR} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{m_2 x_a}{2\pi}}{R} \cdot \frac{m_2 x_a}{2\pi};$$

ievērojot, ka  $m_2=3$ ,

$$I_d = \frac{U_{d0} \cos \alpha (1 - \frac{m_2 x_a}{2\pi R})}{R - (\frac{m_2 x_a}{2\pi})^2 \frac{1}{R}} = \frac{220 \cdot 1,17 \cdot 0,5 (1 - \frac{3 \cdot 0,5}{2\pi \cdot 5})}{5 - (\frac{3 \cdot 0,5}{2\pi})^2 \frac{1}{5}} = \frac{122,55}{4,99} = 24,57 A.$$

2. Komutācijas leņķi var noteikt no izteiksmes

$$\frac{2I_d x_a}{\sqrt{3}U_2 \sqrt{2}} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)$$

vai

$$\frac{2 \cdot 24,57 \cdot 0,5}{\sqrt{3} \cdot 220 \cdot \sqrt{2}} = 0,5 - \cos(\alpha + \gamma);$$

$$\cos(\alpha + \gamma) = 0,4545;$$

$$\gamma = 2,96^\circ.$$

3. Slodzes spriegums

$$U_d = I_d R = 24,57 \cdot 5 = 122,85V$$

vai

$$\Delta U_\gamma = \frac{3x_a}{2\pi} I_d = \frac{3 \cdot 0,5}{2\pi} 24,57 = 5,86V.$$

Aprēķinot  $\gamma$  no (2.84), var konstatēt, ka komutācijas leņķis pieaug līdz ar  $I_d$  un  $X_a$  palielināšanos. Ja strāva  $I_d$  sasniegtu vērtību  $2U_m \cos \alpha / X_a$ , tad  $\gamma$  būtu vienāds ar  $\pi$  un taisngriezis būtu nepārtraukti īsslēgts, t.i., katra tiristora vadāmības leņķis būtu  $2\pi$ .

Trīsfāžu shēmā ar nullpunktu (sk. 2.18. zīm.), ja  $\gamma$  pieaugtu līdz  $2\pi/3$ , eksistētu līdzīga parādība, kad strāvu nepārtraukti vadītu divi tiristori: V1 un V2, pēc tam V2 un V3, pēc tam V3 un V1, t.i., katra tiristora vadāmības leņķis būtu  $240^\circ$ , bet izejas sprieguma likni veidotu divu fāzes spriegumu pussumma. Jāatzīmē, ka pie nominālajām slodzes strāvām  $\gamma$  nepārsniedz  $30 \dots 40^\circ$ .

Trīsfāžu tiltiņa shēmā pie nominālās slodzes strāvas pārmaiņus vada 2 un komutācijas intervālos 3 tiristori (2.23. zīm. ar  $\gamma=0$  un  $\gamma=30^\circ$ ). Strāvai augot,  $\gamma$  sasniedz  $\pi/3$ , kad vienlaikus vienmēr vada 3 tiristori, t.i., katra tiristora vadāmības intervāls ir  $\pi$ . Savukārt, ja  $\alpha$  pārsniedz  $30^\circ$ , var parādīties 4 tiristoru vienlaicīgas vadāmības intervāli, kad slodzes momentānais spriegums ir nulle, kas izraisa strauju taisngrieztā sprieguma samazināšanos. Pie  $\gamma=120^\circ$  strāvu nepārtraukti vada 4 tiristori, t.i., eksistē īsslēgums, kad katrs tiristors vada  $240^\circ$  intervālā (2.23. zīm.).

Ja  $0 \leq \alpha < 30^\circ$ , maksimālā  $\gamma$  vērtība ir  $60^\circ = \pi/3$ , jo ceturtais tilta tiristors nevar ieslēgties sprostsprieguma dēļ. Pie  $\alpha=30^\circ$  un  $\gamma=60^\circ$  veidojas slodzes raksturlīknes robežpunkts 1. Strāvai augot virs robežpunkta, reālais leņķis  $\alpha$  automātiski aug un sākas darbība ar  $\gamma > 60^\circ$ .

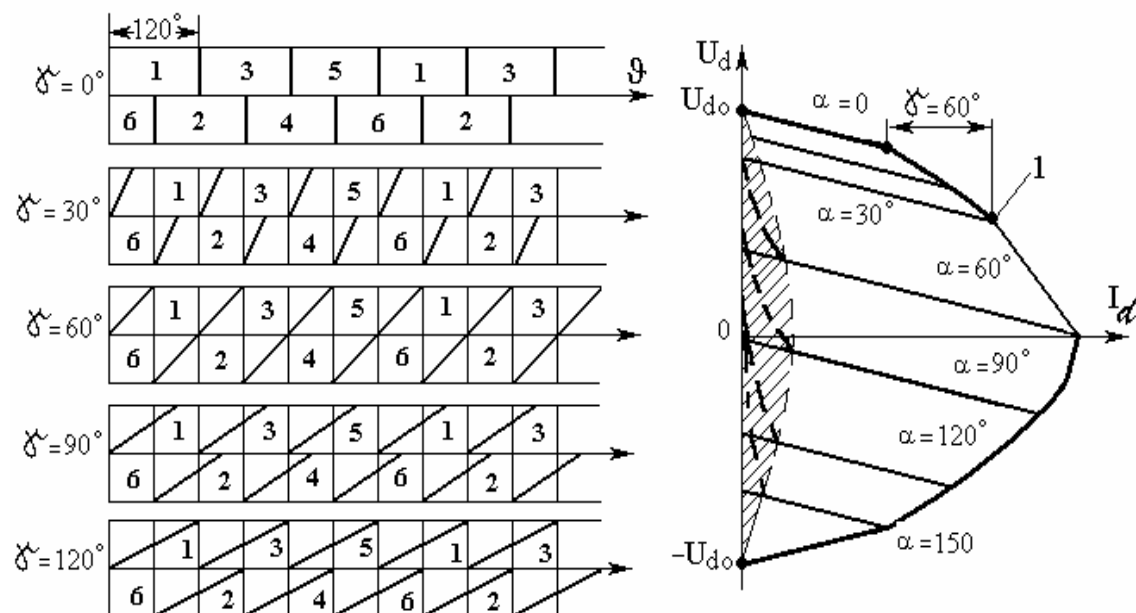
Ja strāva  $I_d$  nav tik liela, lai komutācijas procesi izraisītu robežrežīmus, tad trīsfāzu tiltveida VT slodzes spriegums aprēķināms kā

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{6X_a}{2\pi} \quad (2-85)$$

Jāatzīmē, ka komutācijas procesam ir milzu nozīme drošas invertēšanas realizācijā. Kā redzams no 2.21. zīm., faktiski pretspriegums uz tiristora veidojas intervālā  $\pi - \alpha - \gamma$ , un maksimālais leņķis  $\alpha$  jāuzstāda, ievērojot komutācijas leņķi:

$$\alpha_{\max} < (\pi - \omega t_{iz} - \gamma) \quad (2-86)$$

Ievērojot izklāstīto, reālās VT slodzes raksturlīknes  $U_d = f(I_d)$  veidojas kā krītošas taisnes (2.23. zīm.), kas ierobežotas ar robežstrāvām taisngrieža režīmā un izteiksmes (2.86) nosacījumu invertora režīmā. Jāievēro, ka  $\gamma$  aug, pieaugot strāvai.



2.23.zīm. Trīsfāzu tiltiņa vadāmības diagrammas pie dažādiem komutācijas leņķiem un slodzes raksturlīknes

Attēlotās slodzes raksturlīknes atbilst nepārtrauktas atrāvas gadījumam. Taču pie mazām slodzes strāvām, it sevišķi, ja slodzes sastāvā ir pret-EDS, ir iespējami slodzes strāvas pārtraukumi, t.i., tā periodiski īsāku vai garāku laiku ir vienāda ar nulli.

Pārtrauktās strāvas režīms rodas, ja aptuveni puse no slodzes strāvas pilnās pulsācijas vienāda ar slodzes strāvas vidējo vērtību, t.i.,  $0,5 i_{d \max} = I_d$ , kur  $i_{d \max}$  ir slodzes strāvas momentanās vērtības amplitūda. Ja ir pārtrauktās strāvas režīms, tad taisngrieža sprieguma vidējā vērtība  $U_d$  pieaug virs vērtības  $U_{d0} \cos \alpha$ . Pie  $I_d = 0$  maksimālā taisngrieztā sprieguma vērtība kļūst vienāda ar  $U_d$

aktīvās slodzes gadījumā (sk. 2.17.zīm.). Tātad slodzes raksturlīknes pie ļoti mazām  $I_d$  reāli atšķiras no taisnēm (sk. iesvītoto laukumu 2.23.zīm.).

Aptuveni taisngrieztās strāvas vidējo vērtību  $I_{dR}$  robežgadījumā starp pārtrauktās un nepārtrauktās strāvas režīmu var noteikt, pieņemot, ka strāvas momentāno vērtību pieaugums no nulles līdz  $2 I_{dR}$  notiek līnēri un pie tam laika intervālā, kad taisngrieztā sprieguma momentānās vērtības pārsniedz vidējo taisngrieztu spriegumu  $U_{d0} \cos \alpha$ .

### Piemērs.

Trīsfāžu tiltveida vadāmā taisngrieža ieejas maiņsprieguma līnijas spriegums ir 380V, 50Hz, fāzes induktivitāte  $x_a=0,5\Omega$ . Noteikt maksimāli pieļaujamo invertējamo strāvu, ja  $\alpha=150^\circ$ , bet tiristora izslēgšanās laiks ir 150μs!

1. Tiristora izslēgšanas rezerves leņķis

$$v_{TR} = \omega t_{iz} = 314 \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 2,7^\circ.$$

2. Maksimāli iespējamais komutācijas leņķis

$$\gamma_{\max} = 180^\circ - \alpha - v_{TR} = 27,3^\circ.$$

3. Maksimālā invertējamā strāva

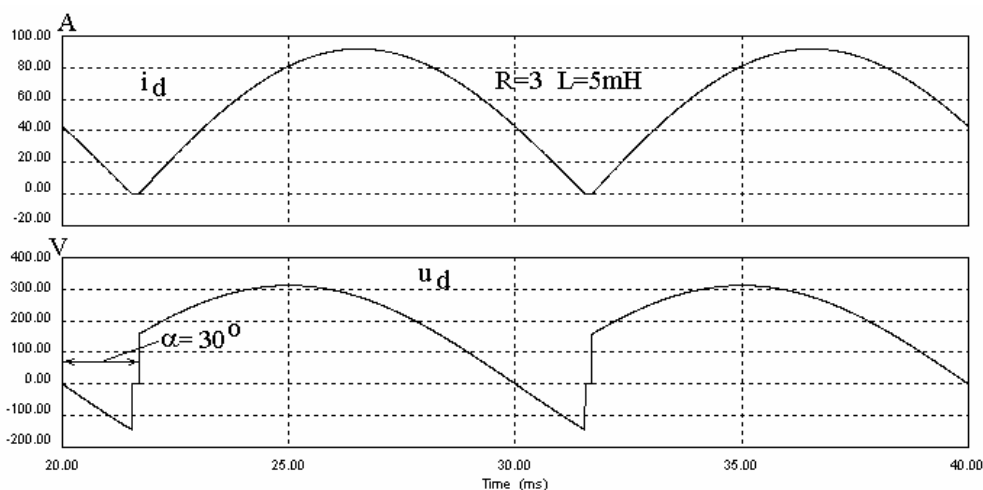
$$I_{d\max} = \frac{U_{lm} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_{\max})]}{2x_a} = \frac{380\sqrt{2}[-0,866 + 0,999]}{2 \cdot 0,5} = 71,7 A.$$

Tad procesu apraksta tuvināts diferenciālvienādojums

$$2LI_{dR}\omega = U_{dm} \int_{\alpha+\vartheta_s}^{\pi-\arcsin\frac{U_{d0}\cos\alpha}{U_{dm}}} \sin \vartheta d\vartheta - U_{d0} \cos \alpha \left( \pi - \alpha - \arcsin \frac{U_{d0} \cos \alpha}{U_{dm}} - \vartheta_s \right), \quad (2-87)$$

kurā  $L$  ir slodzes induktivitāte,  $U_{dm}$  ir amplitūda taisngrieztu veidojošajam spriegumam,  $\omega$  - leņķiskā frekvence tīkla spriegumam,  $\vartheta_s$  - kavējuma leņķis no pozitīvās polaritātes sprieguma pusvīļņa sākuma līdz leņķa  $\alpha$  atskaites brīdim ( $\vartheta_s=0$  vienfāzes tiltiņam; 30 grādi trīsfāžu nullpunkta un 60 grādi trīsfāžu tiltiņa shēmai).

Lai novērtētu izteiksmes (2-87) pielietojamību aprēķiniem, 2.24. zīm. attēlotas datormodelēšanas programmā PSIM6.0 iegūtās vienfāzes tiltveida vadāmā taisngrieža slodzes strāvas momentāno vērtību līknes  $i_d=f(t)$ , kas uzņemtas pie  $L=5$  mH, taisngriezi barojoša sprieguma 220 V, 50 Hz un  $\alpha=30^\circ$ , pie kuriem pēc izteiksmes (2-87) robežstrāva  $I_{dR}=58,3$  A, bet pēc modeļa - 57,6 A (sk. 2-24.zīm.).



2.24. zīm. Programmā PSIM iegūtais robežgadījums starp pārtrauktās un nepārtrauktās strāvas režīmu vienfāzes tiltiņa vadāmā taisngriezī ar  $I_{dR}=63$  A (pēc tuvinātās izteiksmes  $I_{dR}=55$  A)

Jāatzīmē, ka strāvas komutācijas procesi uzlabo tīkla strāvas harmonisko sastāvu un faktoru THD. Tas saistīts ar to, ka tīkla strāvas momentānās vērtības komutācijas laikā plūstoši pieaug un samazinās (sk. 2.22. zīm.) un tādēļ augstāko harmoniku amplitūdas samazinās.

### Piemērs.

Noteikt slodzes strāvas vidējo vērtību robežgadījumā  $I_{dR}$  vienfāzes tiltveida VT ar barojošo spriegumu  $U=220$  V, 50 Hz, ja  $\alpha=30^\circ$  un slodzes induktivitāte  $L=5$  mH!

1. Aprēķiniem var pielietot (2-87) izteiksmi, ja tajā ievieto  $U_{dm} = \sqrt{2}U = 312$  V,  $U_{d0}=0,9U=198$  V un  $v_s=0$ :

$$2LI_{dR}\omega = U_{dm} \cdot \int_{\pi - \arcsin \frac{0,9 \cos \alpha}{\sqrt{2}}}^{\pi - \arcsin \frac{0,9 \cos \alpha}{\sqrt{2}}} \sin v dv - 0,9U \cos \alpha * [\pi - \alpha - \arcsin \frac{0,9 \cos \alpha}{\sqrt{2}}].$$

2. Ievērojot skaitļus,

$$2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot I_{dR} = 312 \int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi - 0,58} \sin v dv - 198 \frac{\sqrt{3}}{2} [\frac{5\pi}{6} - 0,58] = 532 - 348 = 184 ;$$

no šejienes

$$I_{dR} = 58,3 \text{ A.}$$

**Piemērs.**

Noteikt slodzes strāvas vidējo vērtību robežgadījumā  $I_{dR}$  trīsfāžu nullpunkta VT ar barojošo fāzes spriegumu  $U_f=220V$ ,  $50Hz$ , ja  $\alpha=30^\circ$  un slodzes induktivitāte  $L=5mH$ !

1. Aprēķinam var pielietot (2-87) izteiksmi, ja tajā ievieto  $U_{dm} = \sqrt{2}U_f = 312V$ ,  $U_{d0}=1,17U_f$  un  $\nu_s=30^\circ$ :

$$2LI_{dR}\omega = U_{dm} \cdot \int_{\varepsilon+\frac{\pi}{6}}^{\pi-\arcsin\frac{1,17\cos\alpha}{\sqrt{2}}} \sin \nu d\nu - 1,17U_f \cos \alpha * [\pi - \alpha - \arcsin \frac{1,17\cos\alpha}{\sqrt{2}} - \frac{\pi}{6}].$$

2. Ievietojot skaitļus,

$$2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot I_{dR} = 312 \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi-0,794} \sin \nu d\nu - 312 \frac{\sqrt{3}}{2} [\frac{2\pi}{3} - 0,794] = 374 - 350,66 = 23,34;$$

no šejienes

$$I_{dR}=7,433A.$$

**2.2.4. Vadāmā taisngrieža jaudas koeficients**

Vadāmais taisngriezis darbojas, nobīdot tīkla strāvu attiecībā pret spriegumu. Pat darbojoties ar tīri aktīvu slodzi, nesinusoidālās tīkla strāvas pirmā harmonika tiek nobīdīta par zināmu leņķi, kas atkarīgs no regulēšanas leņķa  $\alpha$ . Kad VT darbojas ar aktīvi induktīvu slodzi, induktivitātes reaktīvā enerģija periodiski tiek rekuperēta caur tīklu. Strāvas pirmās harmonikas nobīdes leņķis ir aptuveni vienāds ar  $\alpha + \gamma/2$  (sk. 2.22. zīm.).

Lai raksturotu VT darbības režīmu, ievied jaudas koeficienta jēdzienu

$$\chi = \nu \cdot \cos \varphi_{(1)} \quad , \quad (2-88)$$

kur  $\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1}$  - tīkla strāvas kropļojuma koeficients,  $I_1$  un  $I_{1(1)}$  - attiecīgi strāvas un tās pirmās

harmonikas efektīvā vērtība,  $\cos \varphi_{(1)}$  - strāvas pirmās harmonikas un tīkla sprieguma nobīdes leņķa kosinuss (Displacement Factor – nobīdes faktors).

Jaudas koeficienta uzlabošana ir viens no svarīgākajiem uzdevumiem. Vienkāršākais paņēmieni ir aktīvi induktīvās slodzes šuntēšana ar diodi (2.25. zīm.), kas novērš slodzes induktivitātes reaktīvās enerģijas izlādi caur barošanas avotu..

Šai variantā slodzes spriegumam  $u_d$  nevar būt negatīvas polaritātes vērtības. Tikko sprieguma līkne šķērso nulles asi virzienā uz negatīvo polaritāti, atveras diode VO, slodzes strāva noslēdzas caur diodi un slodzes reaktīvā enerģija netiek rekuperēta uz tīklu.

Tīkla strāvas efektīvā vērtība

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}, \quad (2-89)$$

šīs strāvas 1. harmonikas amplitūdas vērtība

$$I_{1(1)m} = \frac{2I_d}{\pi} \sqrt{2(1 + \cos\alpha)}, \quad (2-90)$$

kas iegūta, ievērojot šīs harmonikas  $A_{1m}$  un  $B_{1m}$  vērtības.

Tātad strāvas  $i_1$  kropļojuma koeficients

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{\sqrt{1 + \cos\alpha}}{\sqrt{\pi - \alpha}}, \quad (2-91)$$

bet strāvas 1. harmonikas nobīdes leņķis  $\varphi_{(1)} = 0,5 \alpha$ . Kropļojuma koeficients ir atkarīgs no  $\alpha$ , bet aptuveni tas ir tāds pats kā gadījumā bez diodes, kad  $\nu = 0,897$  (sk. sadaļu 2.1.9), bet nobīdes leņķis ir divas reizes mazāks nekā parastajam vadāmajam taisngriezim ar aktīvi induktīvu slodzi. Pie  $\alpha = 60^\circ$  un  $\Upsilon = 0$  darbā ar aktīvi induktīvu slodzi parastā VT jaudas koeficients būtu 0,45, bet shēmas ar šuntējošo diodi  $\chi = 0,93 \cdot \sqrt{3} / 2 = 0,804$ .

Šuntējošās diodes vidējā strāva ir

$$I_{v0vid} = I_d \frac{\pi - \alpha}{\pi}. \quad (2-92)$$

Ja parastajā simetriskajā vadāmajā taisngriezī taisngriešanas režīms ir no  $\alpha = 0$  līdz  $\alpha = \pi/2$ , tad šai shēmā  $\alpha$  var mainīties līdz  $\pi$ , t.i., šeit nav iespējams invertēšanas režīms.

Shēmas ar diodi izejas spriegums  $U_d = U_{d0} (1 + \cos\alpha) / 2$ , un, ievērojot, ka  $\varphi_{(1)} = 0,5 \alpha$ , taisngrieža aktīvā jauda

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi_{(1)} = U_1 I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \cos (0,5 \alpha), \quad (2-93)$$

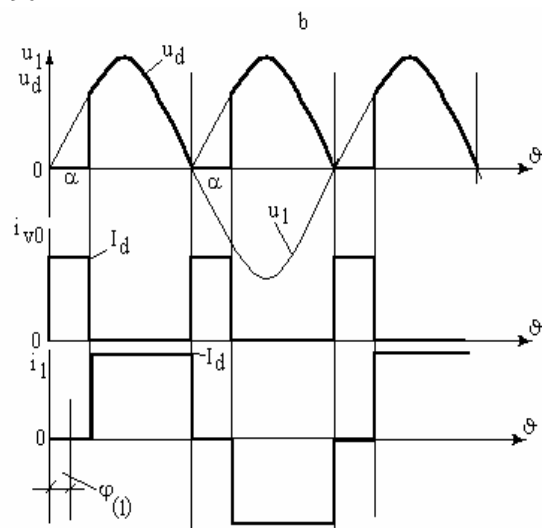
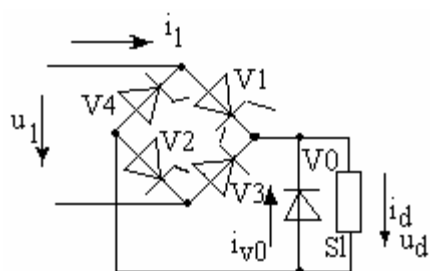
reaktīvā jauda

$$Q = U_1 I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \sin (0,5 \alpha), \quad (2-94)$$

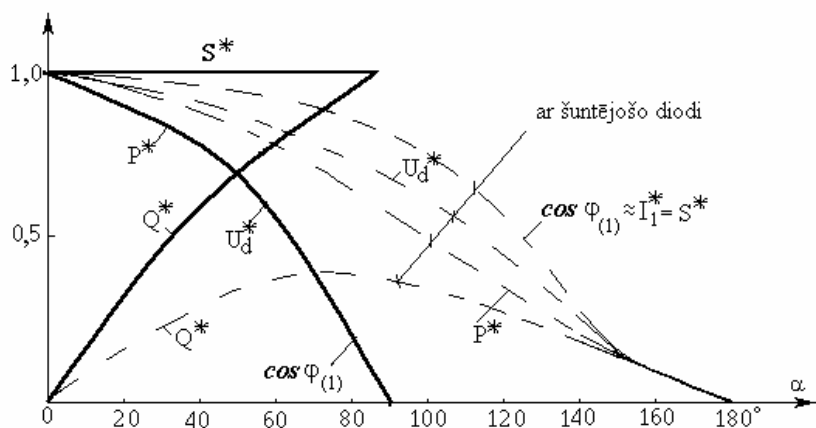
bet kopējā šķietamā jauda

$$S = U_1 I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (2-95)$$

Ja pieņem  $U_1 I_d = \text{const}$ , tad šīs jaudas var attēlot attiecinātajās vienībās, kā parādīts 2.26. zīm. Kā redzams, taisngrieža ar diodi reaktīvā jauda ir daudz mazāka nekā parastajam vadāmajam taisngriezim, kuram jauda  $S$  visā regulēšanas diapazonā pie  $I_d = \text{const}$  arī ir konstanta.



2.25. zīm. Spriegumi un strāvas shēmā ar šuntējošo diodi



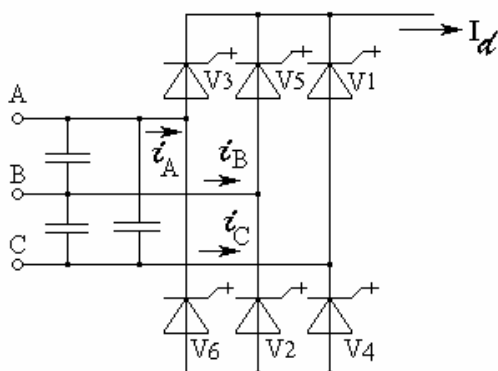
2.26. zīm. Relatīvo jaudu un slodzes spriegumu atkarība no  $\alpha$  parastajā VT un ar šuntējošo diodi

Pavisam jaunas iespējas dod pilnīgi komutējamu slēdžu pielietojums vadāmajos taisngriežos. Pirmais solis šai virzienā ir ar kondensatoriem komutējamu (aizveramu) tiristoru VT pielietošana (2.27. zīm.). Šai shēmā katoda grupas tiristori V1, V3, V5 tiek aizvērti ar tiristoru V7, pieslēdzot ar pozitīvu sprieguma polaritāti uzlādētu kondensatoru C, bet anoda grupas - ar tiristoru V8, pieslēdzot ar negatīvu sprieguma polaritāti uzlādētu kondensatoru.

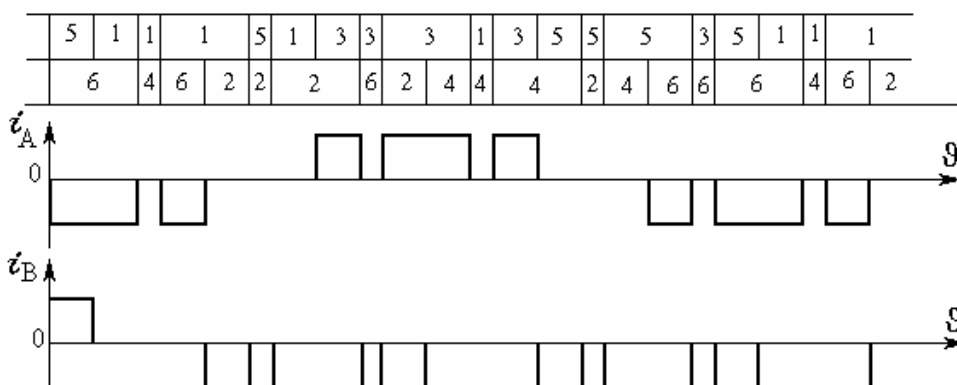


Izmantojot piespiedu komutāciju, var darboties ar  $\alpha < 0$  taisngrieža režīmā (2.27.zīm.) un  $\alpha > 180^0$  invertora režīmā. Tādējādi tīkla strāvas 1. harmonika var gan atpalikt, gan apsteigt spriegumu (otrajā gadījumā VT būs reaktīvās jaudas ģenerators, t.i., darbosies kā kondensators). Arī šāds VT, ja slodze ir ar lielu induktivitātes pārsvaru, ir slodzes strāvas avota taisngriezis.

Vēl lielākas iespējas dod parasto tiristoru aizstāšana ar GTO pilnīgi vadāmajiem tiristoriem (2.28. zīm.). Shēma vienkāršojas, taču ieejā nepieciešams pieslēgt kondensatoru baterijas, kas novērstu pārspriegumus tiristoru aizvēršanas brīžos un kompensētu tīkla induktivitāti. Ar GTO tiristoru pielietošanu var realizēt vairākkārtīgu tiristoru ieslēgšanu vadāmības intervāla laikā. Tā tiltveida shēmai ar strāvas avota slodzi iespējama 2.29 zīm. attēlotā komutāciju secība. Modulējot šādi primāro strāvu, uzlabojas tās harmoniskais sastāvs, un barojošajā tīklā strāva ir tuvāka sinusoidālajai.



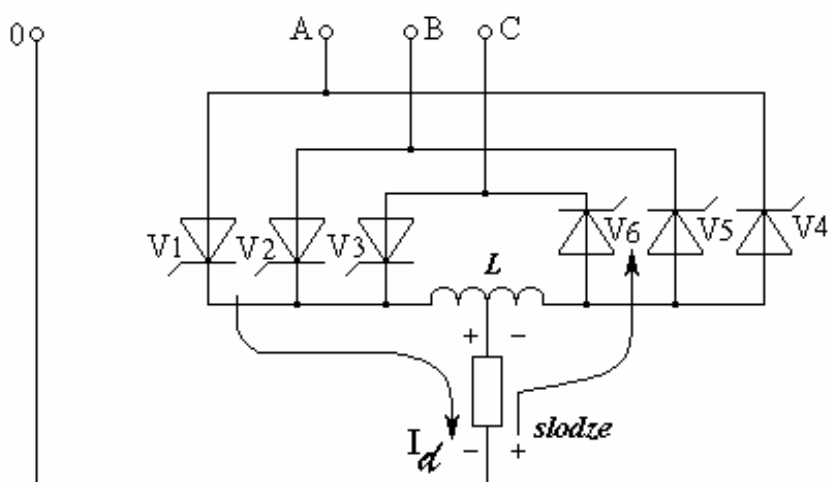
2.28. zīm. VT ar GTO tiristoriem



2.29. zīm. Tiristoru ieslēgšanas secība VT ar GTO tiristoriem

### 2.2.5. Reversīvie taisngrieži

Reversīvie taisngrieži sastāv no diviem taisngriežu komplektiem, no kuriem viens nodrošina nosacīti pozitīva, bet otrs - negatīva virziena taisngriezto spriegumu (2.30. zīm.). Attēlotajā shēmā kreisais tiristoru komplekts (V1, V2, V3) nodrošina slodzes strāvas  $I_d$  virzību uz leju, labējais tiristoru komplekts - virzību uz augšu. Pāreja no vienas tiristoru grupas darbināšanas uz otras darbināšanu var notikt tikai pēc slodzes strāvas samazināšanas līdz nullei. Ja otras grupas tiristori tiek ieslēgti, kad strāva plūst pa pirmās grupas tiristoriem, var notikt starpfāžu īsslēgums ar visām iespējamām sekām.



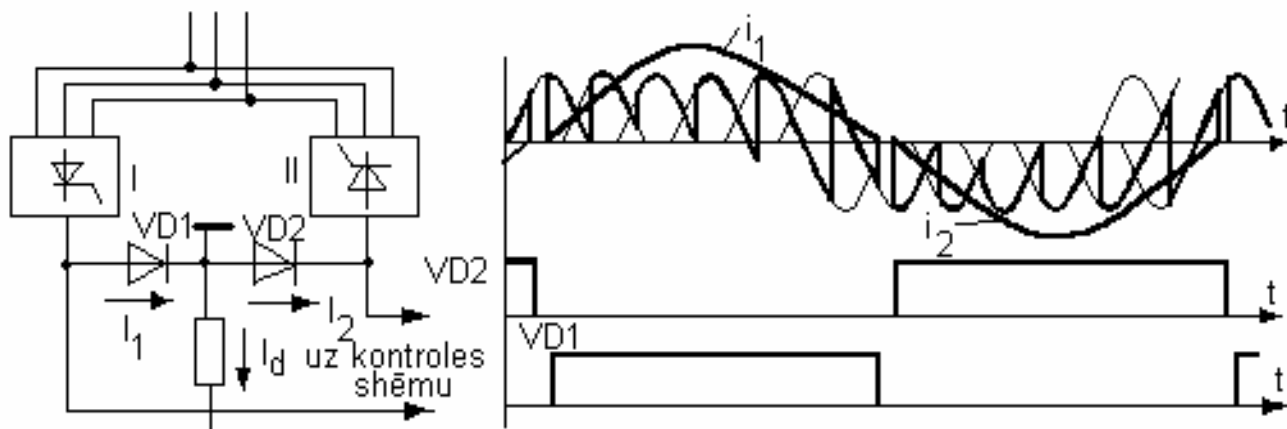
2.30. zīm. Reversīvā trīsfāžu nullpunkta taisngrieža shēma

Lai novērstu šādas īsslēguma iespējas, pielieto vai nu grupu dalīto vadību ar grupu strāvu sensoru kontrolētu pāreju, vai arī saskaņoto vadību, kad grupu tiristori tiek vadīti tādā veidā, ka taisngriežu ekvivalentie EDS ir vienādi un pretēji vērsti, tā panākot, ka izlīdzinošās strāvas vidējā vērtība kļūst gandrīz vienāda ar nulli.

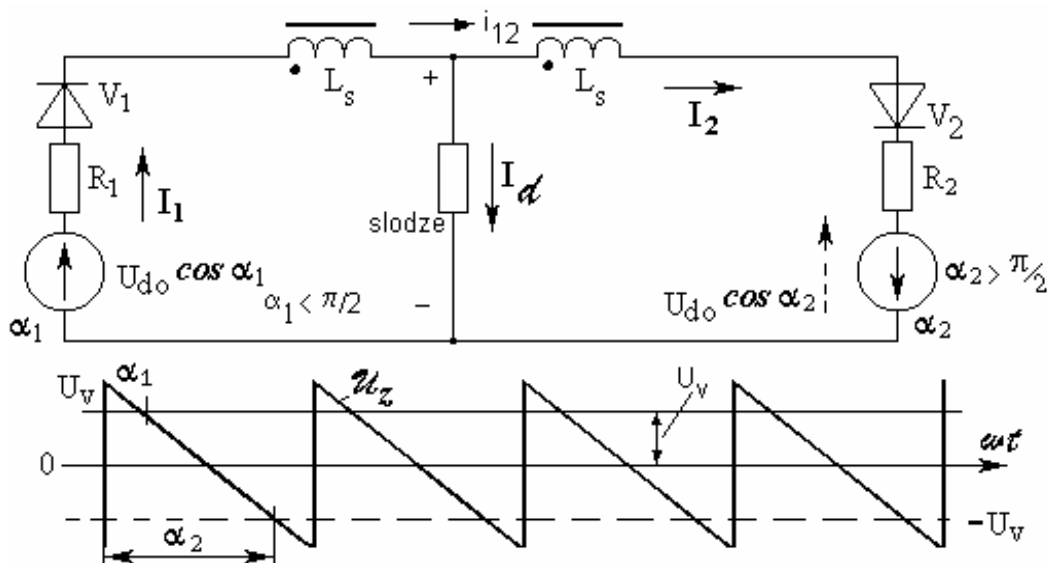
Pirmajā gadījumā kā sensorus var lietot diodes VD1, VD2 (2.31. zīm.).

Vienu vai otru grupu var ieslēgt tikai tad, ja pretējās grupas diodes tiešais sprieguma kritums ir nulle, kas norāda uz to, ka caur diodi neplūst strāva. Grupa II var tikt darbināta tikai tad, ja tiešais spriegums uz VD1 ir nulle, bet grupa I - ja tiešais spriegums uz VD2 ir nulle.

Saskaņotās vadības gadījumā abas grupas tiek vadītas vienlaikus, taču ar dažādiem vadības noteikumiem. Lai tos formulētu, jāiepazīstas ar reversīvā taisngrieža ekvivalento aizvietošanas shēmu (2.32. zīm.).



2.31. zīm. Reversīvā taisngrieža dalītā vadība



2.32. zīm. Reversīvā taisngrieža saskaņotās vadības aizvietošanas shēma

Pirmā taisngriežu grupa attēlota kā sprieguma ģenerators  $U_{d0} \cos \alpha_1$ , iekšējās pretestības  $R_1$  un ekvivalentās vadāmības virziena diodes  $V_1$  virknes slēgums. Ja pirmā grupa darbojas kā enerģijas avots, tad ģenerators EDS pozitīvajam virzienam jāsakrīt ar diodes  $V_1$  vadāmības virzienu, un to var panākt tikai pie pozitīvām  $\cos \alpha_1$  vērtībām, t.i., ja  $\alpha_1 \leq \pi/2$ .

Otrā grupa attēlota kā cita sprieguma ģenerators  $U_{d0} \cos \alpha_2$ , pretestības  $R_2$  un ekvivalentās diodes  $V_2$  virknes slēgums. Ja otrā grupa ir enerģijas avots, tad ģenerators EDS pozitīvajam virzienam pie  $\alpha_2 \leq \pi/2$  jāsakrīt ar diodes  $V_2$  vadāmības režīmu (kā attēlots 2.32. zīm.).

Ja abas grupas darbotos taisngrieža režīmā, t.i., būtu enerģijas avoti, tad to summārais ģenerētais spriegums  $U_{d0} \cdot (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$  izraisītu nepieļaujami lielas strāvas avotu kontūrā, kuras ierobežotu tikai pretestības  $R_1$  un  $R_2$ . Lai nepieļautu šādu iespēju, abiem EDS jādarbojas pretēji. Ja enerģijas avots ir pirmā grupa un tās  $\alpha_1 < \pi/2$ , tad otrās grupas EDS jābūt vērstam negatīvajā tās vadāmības virzienā, t.i., pretēji diodei  $V_2$ , un to var panākt pie  $\alpha_2 > \pi/2$ . Pie tam būtu ideāli, ja  $\cos$

$\alpha_1 + \cos \alpha_2 = 0$ , kas gandrīz nodrošinātu starpgrupu strāvas nulles vidējo vērtību, t.i.,  $I_1 = I_d$  un  $I_2 = 0$ .

Savukārt pretējā gadījumā, kad otrā grupa būtu enerģijas avots ar  $\alpha_2 < \pi/2$ , pirmo grupu nepieciešams vadīt ar  $\alpha_1 > \pi/2$ . Lai nodrošinātu ideālās vadības noteikumu, nepieciešams, lai vienmēr būtu

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ = \pi \quad (2-96)$$

Noteikuma izpildei pie vienādiem abu grupu zāgspriegumiem to vadības spriegumiem  $U_v$  jābūt ar pretējām zīmēm un vienādiem (sk. 2.32. zīm.)

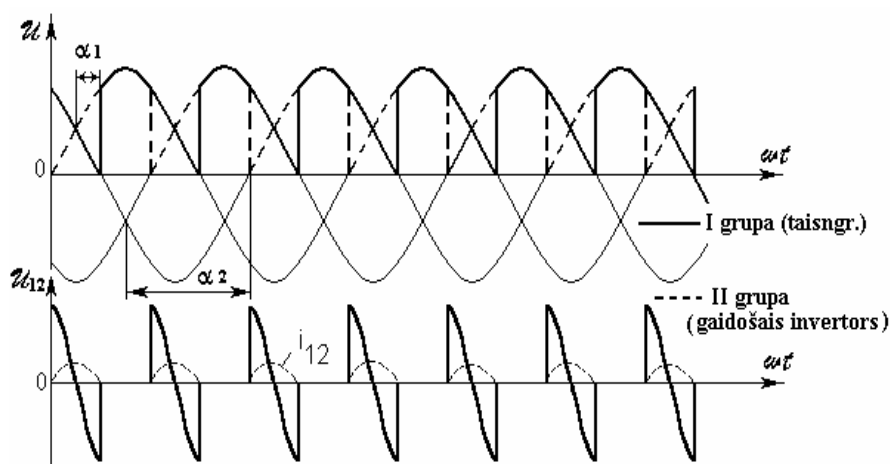
$$\alpha_1 = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{U_v}{U_{zm}} \right),$$

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{U_v}{U_{zm}} \right) \quad (2-97)$$

un  $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$ .

Tātad vadības spriegums  $U_v$  vienai grupai jāpievada tieši, bet otrai grupai - caur zīmi invertējošu elementu. Ja tieši  $U_v$  pievada pirmajai grupai, tad pie  $U_v > 0$  taisngrieža režīmā darbojas pirmā grupa un strāva  $I_1 = I_d$ , bet pie  $U_v < 0$  kā taisngriezis darbojas otrā grupa un strāva  $I_d = -I_2$ .

Jāatzīmē, ka starpgrupu strāvas momentānās vērtības reāli nav nulle, jo abu grupu ģenerēto spriegumu momentānās vērtības laikā nesakrīt. 2.33. zīm. attēlotas trīsfāžu nullpunkta reversīvā taisngrieža abu grupu spriegumu līknes pie  $\alpha_1 = 30^\circ$  un  $\alpha_2 = 150^\circ$ . Spriegumu ģeneratoru momentāno sprieguma līkņu starpības spriegums  $u_{12}$  šeit mainās ar trīskāršu tīkla frekvenci un veido starp grupām tā saucamo izlīdzinošo strāvu  $i_{12}$ . Lai ierobežotu izlīdzinošo strāvu, grupu ķēdēs slēdz īpašus starpgrupu reaktorus  $L_s$  (2.32. zīm.).

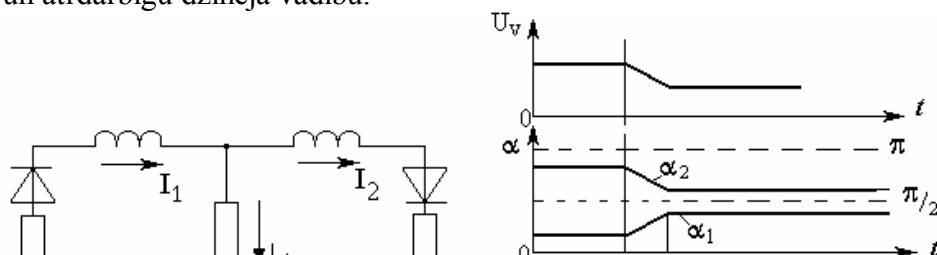


2.33. zīm. Starpgrupu sprieguma noteikšana

Ja slodzes sastāvā ir patērētājs ar EDS avotu (piemēram, līdzstrāvas elektromotors), tad tas kopā ar reversīvo taisngriezi var darboties arī kā enerģijas avots attiecībā pret maiņstrāvas tīklu. Ja 2.34. zīm. attēlotajā shēmā elektromotora ar rotējošu vārpstu EDS  $E_m$  ir mazāks par abu taisngriežu

grupu elektrodzinējspēkiem, tad grupa I darbojas kā enerģijas avots ( $I_1 = I_d$ ), bet grupa II - kā gaidošais invertors. Ja tiek pazemināts  $U_v$ , tad abu grupu EDS kļūs mazāki par  $E_M$  un grupa I pārtrauc darbību, bet elektromotors no dzinēja režīma pāriet ģenerators režīmā, invertējot uz tīklu caur grupu II ( $I_2 = -I_d$ ).

Kad elektromotors darbojas ģenerators režīmā, notiek tā bremsēšana un  $E_m = kn$  samazinās. Tikko tas kļūst mazāks par abu grupu jauno EDS, darbu atsāk I grupa. Tā šajā shēmā var panākt operatīvu un ātrdarbīgu dzinēja vadību.



### Piemērs.

Reversīvais VT sastāv no diviem ar vienu maiņsprieguma avotu, kam  $U=220V$ ,  $50Hz$ , barotiem vienfāzes tiltiņiem (sk.2.35.zīm.), kuri tiek vadīti saskaņotā režīmā ar  $\alpha_1=30^\circ$  un  $\alpha_2=150^\circ$ . Noteikt droseli  $L_1$  un  $L_2$  sprieguma līknes amplitūdas vērtību un, linearizējot šo līkni, izlīdzinošās strāvas amplitūdas vērtību, ja  $L_1=L_2=5mH$ !

1. Spriegums uz droseliem

$$u_{13} = u_{12} - u_{32};$$

robežās no  $\alpha_1$  līdz  $\alpha_2$  spriegumi  $u_{12}$  un  $u_{32}$  sakrīt, tāpēc droseli spriegums šai intervālā ir nulle.

2. Kad  $\omega t = \alpha_2$ , tad  $u_{12} = U_m \sin \alpha_2$ , bet  $u_{32} = -U_m \sin \alpha_2$ .

Tāpēc 
$$U_{13m} = 2U_m \sin \alpha_2 = 2\sqrt{2}U \sin 150^\circ = 312,4V;$$

3. Pieņemot, ka aptuveni

$$u_{12} = U_{13m} \left(1 - \frac{t\omega}{\alpha_1}\right) \quad 0 \leq t \leq \frac{2\alpha_1}{\omega},$$

droseli izlīdzinošās starpgrupu strāvas izteiksme var tikt noteikta no izteiksmes

$$(L_1 + L_2) \frac{di_{sg}}{dt} = u_{12};$$

risinot izteiksmi, iegūst

$$i_{sg} = \frac{U_{13m}}{L_1 + L_2} \left(t - \frac{t^2\omega}{\alpha_1}\right),$$

kur laika momentā  $t=0$ ,  $i_{sg}=0$ ;

4. Strāvas  $i_{sg}$  amplitūda būs laika momentā  $t_1$ , ko var noteikt no

$$\frac{di_{sg}}{dt} = 0 = \frac{U_{13m}}{L_1 + L_2} \left(1 - \frac{t_1\omega}{\alpha_1}\right);$$

no šejienes

$$t_1 = \frac{\alpha_1}{\omega}$$

un

$$I_{sgm} = \frac{U_{13m}}{L_1 + L_2} \cdot \frac{\alpha_1}{2\omega} = \frac{312,4 \cdot 10^3}{1} \cdot \frac{0,523}{2 \cdot 314} = 26,03A.$$

### 2.3. Ciklokonvertori

Ja reversīvā taisngrieža abas grupas periodiski un vienādu laiku tiek vadītas taisngrieža režīmā, tad uz aktīvi induktīvas slodzes var iegūt periodisku maiņspriegumu, kura frekvence  $f_2$  ir mazāka par barojošā tīkla frekvenci  $f_1$ . Aplūkosim vienfāzes-vienfāzes ciklokonvertoru, kurš sastāv no diviem tilta taisngriežiem (2.35. zīm.), kurus saskaņoti vada ar periodisku līnēri laikā mainīgu vadības spriegumu  $U_v$ . Ja grupai I tiek pievadīts vadības spriegums  $U_v$ , tad grupai II - pretējas zīmes  $U_v$ .

Kā redzams, izejas sprieguma pamatharmonikas amplitūda un frekvence ir atkarīgas no vadības sprieguma amplitūdas un frekvences. Šāds pārveidotājs var darboties uz slodzi ar jebkuru jaudas koeficientu. Kad attiecīgās grupas vadības spriegums maina polaritāti no pozitīvās uz negatīvo, šī grupa, atkarībā no slodzes laika konstantes, kādu laiku turpina vadīt strāvu un darbojas ar  $\alpha > \pi/2$ , t.i., invertora režīmā. Otrā grupa darbu uzsāk, kad strāva slodzē ir nulle.

Šāds pārveidotājs ir ciklokonvertors ar dabīgo komutāciju. Ja pielieto 2.30. zīm. attēloto shēmu, iegūst trīsfāzu-vienfāzes nullpunkta ciklokonvertoru ar dabīgo komutāciju. Ja pielieto divus trīsfāzu tiltveida taisngriežus, iegūst trīsfāzu-vienfāzes ciklokonvertoru bez nullpunkta.

Izejas sprieguma harmoniskā sastāva noteikšana ir grūts uzdevums, taču, lai iegūtu pamatsakarības, var pieņemt, ka  $f_2 \ll f_1$ . Tad pamatharmonikas spriegumu var attēlot kā

$$u_2 = U_{d0} \cos \alpha(t) \quad , \quad (2-98)$$

kur  $U_{d0}$  - maksimālais izejas spriegums pie  $\alpha = 0$ . Ja  $u_2$  pieņem vienādu ar  $U_{2m} \sin \omega_2 t$ , tad  $\alpha$  jāmaina pēc arkkosinusoidālā likuma:

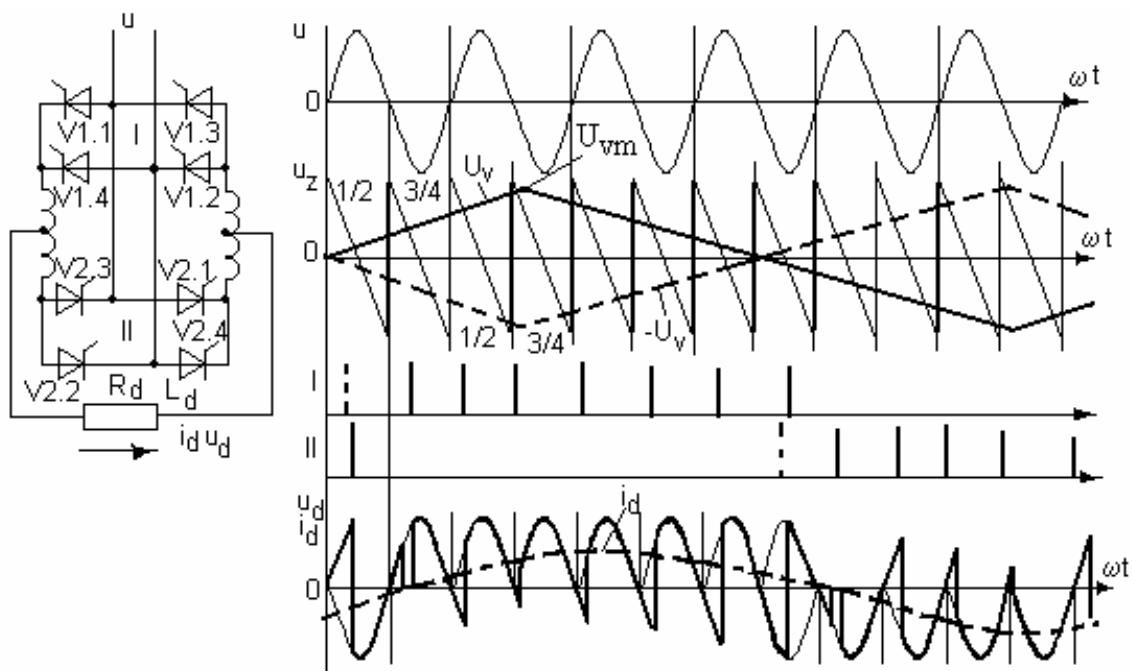
$$\alpha(t) = \arccos \left( \pm \frac{U_{2m}}{U_{d0}} \sin \omega_2 t \right), \quad 0 \leq \alpha \leq \pi \quad . \quad (2-99)$$

$$\text{Pie } U_{2m}/U_{d0} = 1 \text{ un } 0 \leq t \leq T_2/2 \quad \alpha(t) = \left| \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi t}{T_2} \right| \quad , \quad (2-100)$$

kur  $T_2$  ir izejas sprieguma pamatharmonikas periods.

Kā redzams,  $\alpha(t)$  ir laikā lineāri jāsamazina no  $\pi/2$  pie  $t = 0$  līdz  $\alpha = 0$  pusperioda vidū. Savukārt negatīvā pusperioda laikā  $\alpha(t)$  lineāri jāpalielina no  $\pi/2$  līdz  $\pi$  pusperioda vidū, bet perioda beigās jāsamazina līdz  $\pi/2$  (2.36. zīm.). Šādu  $\alpha$  izmaiņu var panākt, ja divpolārajam zāģspriegumam

ir lēzena lejupejošā fronte, tad 
$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{U_v}{U_{zm}} \right) \quad .$$

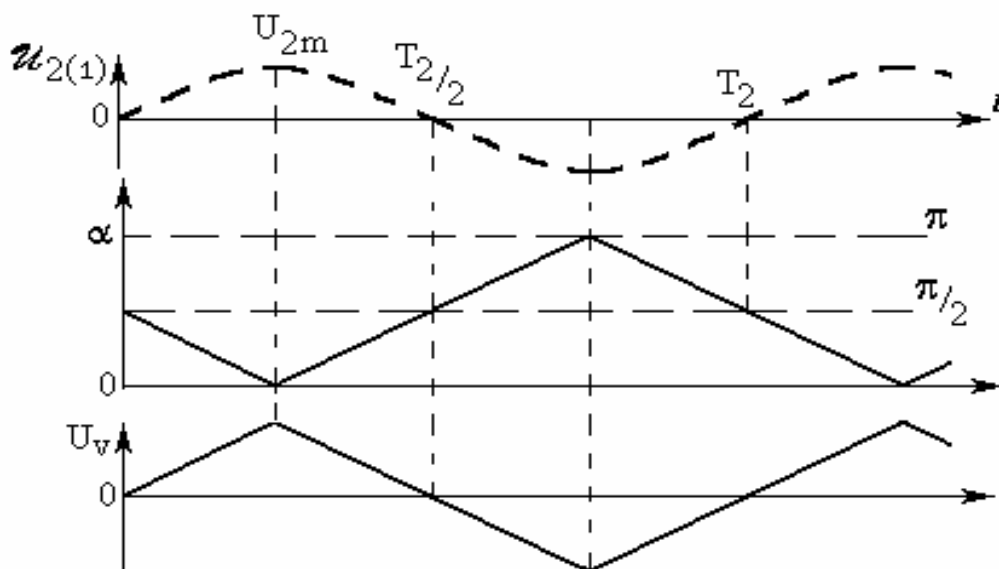


2.35. zīm. Vienfāzes-vienfāzes ciklokonvertora shēma un darbību raksturojošās diagrammas

Tas nozīmē, ka vadības spriegums jāmaina, kā attēlots 2.36. zīm. Tad izejas sprieguma pirmā harmonika var mainīties kā

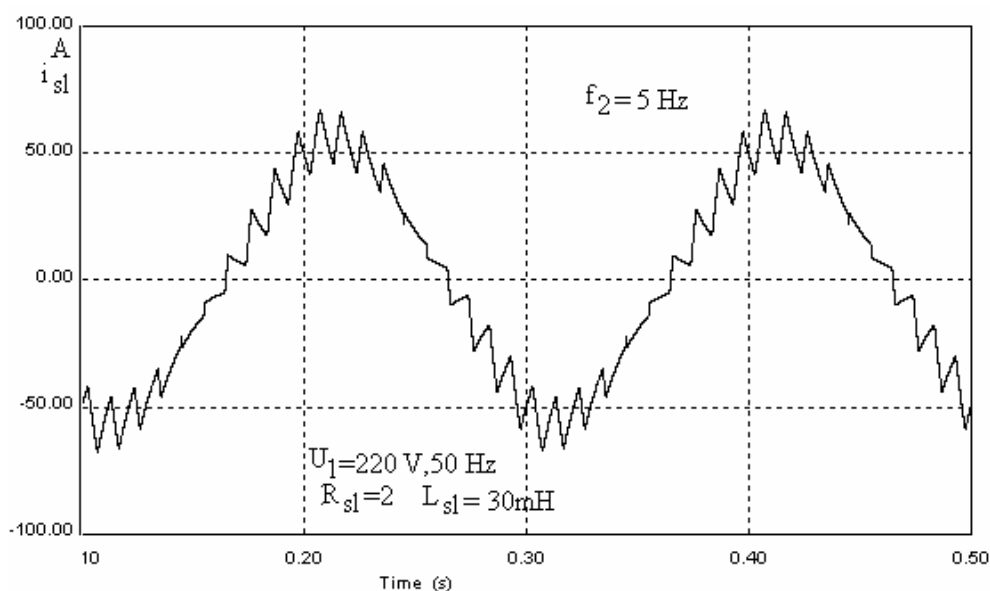
$$u_{2(1)} = U_{d0} \sin \frac{\pi U_{vm}}{2U_{zm}} \quad , \quad (2-101)$$

kur  $U_{zm}$  ir zāgsprieguma amplitūdas vērtība,  $U_{vm}$  – vadības sprieguma amplitūda.



2.36. zīm. Vadības sprieguma veidošana ciklokonvertorā

Lai pārbaudītu pēdējo izteiksmi, tika veikta vienfāzes tiltiņu shēmas ciklokonvertora datormodelēšana, darbojoties no vienfāzes maiņsprieguma tīkla ar  $U_1=220$  V, 50 Hz uz aktīvi inductīvu slodzi ar  $R=2$   $\Omega$  un  $L=30$  mH. Vadības sprieguma frekvence bija  $f_2=5$  Hz, šī sprieguma amplitūda  $U_{vm}=6$  V, bet tiristoru vadības zāgsprieguma amplitūda  $U_{zm}=12$  V. 2.37. zīm. ir attēlota slodzes strāvas forma. Kā redzams, strāvas pamatharmonikas amplitūda ir tuva 60 A, bet pēc aprēķiniem šī amplitūda ir 63,36 A (sk. piemēru).



2.37. zīm. Vienfāzes ciklokonvertora slodzes strāvas forma darbā ar aktīvi inductīvu slodzi ar  $R=2$   $\Omega$ ,  $L=30$  mH un  $f_2=5$  Hz, ja  $U_{vm}=6$  V un  $U_{zm}=12$  V

**Piemērs.**

Ciklokonvertors ar diviem vienfāzes tiltiņa taisngriežiem darbojas no tīkla maiņsprieguma  $U_1=220V$ ,  $50Hz$ , ciklokonvertora slodze ir virknē savienots rezistors  $R=2\Omega$  un drosele ar  $L=30mH$ . Tiristoru vadības divpolārā zāģsprieguma amplitūda  $U_{zm}=12V$ , konvertora vadības divpolārā zāģsprieguma frekvence  $f=5Hz$ , amplitūda  $U_{vm}=6V$ . Noteikt slodzes strāvas pamatharmonikas amplitūdu un efektīvo vērtību!

1. Slodzes sprieguma pamatharmonikas amplitūda būs pie minimālā  $\alpha$ :

$$\alpha_{\min} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{U_{vm}}{U_{zm}}\right) = 45^\circ.$$

2. Slodzes sprieguma pamatharmonikas amplitūda

$$U_{2pm} = U_{d0} \cos \alpha_{\min} = 0,9U \cos 45^\circ = 140,07V.$$

3. Slodzes strāvas pamatharmonikas amplitūda

$$I_{2pm} = \frac{U_{2pm}}{\sqrt{R^2 + (2\pi f_2 L)^2}} = \frac{140,07}{\sqrt{4 + (2\pi \cdot 5 \cdot 30 \cdot 10^{-3})^2}} = 63,36A.$$

4. Slodzes strāvas pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$I_{2p} = \frac{I_{2pm}}{\sqrt{2}} = 44,62A.$$

Ja aplūko gadījumu ar aktīvu slodzi, var redzēt, ka izejas sprieguma frekvence ir zemāka par tīkla frekvenci un ka (sk. 2.38. zīm.)

$$\frac{T_2}{2} = \frac{T_1}{2} + n \frac{T_1}{m_2}, \quad (2-102)$$

kur  $T_1$  un  $m_2$  ir tīkla sprieguma periods un pulsāciju skaits taisngrieža izejā, bet  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  un citi veseli skaitļi. Tā kā  $f_1 / f_2 = T_2 / T_1 = (2n + m_2) / m_2$ , tad

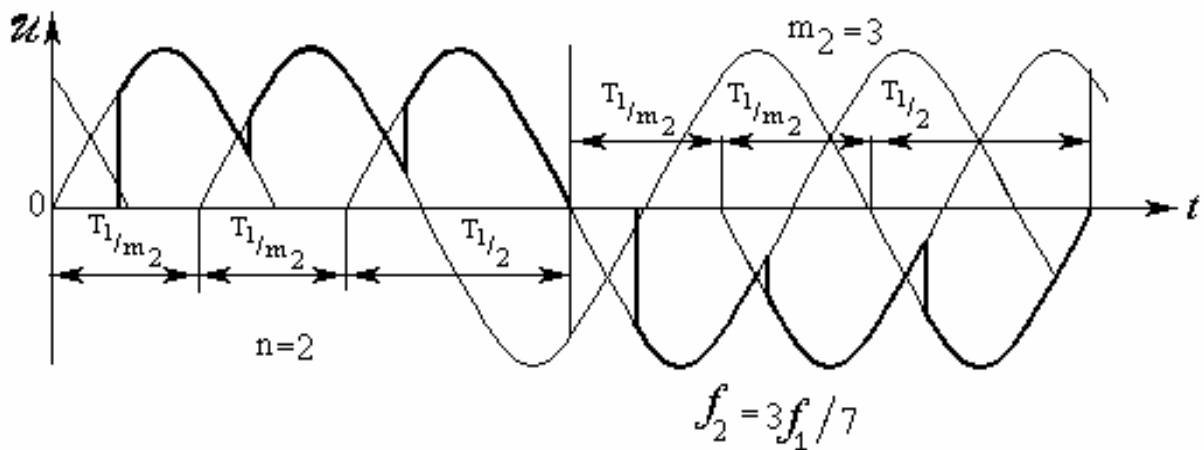
$$f_2 = \frac{f_1 m_2}{2n + m_2}. \quad (2-103)$$

Ja  $m_2 = 2$ , tad  $f_2$  atkarībā no  $n$  var būt vienāds ar  $f_1$ ;  $0,5 f_1$ ;  $0,33 f_1$ ;  $0,25 f_1$  u.t.t. Savukārt, ja  $m_2 = 3$  (reversīvajā taisngriežī ir divu trīsfāžu taisngriežu ar nullpunktu grupas), tad  $f_2$  var būt vienāds ar  $f_1$ ;  $0,6 f_1$ ;  $0,33 f_1$ ;  $3 f_1 / 11$ ;  $3 f_1 / 13$  u.t.t.

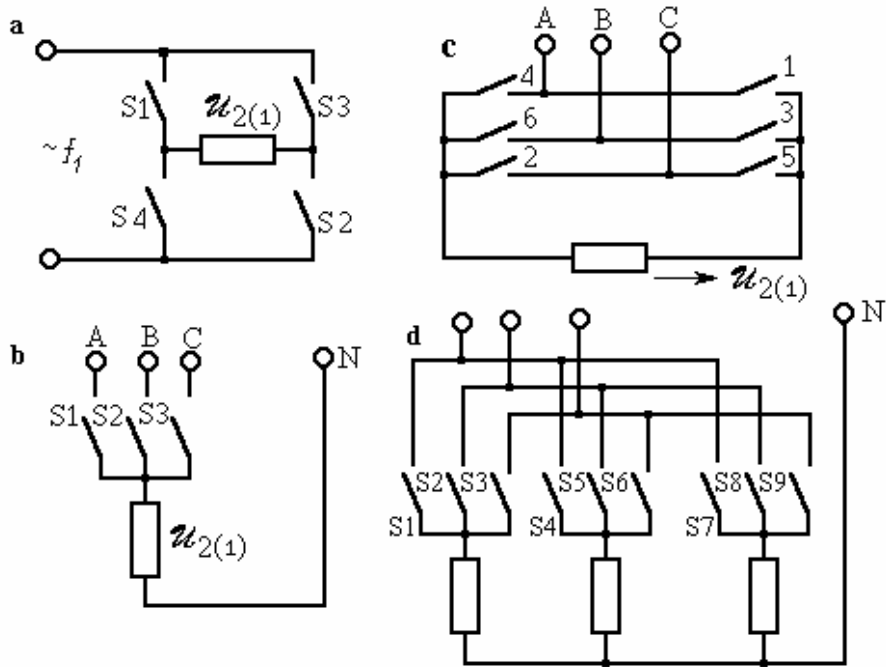
Vispārīgā gadījumā tiešā frekvences pārveidotāja jeb ciklokonvertora realizācijai vadāmā taisngrieža tiristori jānomaina pret divpusējas vadāmības slēdzi (2.39. zīm.). Tad var iegūt vienfāzes-vienfāzes shēmu ar  $m_2 = 2$  (a), trīsfāžu-vienfāzes shēmu ar nullpunktu un  $m_2 = 3$  (b), trīsfāžu-vienfāzes ar  $m_2 = 6$  (c), kā arī veidot uz šo shēmu pamata trīsfāžu-trīsfāžu ciklokonvertorus ar  $m_2 = 2$  vai  $m_2 = 3$ , vai  $m_2 = 6$  (attēlā  $d$   $m_2 = 3$ ). Pēdējo ( $m_2 = 6$ ) realizācijai vadības spriegumi jānobīda par 120 grādiem.

Slēdži var tikt realizēti gan uz tiristoru bāzes, kad iegūst slēdžus, kurus bez speciālām komutācijas iekārtām var tikai vadāmi ieslēgt, gan uz moderno tranzistoru bāzes, kad slēdži var vadāmi gan ieslēgt, gan izslēgt (2.40. zīm.).

Ar vienkāršajiem tiristoru slēdžiem var izveidot tikai ciklokonvertorus ar dabīgo strāvas komutāciju. Pielietojot GTO tiristorus vai arī speciālas komutācijas iekārtas ar kondensatoriem, var izveidot modulējamus ciklokonvertorus ar uzlabotu izejas sprieguma līkni, kas ļauj iegūt gandrīz sinusoidālu slodzes strāvu, kā arī uzlabot jaudas koeficientu, kad tīkla strāvas pirmā harmonika nav nobīdīta par leņķi  $\alpha$  attiecībā pret spriegumu.

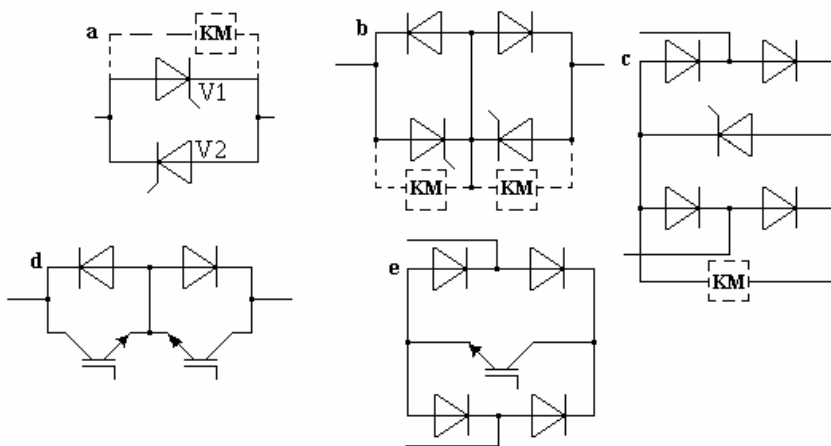


2.38. zīm. Ciklokonvertora izejas sprieguma līkne pie aktīvas slodzes un  $m_2 = 3$  (trīsfāžu-vienfāzes shēma ar nullpunktu)



2.39. zīm. Tiešo frekvences pārveidotāju struktūrshēmas

Taču daudz efektīgākus risinājumus ļauj iegūt moderno tranzistoru pielietojums. Aplūkosim modulācijas realizāciju tiltiņa shēmā (2.39. zīm. c ). Katras grupas tiristori pārslēdzas secīgi bez pauzēm, t.i. S1, S3, S5, S1 ..., kā arī S2, S4, S6, S2 ... Tāda pārslēgšanas kārtība nodrošina darbību slodzes strāvas avota režīmā.



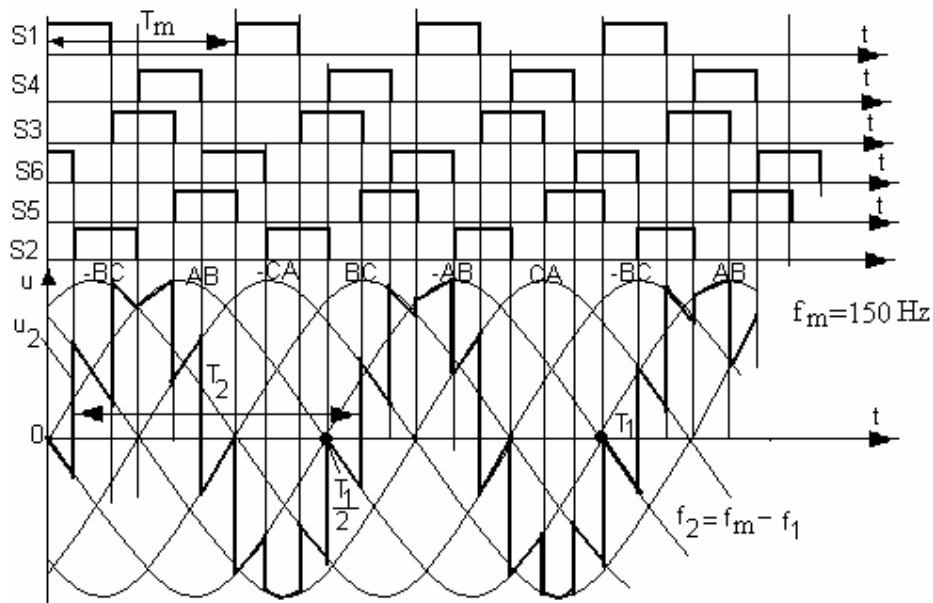
2.40. zīm. Daļēji vadāmi (a, b, c) un pilnīgi vadāmi pusvadītāju slēdži (d,e)

Tiek ieviests modulācijas periods  $T_m=1/f_m$ , kur  $f_m \geq f_1$ . Katrs slēdzis ieslēgts trešdaļu no  $T_m$ , bet secīgi slēdzamie slēdži S1, S2, S3, ... tiek ieslēgti ar savstarpējo laika nobīdi  $T_m/6$ . Pie šāda modulācijas principa slodzes sprieguma pamatharmonikas frekvence  $f_2=f_m-f_1$ .

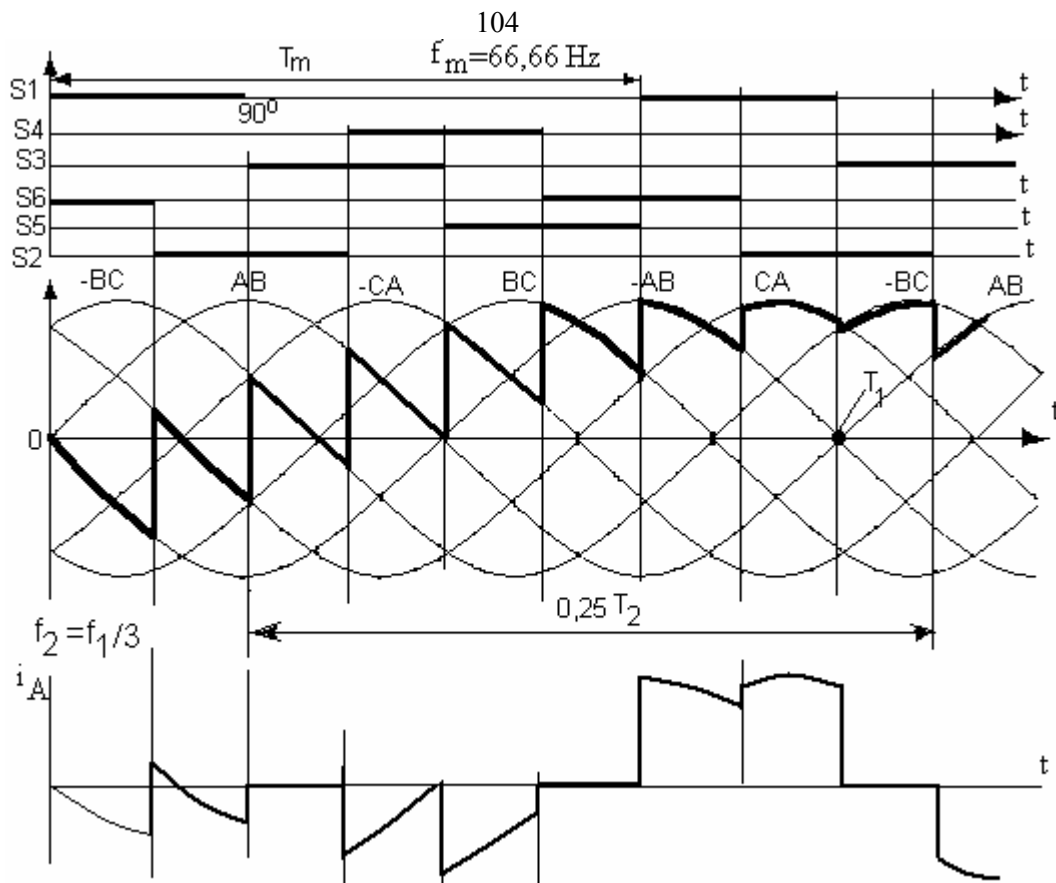
2.41.zīm. attēlots gadījums ar  $f_m=150\text{Hz}$ . Kā redzams, slodzes sprieguma frekvence ir  $f_2=100\text{Hz}$ . Taču slodzes sprieguma forma ir stipri izkropļota.

Jo zemāka ir modulācijas frekvence, jo slodzes sprieguma līkne ir tuvāka sinusoidai. 2.42.zīm. attēlots gadījums ar  $f_m=66,66\text{Hz}$ . Kā redzams, slodzes sprieguma forma ir daudz tuvāka pamatharmonikai, bet sprieguma frekvence ir  $16,66\text{Hz}$ .

Aplūkotās shēmas galvenais trūkums ir tīkla strāvas forma. To nosaka ar katru fāzi saistīto divu slēdžu vadāmības intervālu saistība ar slodzes strāvas momentāno vērtību līkni. Tā, piemēram, A fāzē strāva plūst, kad strāvu vada S1 vai S4. Kad vada S1, strāva  $i_A$  ir vienāda ar slodzes strāvu  $i_{sl}$ , bet, kad vada S4, tad  $i_A=-i_{sl}$ . Rezultātā vairojas pārtraukta tīkla strāva ar izteiktu slodzes strāvas pamatharmoniskās ietekmi (sk. 2.42. zīm.).



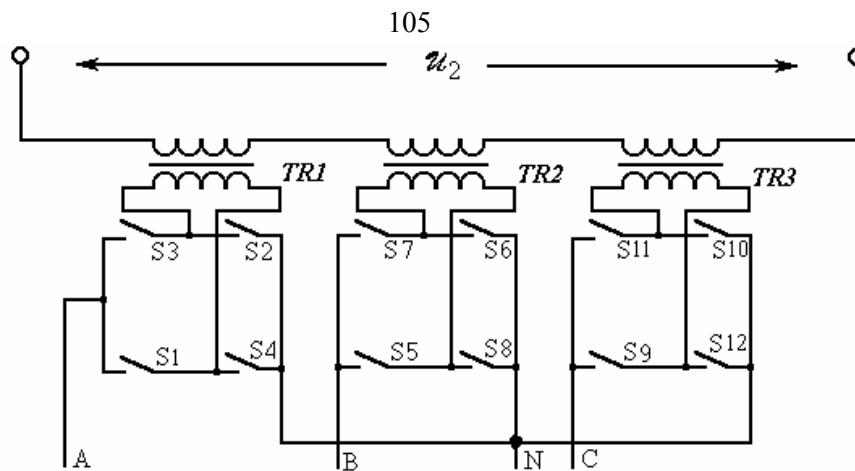
2.41. zīm. Slēdžu pārslēgšanās diagrammas un izejas sprieguma līknes veidošanās trīsfāžu-vienfāzes tiltiņveida ciklokonvertorā pie  $f_m=150\text{ Hz}$



2.42. zīm. Izejas sprieguma līknes formēšana ar slēdžu modulācijas frekvenci  $f_m = 66,66 \text{ Hz}$

Ja trīsfāzu tīklam caur modulētiem slēdžiem pievieno 3 vienfāžu transformatoru primāros tinumus, bet to sekundāros tinumus saslēdz virknē (2.43. zīm.), tad sekundāro tinumu kopējais spriegums  $u_2$  var tikt iegūts ar maināmu frekvenci, līdzīgi kā iepriekš aplūkotajā shēmā.

Palielinot slēdžu skaitu un dažādojot ieejas spriegumus, var veidot tā saucamos matricas pārveidotājus, kuros var iegūt izejā praktiski sinusoidālu spriegumu. Faktiski 2.39.zīm.d shēmā var iegūt matricas tipa pārveidotāja darbības režīmu, jo slēdžus var pārmaiņus vadīt trijos veidos: 1) katra tīkla sprieguma fāze pieslēgta savai slodzei, 2) katra fāze pieslēgta divām slodzes grupām, 3) katra fāze pieslēgta visām trim slodzēm. Modulējot iespējamo režīmu laikus, var mainīt gan izejas sprieguma frekvenci, gan efektīvo vērtību.

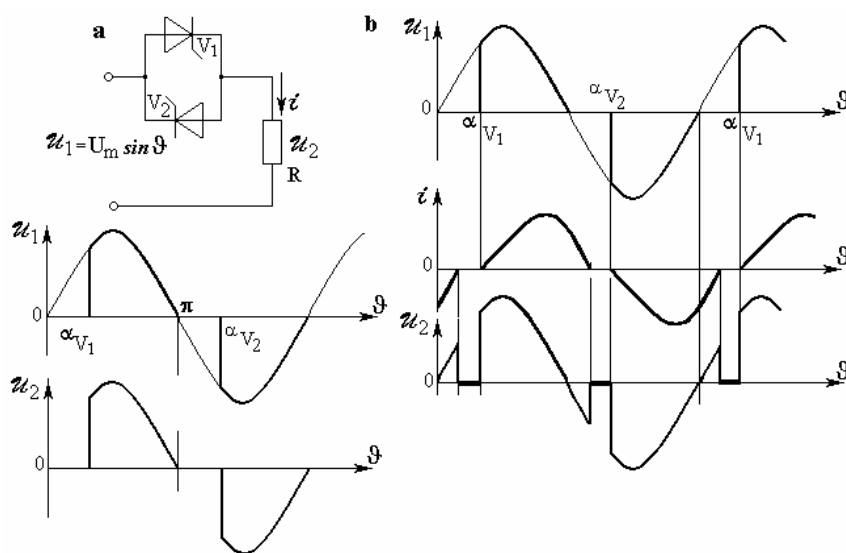


2.43. zīm. Izejas sprieguma līknes veidošana ar trīs modulētu spriegumu summēšanu

## 2.4. Maiņsprieguma regulatori

Ar pusvadītāju elementiem var veikt maiņsprieguma (strāvas) regulēšanu bez transformatora, tā iegūstot nelielu izmēru ierīces.

Visvienkāršākais veids ir maiņsprieguma ķēdē ieslēgt divus pretēji paralēli savienotus tiristorus vai simistoru (2.44. zīm.).



2.44. zīm. Vienfāzes maiņsprieguma regulēšana ar pretēji paralēli slēgtu tiristoru regulatoru

Mainot regulēšanas leņķi  $\alpha$ , mainās katra tiristora vadīšanas laiks pusperiodā, un tātad izejas sprieguma efektīvā vērtība.

Vienfāzes aktīvās slodzes gadījumā izejas sprieguma efektīvā vērtība

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = U_1 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2-104)$$

Ja slodze ir aktīvi induktīva, ieejas sprieguma momentānajai vērtībai mainot zīmi, strāvu turpina kādu brīdi vadīt iepriekšējai polaritātei atbilstošais tiristors un spriegums uz slodzes atbilst tīkla sprieguma līknes pusperioda sākotnējai daļai (sk. 2.44. zīm. b). Izejas sprieguma efektīvā vērtība pieaug un

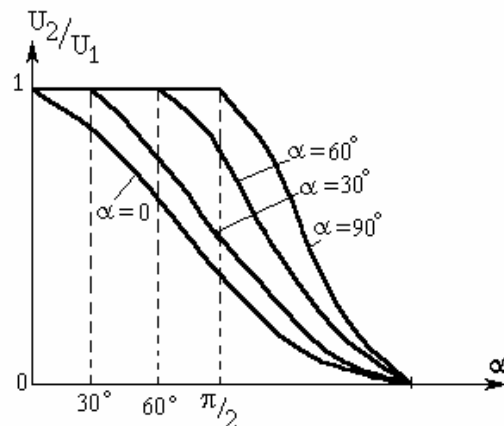
$$U_2 = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\delta} \sin^2 \vartheta d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \vartheta d\vartheta \right]} = U_1 \sqrt{1 - \frac{\delta - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\delta}{2\pi}} \quad (2-105)$$

kur  $\delta$  ir strāvas "pārklāšanās" leņķis attiecībā pret attiecīgās polaritātes sprieguma pusvlni. Leņķis  $\delta$  mainās no  $\delta = 0$  pie aktīvas slodzes līdz  $\varphi = \arctg(\omega L/R)$  pie nepārtrauktas sinusoidālas strāvas.

Kā redzams no 2.44. zīm. b, regulēšanas leņķis  $\alpha$  var mainīties no maksimālās vērtības  $\pi$  līdz minimālajai vērtībai  $\delta$ , kad strāva kļūst sinusoidāla un tātad  $\alpha_{\min} = \varphi$ . Ievērojot šīs īpatnības, vadības sistēmai jānodrošina pietiekami ilgi vadības signāli (vislabāk - "garāki" par  $\varphi$ ), kas nodrošinātu pie uzstādītajiem  $\alpha$ , mazākiem par  $\varphi$ , izejā nepārtrauktu sinusoidālu strāvu un  $U_2 = U_1$ . Šim variantam atbilstošas regulēšanas raksturliiknes attēlotas 2.45. zīm.

Aplūkotais tiristoru regulators ir virknes, un tādēļ efektīvā strāva ieejā un izejā ir vienādas. Tā kā aktīvā jauda 2.44. zīm.a shēmas gadījumā ir  $U_2 \cdot I$ , bet visas sistēmas šķietamā jauda ir  $U_1 \cdot I$ , tad jaudas koeficients

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{U_2}{U_1} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2-106)$$



2.45. zīm. Maiņstrāvas regulatora raksturliiknes

Kā redzams, ja  $\alpha$  aug, tad  $\chi$  samazinās. Šai vienfāzes shēmā tiristora strāvas vidējā vērtība pie aktīvas slodzes, pēc kuras izvēlas pusvadītāju elementu, ir

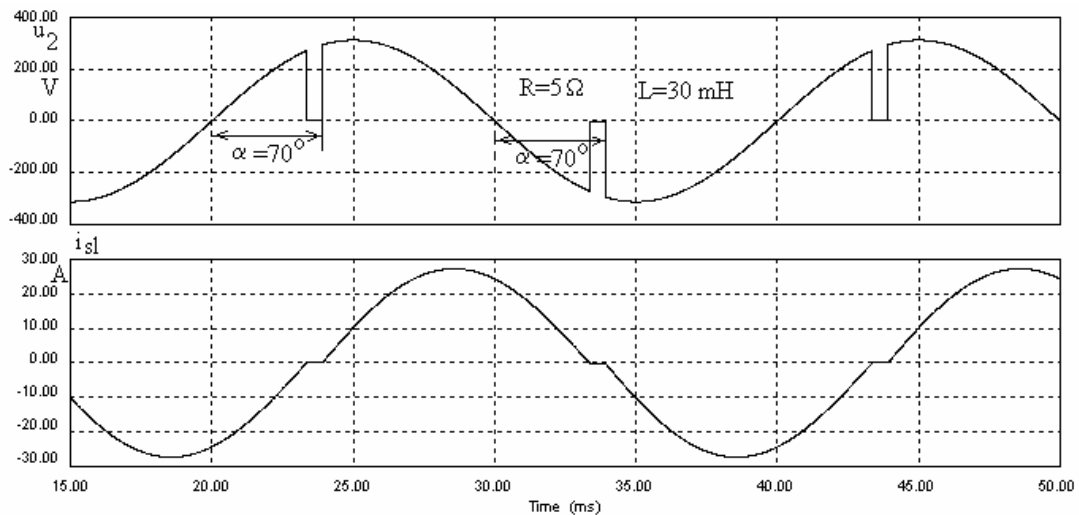
$$I_{vid} = \frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2-107)$$

Kā redzams, maksimālā vērtība būs pie  $\alpha = 0$ , kad strāva ir sinusoidāla un

$$I_{\text{vīd}} = \frac{\sqrt{2}I}{\pi} = 0,45I \quad , \quad (2-108)$$

kur  $I$  ir ķēdes sinusoidālās strāvas efektīvā vērtība.

Lai pārbaudītu izklāstīto, programmā PSIM tika veikta vienfāzes maiņsprieguma tiristoru regulatora ar slodzi  $R=5 \Omega$ ,  $L=30 \text{ mH}$  datormodelēšana ar regulēšanas leņķi  $\alpha=70^\circ$ . Slodzes spriegums un strāva attēloti 2.46. zīm.



2.46.zīm. Slodzes sprieguma un strāvas līknes vienfāzes maiņsprieguma regulatora datormodelī

**Piemērs.**

Vienfāzes maiņsprieguma tīklam ar  $U_1=220V$ ,  $50Hz$  caur maiņsprieguma tiristoru regulatoru pievienota slodze ar  $R=5\Omega$  un  $L=30mH$ . Noteikt slodzes sprieguma efektīvo vērtību pie  $\alpha=70^\circ$ , linearizējot raksturlīkni  $U_2=f(\alpha)$  starp  $\alpha=\varphi$  un  $\alpha=180^\circ$ ! Noteikt aptuveni slodzes strāvas efektīvo vērtību, no tīkla patērēto aktīvo un kopējo jaudu, kā arī jaudas koeficientu!

1. Leņķis

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} = \arctg \frac{314 \cdot 30}{10^3 \cdot 5} = 62^\circ .$$

2. Slodzes efektīvais spriegums aptuveni nosakāms kā

$$U_2 \approx U_1 \frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ - \varphi} = 220 \frac{110}{118} = 205,08V .$$

3. Slodzes strāvas aptuvenā vērtība

$$I_{sl} = \frac{U_2}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{205,08}{\sqrt{25 + 88,73}} = 19,23A .$$

4. No tīkla patērētā aktīvā jauda

$$P = I_{sl}^2 R = 19,23^2 \cdot 5 = 1848,9W .$$

5. No tīkla patērētā kopējā jauda

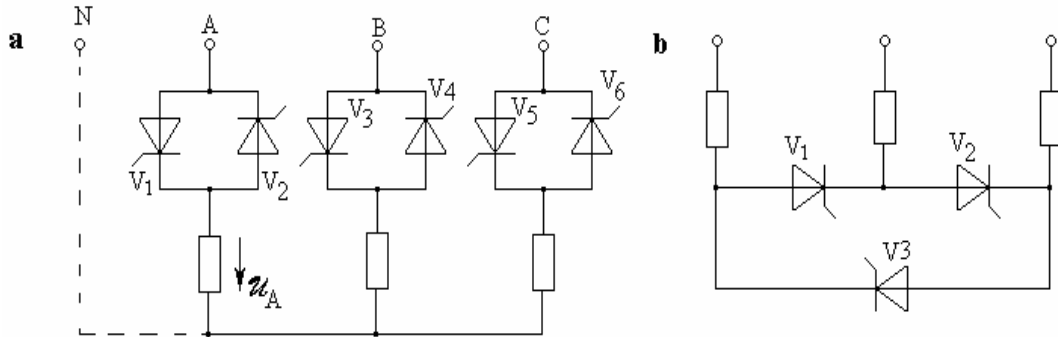
$$S = U_1 I_{sl} = 4230,6VA .$$

6. Jaudas koeficients

$$\chi = \frac{P}{S} = 0,437 .$$

Slodzes pašas  $\cos \varphi = 0,469$ .

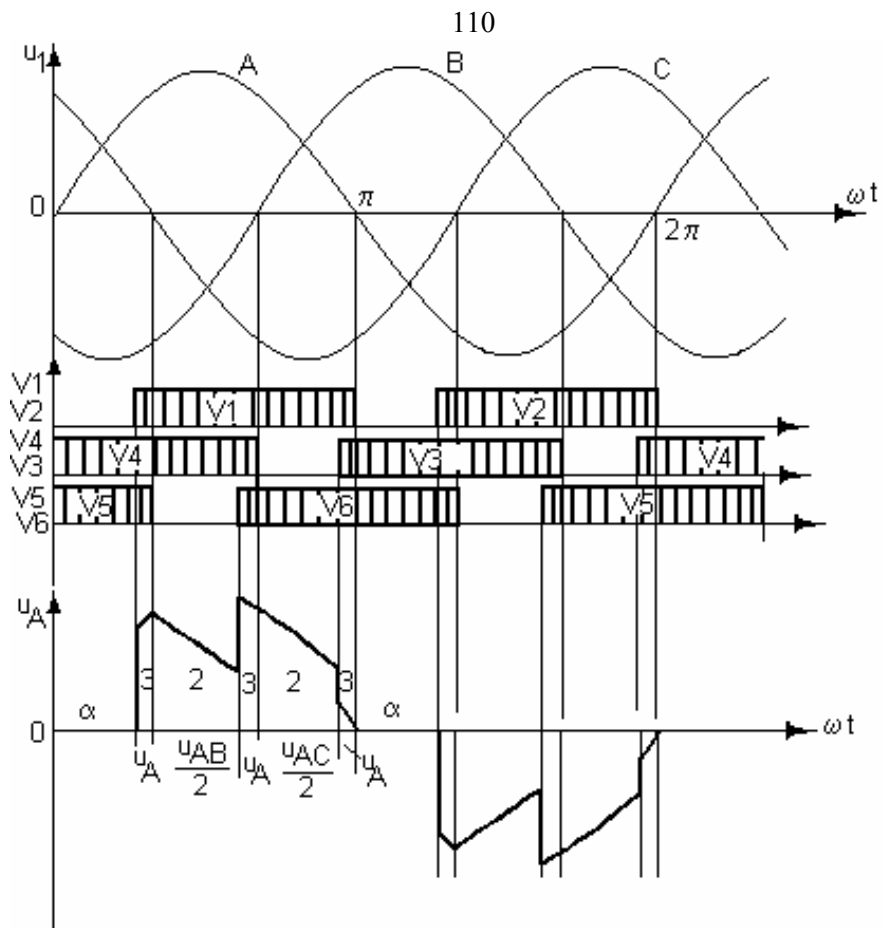
Ir iespējami vairāki trīsfāžu maiņsprieguma regulatora realizācijas veidi (2.47.zīm.). Visparastākais un plašāk pielietotais veids ir pretēji paralēli slēgtu tiristoru ieslēgšana katrā fāzē. Ja slodze saslēgta zvaigznē un tās nullpunkts pieslēgts tīkla nullpunktam, iegūstam 3 vienfāzes shēmas, kuras pieslēgtas trijiem fāžu spriegumiem. Taču, lai novērstu nullsecības strāvas komponentes rašanos tīkla fāzēs, nullvadu nelieto. Tad procesi atšķiras no vienfāzes shēmā aplūkotajiem, jo slodzes fāzes sprieguma momentānās vērtības var būt 1) vienādas ar attiecīgās fāzes sprieguma momentānajām vērtībām, ja vada visu triju fāžu tiristori, vai 2) vienādas ar līnijas sprieguma momentāno vērtību pusi, ja vada tikai divu fāžu tiristori. Viena vai otra varianta esamības secīgumu nosaka regulēšanas leņķa  $\alpha$  lielums.



2.47. zīm. Trīsfāžu tiristoru maiņsprieguma regulatoru shēmas

Aplūkosim slodzes sprieguma līknes veidošanos 2.47. zīm.a shēmā bez nullvada, ja slodze ir aktīva, regulēšanas leņķis  $\alpha$  ir  $50^\circ$  attiecībā pret tīkla fāzes spriegumu un vadības signāls ‘‘ilgst’’ līdz fāzes sprieguma pusperioda beigām (2.48. zīm.).

No zīmējuma var redzēt: ja  $\alpha > 60^\circ$  un mazāks par  $120^\circ$ , slodzes sprieguma līkni veido tikai līnijas spriegumu puse. Savukārt, ja  $\alpha > 120^\circ$ , tiristoru vadīšanas intervāli nepārklājas un slodzes spriegums ir nulle. Tātad ar šādu vadīšanas principu, kad tiristoru vadības signāli izbeidzas līdz ar attiecīgā pusperioda beigām, nav iespējams panākt plašu izejas sprieguma regulēšanu. Pie  $\alpha$  mazliet mazāka par  $120^\circ$  un aktīvas slodzes izejas fāzes sprieguma efektīvā vērtība jau ir aptuveni 44 % no tīkla fāzes sprieguma.

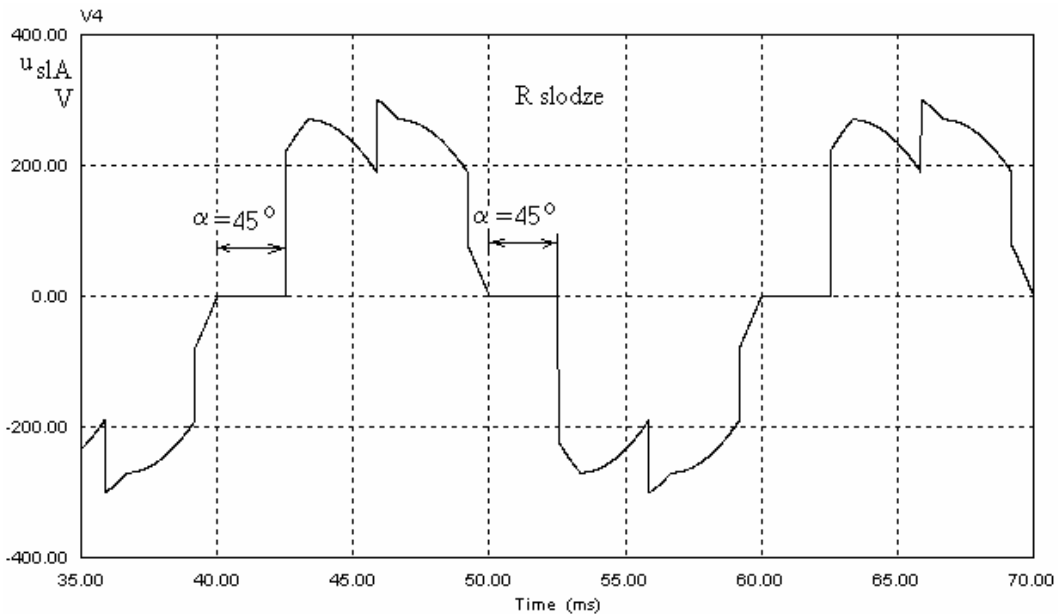


2.48. zīm. Slodzes sprieguma veidošanās trīsfāžu maiņsprieguma regulatora shēmā bez nullvada (iesvītrotie laukumi norāda vadības impulsu formēšanas intervālus)

2.49. zīm. attēlota fāzes A sprieguma līkne šai pašā trīsfāžu shēmā bez nullvada pie  $\alpha = 45^\circ$  (tikpat liela, cik 2.48. zīm.), kas iegūta aplūkotās shēmas datormodelēšanas ceļā programmā PSIM pie aktīvās slodzes. Kā redzams, modelī iegūtā līkne saskan ar uzzīmēto, kas apliecina iepriekš izklāstīto par šādas shēmas regulēšanas un darbības īpatnībām.

Regulēšanas iespējas var uzlabot, ja tiristoru pēc pusperioda beigām iespējams vēl vadīt  $30^\circ$  intervālā. Tad  $\alpha$  maksimālā vērtība var būt  $150^\circ$  un izejas sprieguma efektīvā vērtība var tikt regulēta praktiski līdz nullei.

Ja nav nepieciešamības regulēt izejas spriegumu plašā diapazonā, tad var pielietot shēmu ar papildsprieguma avotu (2.50.zīm.), kas nodrošina daudz labāku jaudas koeficientu. Šeit slodzes sprieguma pamatlīkni veido tīkla spriegums, bet, ieslēdzot V3 un V4, veidojas papildsprieguma un tīkla sprieguma summa. Šeit gan izejas sprieguma efektīvā vērtība ir lielāka nekā tīkla spriegums.



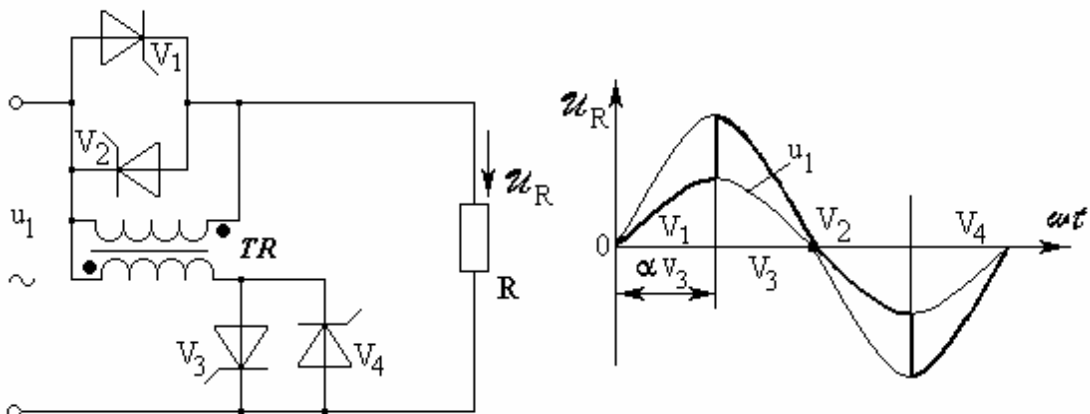
2.49.zīm. Datormodelēšanas shēmā iegūtā fāzes sprieguma līkne trīsfāžu shēmai bez nullpunkta

Pielietojot vadāmus slēdžus, iespējams modulēt izejas sprieguma līkni. Lai realizētu šādu vadību, nepieciešams transformators, kas samazina šīs iekārtas efektivitāti. Transformatora sekundārais tinums tiek veidots vaļējs (2.51. zīm.), un tā abu galu izvadi pievienoti savam trīsfāžu diožu tiltiņam (vieni izvadi pie UZ1, otri pie UZ2).

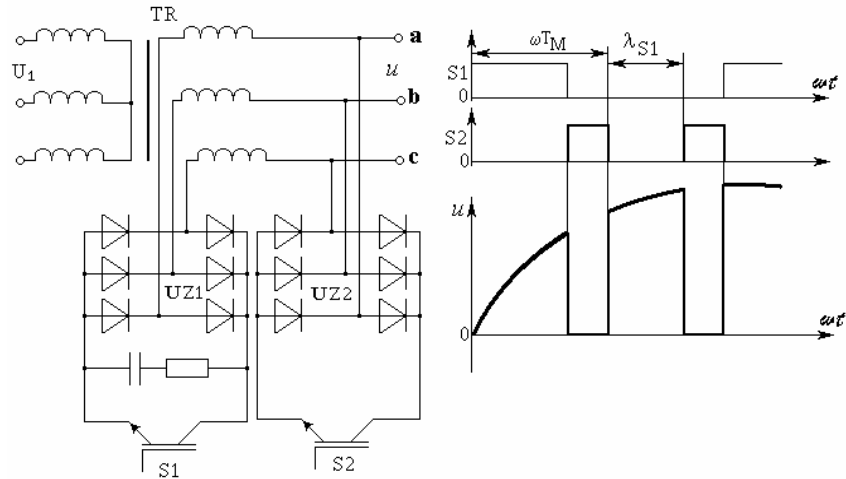
Ja ieslēgts slēdzis S1, bet S2 izslēgts, tad sekundārais tinums ir saslēgts zvaigznes slēgumā un izejā ir spriegumi  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ . Ja S1 ir izslēgts, bet S2 - ieslēgts, tad transformatora sekundārā tinuma ķēde ir pārtraukta, bet izejas spriegums ir nulle. Mainot attiecību starp S1 un S2 ieslēgtajiem stāvokļiem, mainās regulējamā sprieguma efektīvā vērtība. Šai shēmai ir augsts jaudas koeficients, kas aprēķināms kā

$$\chi = \frac{f_M \lambda_{S1}}{2\pi \cdot f_1} \quad , \quad (2-109)$$

kur  $f_M$  ir modulācijas frekvence, bet  $\lambda_{S1}$  ir slēdža S1 vadāmības leņķis attiecībā pret tīkla sprieguma izmaiņas līkni.



2.50. zīm. Sprieguma regulators ar papildsprieguma transformatoru

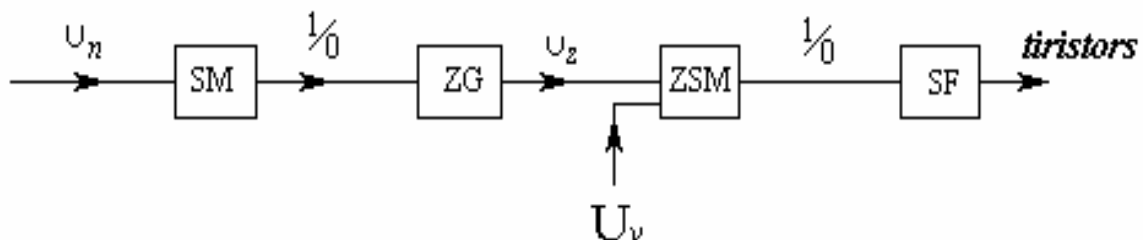


2.51.zīm. Shēma izejas maiņsprieguma modulācijai

## 2.5. Ar tīklu saistīto pārveidotāju vadības principi

Pamatā ar tīklu saistītajos pārveidotājos tiek pielietoti dabīgi komutējami tiristori, kuriem var regulēt tikai ieslēgšanās leņķisko aizkavējumu  $\alpha$  attiecībā pret ātrāko iespējamās ieslēgšanās brīdi attiecīgajā shēmā. Šis brīdis katram tiristoram ir jākonstatē individuāli, un no tā jāsak atskaitīt leņķim  $\alpha$  atbilstošs laika intervāls. Kā jau tika minēts iepriekš, leņķa  $\alpha$  atskaitīšanu var veikt analogo signālu formā, salīdzinot etalonzāģspriegumu  $u_z$  ar lēni mainīgu vadības spriegumu  $U_v$ .

Vispārīgā veidā vadības sistēmas kanāls sastāv no sinhronizācijas mezgla SM, kas nosaka  $\alpha$  atskaitīšanas sākuma brīdi, kad tiek palaists zāģsprieguma ģenerators ZG, no salīdzināšanas mezgla ZSM, kurā salīdzina zāģspriegumu  $u_z$  ar vadības spriegumu  $U_v$ , un no vadības signāla formēšanas mezgla SF (2.52. zīm.)

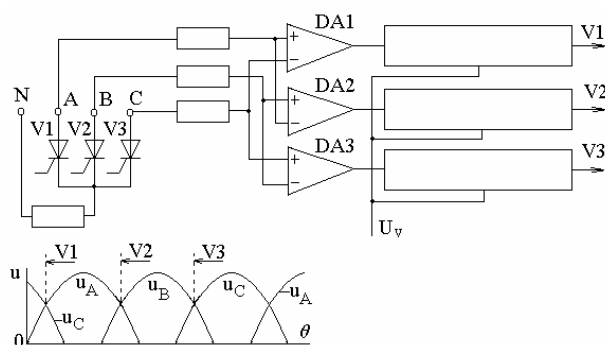


2.52. zīm. Vadības sistēmas kanāla blokskāme

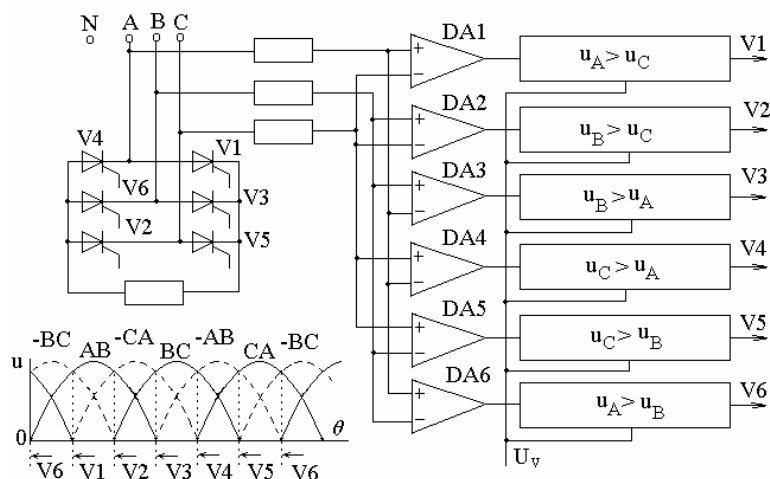


Spriegumu  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  attiecību kontrolē analogie komparatori DA1, DA2, DA3, bet to izejas signāli, līdzīgi kā 2.53. zīm., vada attiecīgo kanālu zāģspriegumu formēšanu. Viens un tas pats laikā lēni mainīgs vadības spriegums  $U_v$  vada visu trīs kanālu izejas signālu formēšanu.

Trīsfāžu tiltiņa shēmas VT vadības sistēmā jābūt 6 identiskiem kanāliem, kuru darbības secību nosaka 6 komparatori, kas salīdzina VT barojošo spriegumu savstarpējo attiecību (2.55. zīm.).



2.54. zīm. Trīsfāžu nullpunkta VT vadības sistēmas piesaiste barojošam tīklam



2.55. zīm. Trīsfāžu tiltveida VT vadības sistēmas piesaiste barojošam tīklam

Tiristora V1 vadības kanālam jāšāk darboties, kad līnjspriegums  $u_{AB}$  kļūst par lielāko. Tas notiek brīdī, kad līnjsprieguma  $u_{CA}$  zīme mainās uz negatīvo, t.i., kad  $u_A$  kļūst lielāks par  $u_C$ . Noteikums  $u_A > u_C$  nosaka kanāla V1 darbības atļauju, un tā izpildi kontrolē komparators DA1.

Komparators DA2 kontrolē noteikumu  $u_B > u_C$ , kad var sākt darboties tiristora V2 kanāls, jo tad lielākais ir līnispriegums  $u_{AC}$ . Savukārt komparators DA3 kontrolē noteikumu  $u_B > u_A$ , kad var sākt darboties tiristora V3 kanāls, jo tad lielākais ir līnispriegums  $u_{BC}$  u.t.t.

Katrs kanāls var formēt sprieguma periodā “garu” vai arī “īsu” vadības signālu uz tiristoru. Ja tiek realizēts otrais variants (parasti tad vadības impulsa ilgums ir aptuveni 100μs), kas ir ekonomiskāks, tad katram kanālam tiltiņa shēmā jāpievada impulsi diviem tiristoriem: DA1 vadītajam kanālam – tiristoriem V1, V6; DA2 vadītajam – tiristoriem V2, V1; DA3 vadītajam – tiristoriem V3, V2 u.t.t.

Aplūkotais vadības princips ar zāgspriegumu ir tā saucamās analogās vadības variants. Lai nodrošinātu visiem tiristoriem vienādus leņķus  $\alpha$ , visiem zāgspriegumiem jābūt pilnīgi vienādiem. Praktiski tas nav iespējams, tādēļ eksistē vadības asimetrija.

Daudz precīzāk vadību var realizēt ar digitālo paņēmieni, kad kavējuma laiku nosaka noteikts takts ģenerators konstantas frekvences impulsu skaits. Piemēram, ja takts frekvence ir 100 kHz, tad impulsa periods ir 10 μs. Lai veidotu leņķi  $\alpha = 30^\circ$  (vai laika izteiksmē pie tīkla frekvences 50 Hz tas būtu  $30 \cdot 20 \cdot 10^{-3} / 360 = 1,66$  ms), nepieciešams no sinhronizācijas sākuma brīža noskaitīt

$$N = \frac{1,66 \cdot 10^6}{10^3 \cdot 10} = 166 \text{ impulsus.}$$

Visērtāk šādu digitālo vadību realizēt ar mikroprocesoru, kura darbības algoritmu nosaka programma. Šai gadījumā nav nepieciešamības kontrolēt katru sinhronizācijas spriegumu, bet gan kontrolēt tikai vienu, bet citus kanālus vadīt pēc zināma perioda. Tā, piemēram, trīsfāzu nullpunkta taisngriežim vispirms konstatē, kad  $u_A$  kļūst pozitīvs, tad noskaita  $30^\circ$ , pēc tam - leņķi  $\alpha$  un padod signālu uz V1, pēc tam noskaita  $120^\circ$  leņķi un padod signālu uz V2. Pēc tam vēlreiz noskaita  $120^\circ$  un padod impulsu uz V3. Turpmāk atgriežas uz  $u_A > 0$  kontroles operāciju un atkārti iepriekš minētās darbības.

Šādu vadības principu ar viena sprieguma sinhronizāciju daudzfāžu sistēmās sauc par ekvidistanto vadības principu.

### 3. KOMUTĒJAMIE PĀRVEIDOTĀJI

Komutējamie pārveidotāji galvenokārt darbojas no līdzstrāvas primārā vai sekundārā barošanas avota. Tāpēc vispirms jāiepazīstas ar līdzstrāvas slēdžiem un impulsregulēšanas sistēmām, pēc tam jāplūko autonomie invertori.

#### 3.2. Līdzstrāvas impulsregulatori

##### 3.1.1. Spriegumu pazeminošais impulsregulators

Impulsregulēšana ar pusvadītāju slēdži ir vienīgā iespējamā metode, kā tieši izmainīt (transformēt) līdzsprieguma vērtību bez ievērojamiem jaudas zudumiem. Ja gribam samazināt slodzes spriegumu attiecībā pret avota, tad slēdži savienojam virknē ar slodzi, ja gribam palielināt, tad - paralēli avotam.

Aplūkosim pazeminošā impulsregulatora (angliski Step-down vai Buck) būtību, aizstājot pusvadītāju slēdži ar idealizētu kontaktslēdži (3.1.zīm.). Slēdzis tiek pārslēgts ar samērā augstu frekvenci  $f$  (lielāku par dažiem simtiem hercu) un relatīvo ieslēgšanās laiku periodā

$$\gamma = \frac{t_{ie}}{T} \quad , \quad (3-1)$$

kur  $t_{ie}$  - slēdža ieslēgtā stāvokļa laiks procesu atkārtosšanās periodā  $T=1/f$  un  $f$  - frekvence.

Slodzes ķēde ir bloķēta ar diodi  $V_0$ , kura aktīvi induktīvas slodzes gadījumā ļauj slodzes strāvai noslēgties slēdža  $S$  izslēgtajā laika intervalā pārslēgšanas periodā. Ja slodzes laika konstante ir vismaz 3...4 reizes lielāka par procesu atkārtosšanās periodu  $T$ , tad slodzes strāva ir samērā nogludināta un nepārtraukta, t.i., pauzē nenokrīt līdz nullei. Tad spriegums uz slodzes ir vai nu  $U_1$  (kad  $S$  ir ieslēgts), vai arī nulle (kad  $S$  ir izslēgts).

Vidējā sprieguma vērtība perioda laikā

$$U_{sl} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ie}} U_1 dt = U_1 \gamma \quad (3-2)$$

bet aktīvi inductīvās slodzes strāvas vidējā vērtība būs

$$I_{sl} = \frac{U_{sl}}{R_{sl}} = \gamma \frac{U_1}{R_{sl}} \quad (3-3)$$

jo vidējais spriegums uz inductivitātes periodā ir nulle.

Ideālam slēdzim nav jaudas zudumu, tādēļ ieejas vidējā jauda  $P_1 = I_1 \cdot U_1$  ir vienāda ar slodzes vidējo jaudu  $P_{sl} = U_{sl} \cdot I_{sl}$ , kur  $I_1$  ir barošanas avota strāvas vidējā vērtība.

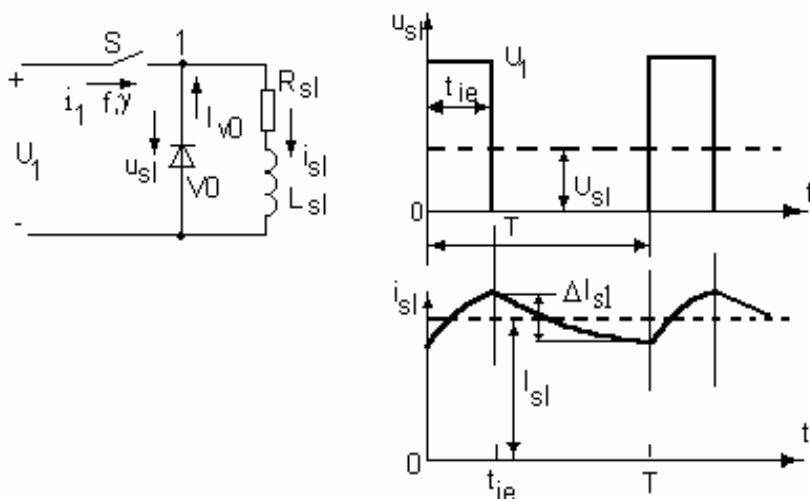
Ievērojot (3-2), avota strāvas vidējā vērtība

$$I_1 = \gamma I_{sl} \quad (3-4)$$

bet pēc Kirhofa strāvas likuma punktam 1 (sk.3.1.zīm.) diodes strāva

$$I_{v0} = I_{sl} - I_1 = (1-\gamma) I_{sl} \quad (3-5)$$

Regulēšanas raksturlīknes  $U_{sl}=f(\gamma)$ ,  $I_{sl}=f(\gamma)$  un  $I_1=f(\gamma)$  aktīvi inductīvas slodzes gadījumā attēlotas 3.2.zīm. Regulējošo efektu iegūst, mainot  $\gamma$  robežās no 0 līdz 1. Iespējami vairāki varianti, kā realizēt  $\gamma$  izmaiņu. Ja slēdža pārslēgšanās frekvence ir konstanta, tad  $\gamma$  maina, palielinot vai samazinot slēdža ieslēgtā stāvokļa laiku. Šādu realizāciju sauc par impulsu platuma modulāciju IPM (PWM angļiski: Pulse Width Modulation). Tas ir visplašāk pielietotais regulēšanas veids.



3.1.zīm. Līdzstrāvas pazeminošais impulsregulators

Mazāk populāra ir impulsu frekvences modulācija, kad  $t_{ie}$  ir nemainīgs, bet regulējošo efektu iegūst samazinot periodu līdz  $T=t_{ie}$  un  $\gamma=1$  vai arī palielinot  $T$  līdz ļoti lieliem, kad  $\gamma$  tuvojas nullei.

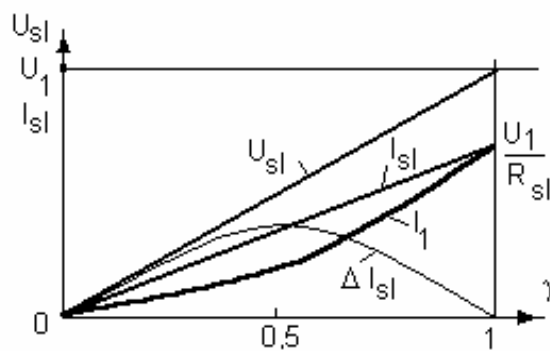
Kā redzams no 3.1.zīm., sprieguma impulsu ietekmē strāva pulsē. Ja pieņemam, ka sprieguma kritums uz slodzes aktīvās pretestības ir laikā nemainīgs un vienāds ar  $I_{sl}R_{sl} = \gamma U_1$ , tad strāvas pulsācijas noteiks diferenciālvienādojums

$$L \frac{di_{sl}}{dt} = U_1 - \gamma U_1 = (1 - \gamma)U_1, \quad (3-6)$$

kas atbilst ieslēgtam slēdzim.

Slodzes strāvas pilnā izmaiņa slēdža S ieslēgtajā laikā  $t_{ie}$

$$\Delta I_{sl} = \frac{U_1}{L_{sl}} \gamma (1 - \gamma) T. \quad (3-7)$$



3.2. Impulsregulatora regulēšanas raksturlīknes

IPM variantā maksimālās slodzes strāvas pulsācijas amplitūda būs pie  $\gamma=0,5$  (3.2.zīm.), kad

$$\Delta I_{sl \max} = \frac{U_1}{4fL_{sl}}. \quad (3-8)$$

Pie  $\gamma=0$  un  $\gamma=1$  IPM variantā strāvas pulsācijas ir vienādas ar nulli. Ja pielieto impulsu frekvences modulāciju, tad  $\Delta I_{sl} = U_1(1-\gamma)t_{ie}/L_{sl}$ , t.i., pie nemainīga  $t_{ie}$  maksimālās pulsācijas būs, ja  $\gamma=0$ , bet ja  $\gamma=1$ , slodzes strāva nepulsēs.

Ja slodzes strāvas vidējā vērtība ir lielāka par pusi no pulsācijas  $\Delta I$ , tad slodzes strāva ir **nepārtraukta**. Pretējā gadījumā slodzes strāva būs **pārtraukta**. Parasti cenšas nodrošināt nepārtrauktu slodzes strāvu, un to var panākt, gan izvēloties pietiekami augstu IPM frekvenci, gan arī pietiekami lielu  $L_{sl}$ .

Slēdzi var vadīt arī, kontrolējot slodzes strāvas momentānās vērtības un uzturot tās robežās starp  $I_{sl \max}$  un  $I_{sl \min}$ , t.i., darbojoties ar  $\Delta I_{sl} = \text{const}$ . Šādu regulēšanas veidu sauc par divpozīciju regulēšanu: S ieslēdz, kad momentānā vērtība samazinās līdz minimālajai robežvērtībai  $I_{sl \min}$ , bet izslēdz, kad  $i_{sl}$  pieaug līdz  $I_{sl \max}$ . Kā redzams no (3-1), šai gadījumā frekvence ir mainīga:

$$f = \frac{119 U_1 \gamma (1 - \gamma)}{L_{sl} \Delta I_{sl}}, \quad (3-9)$$

sasniedzot maksimālo vērtību pie  $\gamma=0,5$ .

### Piemērs.

Līdzstrāvas spriegumu pazeminošā impulsregulatora slodzes ķēdē ir virknē slēgts rezistors  $R=3\Omega$  un drosele ar induktivitāti  $L=10\text{mH}$ . Komutācijas frekvence  $f=1000\text{Hz}$ , relatīvais ieslēgšanas laiks  $\gamma=0,5$ , barošanas spriegums  $U_1=100\text{V}$ . Noteikt, vai slodzē ir nepārtrauktās strāvas režīms, kā arī aprēķināt slodzes strāvas un sprieguma vidējo vērtību!

1. Slodzes strāvas pilno pulsāciju impulsregulēšanas gaitā nosaka no izteiksmes

$$\Delta I_{sl} = \frac{\gamma(1-\gamma)U_1}{Lf};$$

no šejienes

$$\Delta I_{sl} = \frac{0,5 \cdot 0,5 \cdot 100 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 2,5 A.$$

2. Slodzes sprieguma vidējā vērtība nepārtrauktas slodzes strāvas gadījumā

$$U_{sl} = \gamma U_1 = 0,5 \cdot 100 = 50 V;$$

slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_{sl} = \frac{U_{sl}}{R} \frac{50}{3} = 16,6 A.$$

3. Tā kā  $0,5 \Delta I < I_{sl}$ , tad slodzes strāva ir nepārtraukta.

### 3.1.2. Spriegumu paaugstinošie impulsregulatori

Ja slēdzi pievieno paralēli avotam, iegūst paaugstinošo līdzsprieguma pārveidotāju (Step-up vai Boost angļiski). Taču kā enerģijas uzkrājējs virknē ar avotu jāslēdz drosele L (3.3.zīm.). Vidējais spriegums uz slēdzi ir vienāds ar avota spriegumu  $U_1$  (jo vidējais spriegums pārslēgšanās periodā uz droseles induktivitātes ir nulle). Šis vidējais spriegums veidojas no divām momentānā sprieguma vērtībām (3.3.zīm.) - nulles, kad slēdzis S intervalā  $\gamma T$  ir ieslēgts, un slodzes sprieguma  $U_{sl}$ , kad slēdzis laika intervalā  $(1-\gamma)T$  ir izslēgts. Tātad

$$U_1 = (1 - \gamma) U_{sl} \quad (3-10)$$

un

$$U_{sl} = \frac{U_1}{1 - \gamma} \quad (3-11)$$

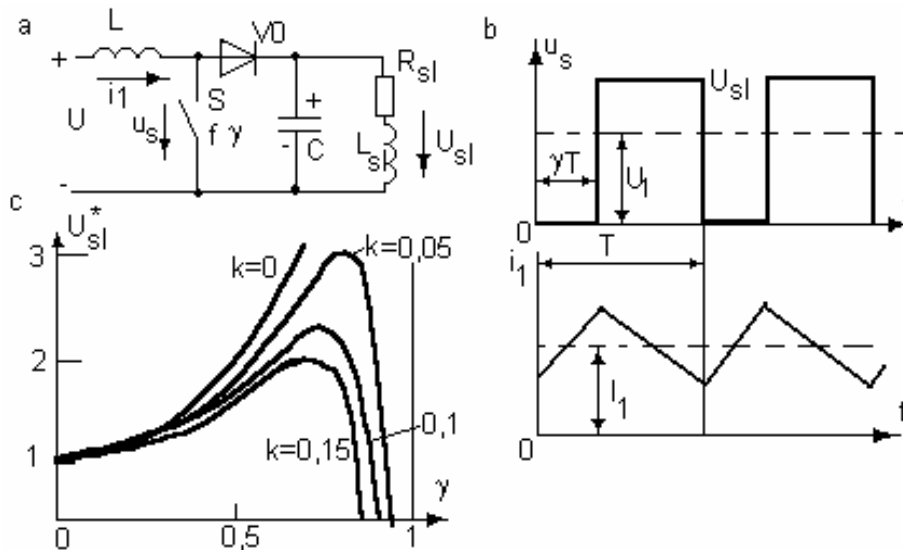
Ņemot vērā jaudu bilanci,

$$I_1 = \frac{I_{sl} U_{sl}}{U_1} = \frac{I_{sl}}{1 - \gamma} \quad (3-12)$$

Ja  $\gamma$  pieaug, tad aug gan izejas spriegums  $U_{sl}$  attiecībā pret  $U_1$ , gan avota strāva. Tā kā katram avotam ir iekšējā aktīvā pretestība  $R_1$ , tad spriegums  $U_1$  sāk samazināties un reāli slodzes spriegums nevar pieaugt līdz bezgalīgai vērtībai. Ja ievieš tukšgaitas sprieguma lielumu  $U_{10}$ , tad  $U_1 = U_{10} - I_{sl}R_1/(1-\gamma)$ . Ievietojot šo  $U_1$  vērtību (3-10),

$$U_{sl}^* = \frac{U_{sl}}{U_{10}} = \frac{1-\gamma-k}{(1-\gamma)^2}, \quad (3-13)$$

kur  $k = I_{sl}R_1/U_{10}$ . Kā redzams, ja  $\gamma = 1-k$ , slodzes spriegums kļūst vienāds ar nulli, bet tā maksimālā vērtība būs pie  $\gamma_0 = 1-2k$  (sk.3.3.zīm.).



3.3.zīm. Līdzspriegumu paaugstinošā pārveidotāja shēma (a), diagrammas (b) un raksturlieknes (c)

### 3.1.3. Spriegumu pazeminošs un paaugstinošs impulsregulators

Nedaudz izmainot slēdža S vietu shēmā, var izveidot impulsregulatoru, kas var gan pazemināt avota spriegumu, gan to paaugstināt (3.4.zīm.). Šādu shēmu angļiski sauc par Buck-Boost.

Kā redzams, vidējais spriegums uz droseles L ir nulle, un tas veidojas no pozitīvās polaritātes sprieguma  $U_1$  un negatīvās polaritātes sprieguma  $U_{sl}$ , kad slēdzis S intervalā  $(1-\gamma)T$  ir izslēgts. Tātad

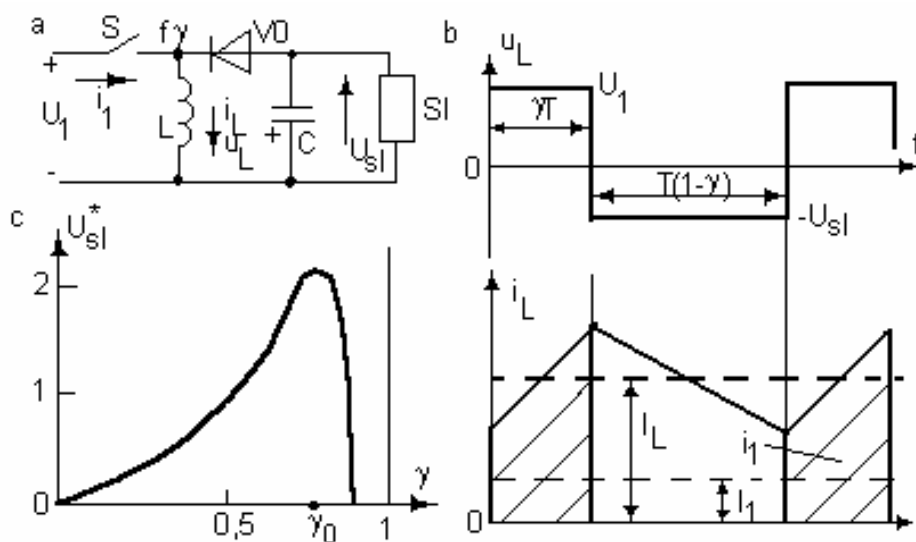
$$U_1 \gamma = U_{sl} (1-\gamma), \quad (3-14)$$

un

$$U_{sl} = U_1 \frac{\gamma}{1-\gamma} \quad (3-15)$$

Avota vidējā strāva

$$I_1 = I_{sl} \frac{\gamma}{1-\gamma} \quad (3-16)$$



3.4.zīm. Spriegumu pazeminoša un paaugstinoša impulsregulatora shēma (a), diagrammas (b) un raksturlīknes (c)

Ja  $U_1$  ir nemainīgs, tad pie  $0 \leq \gamma \leq 0,5$  slodzes spriegums mainās no nulles līdz  $U_1$ . Pie lielākiem  $\gamma$  slodzes spriegums pārsniedz  $U_1$ . Ievērojot avota aktīvo pretestību, slodzes spriegums

$$U_{sl}^* = \frac{\gamma(1-\gamma-k\gamma)}{(1-\gamma)^2} \quad (3-17)$$

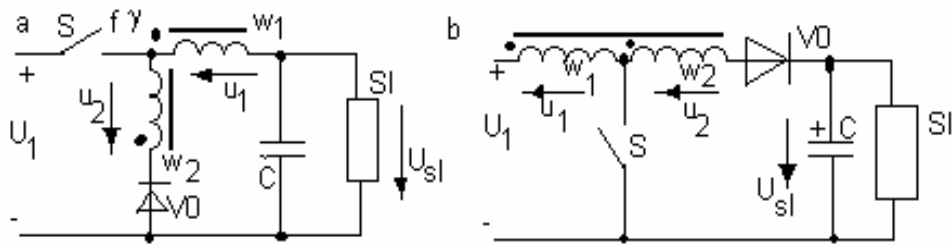
Arī šai shēmā maksimālais slodzes spriegums ir ierobežots un tāds būs pie  $\gamma_0 = 1/2k$ , bet pie  $\gamma = 1/(1+k)$  izejas spriegums būs nulle.

Ieviešot impulsregulatora sastāvā autotransformatoru (3.5.zīm.), iespējams koriģēt regulēšanas raksturlīknes.

Šeit shēmā a pie izslēgta slēdža \$S\$ abu tinumu \$w\_1\$ un \$w\_2\$ spriegumu summa ir vienāda ar slodzes spriegumu, kas, pieslēdzot lielas kapacitātes kondensatoru \$C\$, ir nogludināts:

$$u_{10} + u_{20} = u_{10} (1+k) = U_{sl} \quad (3-18)$$

kur  $k = w_2/w_1$  - transformācijas koeficients.



3.5.zīm. Līdzstrāvas impulsregulatori ar koriģējošo autotransformatoru: a- pazeminošais, b- paaugstinošais

Laika intervālā  $\gamma T$ , kad slēdzis S ir ieslēgts,

$$u_{11} = U_{sl} - U_1,$$

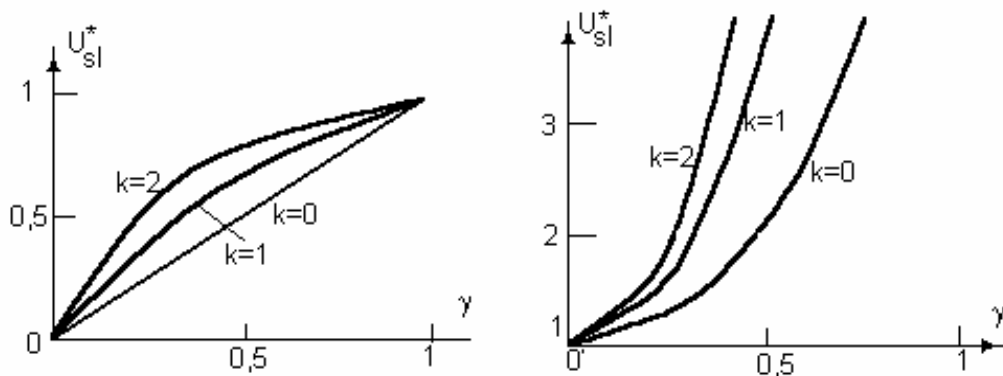
bet kopumā perioda laikā tinuma vidējais spriegums ir nulle:

$$u_{10} (1-\gamma)T + u_{11} \gamma T = 0,$$

un rezultātā

$$U_{sl} = \frac{\gamma(1+k)U_1}{1+\gamma k}. \quad (3-19)$$

Atbilstoši iegūtajai izteiksmei 3.6.zīm.a attēlotas šīs shēmas regulēšanas raksturlīknes pie dažādiem k.



3.6.zīm. Impulsregulēšanas shēmu ar autotransformatoru regulēšanas raksturlīknes: a- pazeminoša, b- paaugstinoša

Shēmā b pie izslēgta slēdža abu tinumu spriegumu summa ir vienāda ar  $U_{sl} - U_1$ , t.i.,  $u_{10} (1+k) = U_{sl} - U_1$ . Pie ieslēgta slēdža  $u_{11} = -U_1$ . Tā kā kopumā tinuma vidējais spriegums perioda laikā ir nulle, t.i.,

$$\frac{(U_{sl} - U_1)(1-\gamma)}{1+k} - U_1\gamma = 0,$$

tad

$$U_{sl} = \frac{U_1(1+\gamma k)}{1-\gamma}. \quad (3-20)$$

Jāatceras, ka šis vienādojums atbilst idealizētam gadījumam, kad  $U_1 = \text{const}$ .

### 3.1.4. Ieejas un izejas filtri

Lai strāva barošanas avotā un slodzes ķēdē būtu pēc iespējas tuvāka līdzstrāvai, pielieto ieejas un izejas filtrus. Pazeminošajam impulsregulatoram (3.1.zīm.) ir aktuāls filtrs līdzstrāvas barošanas avota ķēdē. Paaugstinošajam impulsregulatoram (3.3.zīm.) būtisks ir filtrs slodzes ķēdei. Arī pazeminošajam un paaugstinošajam regulatoram (3.4.zīm.) aktuāls ir filtrs barošanas avota ķēdē.

Ieejas filtru un filtru paaugstinošā regulatora slodzei veido ar paralēli avota (slodzes) ķēdei ieslēgtu kondensatoru  $C_f$  un virknē ar avotu (slodzi) ieslēgtu droseļi  $L_f$  (3.7.zīm.). Tad kondensators uzņem impulsveida strāvas “trīcienus”, bet filtra drosele rada pretestību strāvas maiņkomponentei.

Filtru ar strāvas impulsu uztverošo kondensatoru var aprēķināt, ieviešot šādus tuvinājumus:

- periodiskā impulsveida strāva  $i$  ir taisnstūrveida formas ar amplitūdu  $I$  un impulsa garumu  $t_i$  ;
- pirmajā tuvinājumā droseles  $L_f$  strāva ir nogludināta un vienāda ar impulsveida strāvas vidējo vērtību

$$I_L = t_i I / T = \varepsilon I,$$

kur  $\varepsilon$  ir impulsa strāvas relatīvais ilgums periodā. Šādus pieņēmumus var pamatot ar to, ka kondensatora strāvas vidējā vērtība periodā ir nulle.

Tad impulsa laikā caur kondensatoru plūst viena vai otra virziena strāva  $(I - I_L) = I(1 - \varepsilon)$ . Šī strāva būs ar plus zīmi paaugstinošā impulsregulatora filtram (3.7.zīm.b), bet ar mīnus zīmi - pazeminošā impulsregulatora filtram.

Ievērojot strāvas impulsa ilgumu  $\varepsilon T$ , iedarbības rezultātā kondensatora  $C_f$  spriegums izmainīsies par

$$\Delta U_c = \frac{I(1 - \varepsilon)\varepsilon T}{C}, \quad (3-21)$$

pie tam šī izmaiņa notiks ap vidējo kondensatora sprieguma vērtību  $U_{\text{cvid}} = U$  (jo droseles sprieguma vidējā vērtība periodā ir nulle).

Pazeminošajam impulsregulatoram  $\varepsilon = \gamma$  (3.7.zīm.a), bet paaugstinošajam  $\varepsilon = 1 - \gamma$ , kur  $\gamma$  ir slēdža relatīvais ieslēgšanas laiks periodā. Kā redzams (3.7.zīm.), kondensatora spriegums strāvas impulsa laikā ( $0 \leq t \leq \varepsilon T$ ) pieaug un samazinās līnēri:

$$\begin{aligned} \text{shēmā a} \quad u_c &= +\frac{\Delta U_c}{2} - \Delta U_c \frac{t}{\varepsilon T} + U, \\ \text{shēmā b} \quad u_c &= -\frac{\Delta U_c}{2} + \Delta U_c \frac{t}{\varepsilon T} + U. \end{aligned} \quad (3-22)$$

Droseles momentānās strāvas izteiksmes šai laika intervālā a shēmā būs

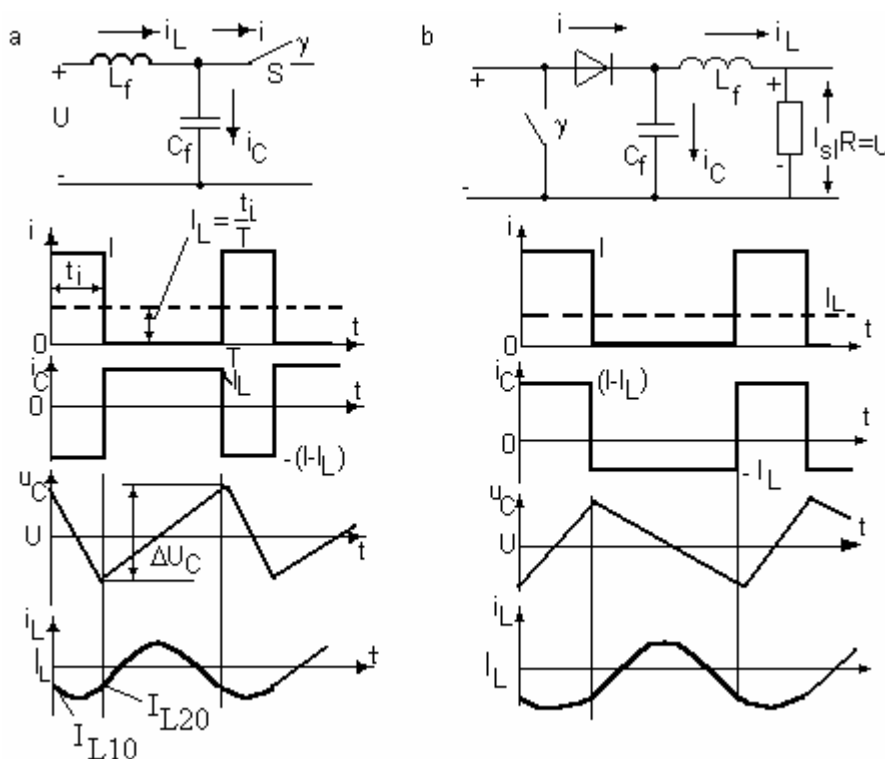
$$i_{L1} = \frac{1}{L} \int (U - u_C) dt = -\frac{\Delta U_C}{2L} t + \frac{\Delta U_C t^2}{2L\epsilon T} + I_{L10} \quad (3-23)$$

bet laika intervālā, kad  $u_C$  aug, t.i., intervālā  $(1 - \epsilon)T$ ,

$$i_{L2} = \frac{1}{L} \int \left[ +\frac{\Delta U_C}{2} - \Delta U_C \frac{t}{(1 - \epsilon)T} \right] dt = +\frac{\Delta U_C}{2L} t - \frac{\Delta U_C t^2}{2L(1 - \epsilon)T} + I_{L20} \quad (3-24)$$

Šeit  $I_{L10}$  un  $I_{L20}$  - droseles strāvas momentānās vērtības pirmā un otrā intervāla sākumbrīžos. Ievietojot (3-23) izteiksmē  $t = \epsilon T$ , var redzēt, ka pirmā intervāla beigu vērtība arī ir  $I_{L10}$ . Tā kā droselē strāva ar lēcieni nemainās, tad  $I_{L20} = I_{L10}$  (sk.3.7.zīm.). Šo sākuma vērtību var noteikt, ņemot vērā, ka droseles vidējā strāva  $\epsilon I$  ir pirmā un otrā intervāla strāvu vidējo vērtību ietekmes summa. Parasti gan interesējas par strāvas pulsāciju, kuru var noteikt kā abu intervālu ekstrēmumu starpību. Pie tam ekstrēmumi ir pie  $u_C = U$ , t.i., intervalu vidū. Tādējādi

$$\Delta I_L = I_{L \max} - I_{L \min} = \frac{\Delta U_C}{8Lf} = \frac{I(1 - \epsilon)\epsilon}{8CLf^2} \quad (3-25)$$



3.7.zīm. Ieejas (a) un izejas (b) filtru diagrammas

Reizinājuma  $(1 - \epsilon)\epsilon$  maksimālā vērtība ir pie  $\epsilon = 0,5$ . Kā redzams no (3-21) un (3-25), pulsāciju maksimālās vērtības arī ir pie  $\epsilon = 0,5$ :

$$\Delta U_{C_{\max}} = \frac{I}{4Cf} ;$$

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{I}{32LCf^2} . \quad (3-26)$$

Spriegumu paaugstinoša impulsregulatora gadījumā LC filtrs var tikt ieslēgts arī barojošā sprieguma  $U_1$  ķēdē (3.8.zīm.a). Savukārt spriegumu pazeminoša impulsregulatora gadījumā filtrs var tikt ieslēgts arī slodzes ķēdē (3.8.zīm.b). Impulsveida sprieguma triecienus uztver virknē ar slēdža elementu slēgta drosele  $L_f$ , kas kopā ar kondensatoru  $C_f$  veido filtru paaugstinošā pārveidotāja barošanas ķēdē (3.8.zīm.a) vai pazeminošā pārveidotāja slodzes ķēdē (zīm.b). Abos gadījumos pie ieslēgta slēdža ( $0 \leq t \leq \gamma T$ ) droseles strāva pieaug lineāri laikā ap vidējo vērtību:

$$i_L = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} + \Delta I_L \frac{t}{\gamma T} . \quad (3-27)$$

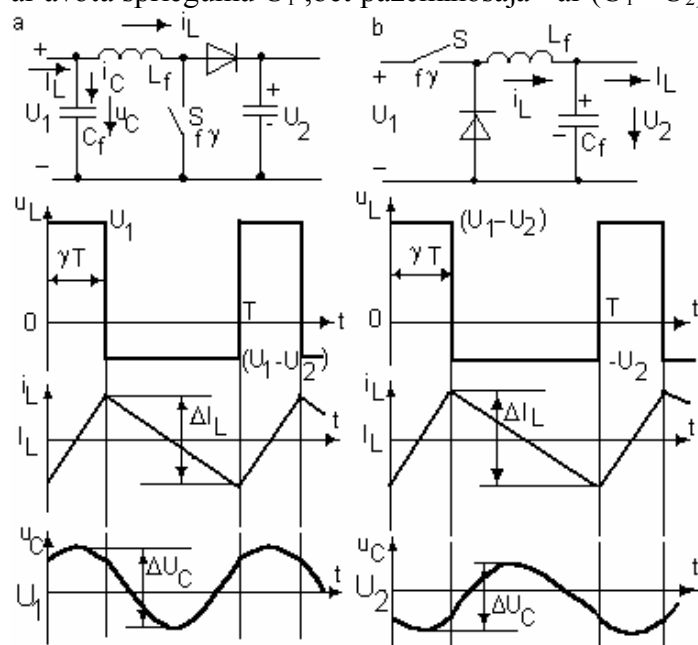
Tā kā droseles strāvas izmaiņas nosaka vienādojums

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} , \quad (3-28)$$

tad

$$\Delta I_L = \frac{U_\gamma \gamma T}{L} . \quad (3-29)$$

Šeit  $U_\gamma$  ir droseles sprieguma amplitūda pie ieslēgta slēdža. Paaugstinošajā shēmā tā ir vienāda ar avota spriegumu  $U_1$ , bet pazeminošajā - ar  $(U_1 - U_2)$ .



3.8.zīm. Impulsveida spriegumu iedarbe uz filtru paaugstinoša (a) un pazeminoša (b) pārveidotāja gadījumos

Droseles strāvas maiņkomponente izraisa kondensatora  $C_f$  sprieguma izmaiņu:

pie ieslēgta slēdža b shēmā ( $0 \leq t \leq \gamma T$ )

$$u_{C1} = \frac{1}{C} \int i_c dt = -\frac{\Delta I_L}{2C} t + \frac{\Delta I_L t^2}{2C\gamma T} + U_{C1} ; \quad (3-30)$$

pie izslēgta slēdža b shēmā

$$u_{C2} = +\frac{\Delta I_L}{2C} t - \frac{\Delta I_L t^2}{2C(1-\gamma)T} + U_{C2} . \quad (3-31)$$

Arī šeit abas sākuma vērtības  $U_{C1}$  un  $U_{C2}$  ir vienādas, bet kondensatora sprieguma pulsācija

$$\Delta U_C = \frac{\Delta I_L}{8Cf} = \frac{U_\gamma \gamma}{8LCf^2} . \quad (3-32)$$

Šī izteiksme ir derīga abām shēmām. Paaugstinošajā pārveidotājā ieejas kondensatora  $C_f$  pielietošanai ir jēga tikai tad, ja ievēro avota induktivitāti. Pie tam  $U_\gamma = U_1$ , un

$$\Delta U_{Ca} = \frac{U_1 \gamma}{8LCf^2} . \quad (3-33)$$

Pazeminošajam pārveidotājam  $U_\gamma = U_1 - U_2$ , kur  $U_2$  ir slodzes spriegums ( $U_2 = \gamma U_1$ ). Tādēļ

$$\Delta U_{Cb} = \frac{U_1 \gamma (1-\gamma)}{8LCf^2} . \quad (3-34)$$

Pulsācijas maksimālā vērtība ir pie  $\gamma = 0,5$ :

$$\Delta U_{Cb \max} = \frac{U_1}{32LCf^2} . \quad (3-35)$$

Visas filtru aprakstošās izteiksmes ir derīgas, ja filtru drosēju strāvas ir laikā nepārtrauktas, t.i., to momentānās vērtības ir lielākas par nulli. Tā būs, ja puse no drosēles strāvas pulsācijas būs mazāka par strāvas vidējo vērtību  $I_L$ .

**Piemērs.**

Spriegumu pazeminoša impulsregulatora slodzes strāvas vidējā vērtība  $I_{sl}=100A$ , sistēmu barojošā līdzsprieguma vērtība  $U=100V$ . Impulsregulatora komutācijas frekvence  $f=500Hz$ . Noteikt ieejas filtra kondensatora un droseles nepieciešamas parametrus, lai attiecīgi to sprieguma un strāvas pulsāciju maksimālās vērtības nepārsniegtu 10% no to vidējām!

1. Gan filtra kondensatora sprieguma, gan droseles strāvas pulsāciju maksimālās vērtības būs pie  $\gamma=0,5$ :

$$\Delta U_{C \max} = \frac{I_{sl} \cdot 0,5 \cdot 0,5}{Cf};$$

$$\Delta I_{L \max} = \frac{I_{sl} \cdot 0,5 \cdot 0,5}{8CLf^2}.$$

2. Ievērojot nosacījumu, ka  $\Delta U_{C \max}=0,1U=10V$ ,

$$C = \frac{100 \cdot 0,25}{10 \cdot 500} = 5000 \mu F.$$

3. Ievērojot nosacījumu, ka  $\Delta I_{L \max}=0,1I_L=0,1 \cdot 0,5I_{sl}=5A$ , droseles induktivitāte

$$L = \frac{100 \cdot 0,25 \cdot 10^6}{5 \cdot 8 \cdot 5000 \cdot 500^2} = 0,5mH.$$

**Piemērs.**

Spriegumu pazeminoša impulsregulatora barojošā līdzsprieguma vērtība  $U=100V$ , impulsregulatora komutācijas frekvence  $f=500Hz$ , slodzes pretestība  $R=3\Omega$ . Noteikt slodzes  $LC$  filtra nepieciešamos parametrus, lai attiecīgi to sprieguma un strāvas pulsāciju maksimālās vērtības pie  $\gamma=0,5$  nepārsniegtu 10% no to vidējām!

1. Slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_2 = \gamma U = 0,5 \cdot 100 = 50V.$$

2. Slodzes un filtra droseles strāvas vidējā vērtība

$$I_{sl} = I_L = \frac{U_2}{R} = 16,66A.$$

3. Filtra droseles nepieciešamā induktivitāte pie  $\Delta I_L=0,1I_L=1,66A$

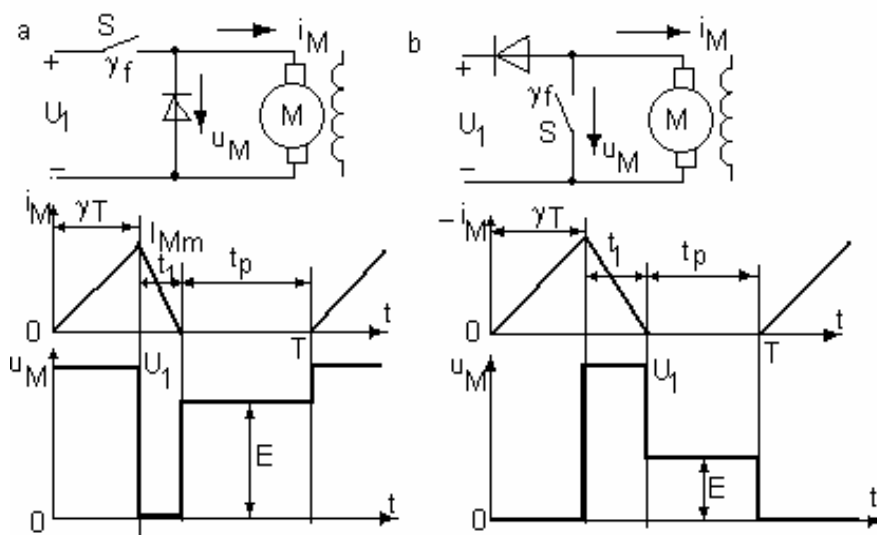
$$L = \frac{(U - U_2)\gamma}{f \cdot \Delta I_L} = \frac{50 \cdot 0,5}{500 \cdot 1,66} = 30,1mH.$$

4. Filtra kondensatora nepieciešamā kapacitāte pie  $\Delta U_C=0,1 \cdot 50=5V$

$$C = \frac{U\gamma(1-\gamma)}{8Lf^2\Delta U_C} = \frac{100 \cdot 0,25 \cdot 10^3}{8 \cdot 30,1 \cdot 500^2 \cdot 5} = 100 \mu F.$$

**3.1.5 Pārtrauktās slodzes strāvas režīms**

Visērtāk pārtrauktās slodzes strāvas režīmu pētīt līdzstrāvas neatkarīgās ierosmes motora enkura ķēdē (3.9.zīm.). Ja motora enkurs rotē, tad pārtrauktās slodzes strāvas režīmā motora enkura spriegums ir vienāds ar tā elektrodzinējspēku  $E=c_e n \Phi$ , kur  $c_e$  ir konstruktīvais parametrs,  $n$  ir rotācijas ātrums,  $\Phi$  - neatkarīgās ierosmes tinuma radītā magnētiskā plūsma.



3.9.zīm. Pārtrauktās strāvas režīms dzinēja (a) un ģenerators (b) režīmā

Kā redzams no 3.9.zīm.a, enkura sprieguma  $u_M$  vidējā vērtība pārtrauktās strāvas režīmā ir lielāka nekā nepārtrauktās, kad  $U_{mvid} = \gamma U_1$ :

$$U_{Mvid} = U_1 \gamma + E \frac{t_p}{T}, \quad (3-36)$$

kur  $t_p$  ir strāvas pārtraukuma laiks periodā.

Ja pieņem, ka strāvas momentānās vērtības laikā mainās līnēri, tad strāvas krišanas laiks a shēmā

$$t_1 = \frac{L I_{Mm}}{E + 0,5 I_{Mm} R}, \quad (3-37)$$

kur  $L, R$  ir enkura ķēdes inductivitāte un aktīvā pretestība,  $I_{Mm}$  - strāvas amplitūda pārtrauktajā režīmā.

Strāvas amplitūda a shēmā aprēķināma kā

$$I_{Mm} = \frac{(U_1 - E) \gamma T}{L + 0,5 R \gamma T}. \quad (3-38)$$

Ievērojot  $I_{Mm}$  izteiksmi, strāvas krišanas laiks (šeit  $\tau = L/R$ )

$$t_1 = \frac{\tau (U_1 - E) \gamma T}{\tau E + 0,5 \gamma T U_1}. \quad (3-39)$$

Robežgadījumā  $t_1=(1-\gamma)T$ ,  $0,5I_{Mm}=I_{MR}$ , bet  $E=\gamma U_1 - 0,5I_{Mm}R$ . Ievērojot šīs sakarības, slodzes strāvas vidējā vērtība, pie kuras sākas pārtrauktais režīms, aprēķināma kā

$$I_{MR} = \frac{(1-\gamma)\gamma U_1}{2Lf} \quad (3-40)$$

Kā redzams, jo induktivitāte  $L$  ir lielāka, jo pie mazākas slodzes strāvas sākas pārtrauktais režīms. Līdzīgi tas ir arī ar frekvenci: jo tā augstāka, jo mazāka pārtrauktā režīma iespējamība.

Otrajā shēmā, kurā motors darbojas ģenerators režīmā, motora vidējais spriegums pārtrauktajā režīmā

$$U_{Mvid} = U_1 \frac{(1-\gamma)T - t_p}{T} + \frac{t_p}{T} E \quad ;$$

strāvas krišanas laiks

$$t_1 = \frac{LI_{Mm}}{U_1 - E + 0,5I_{Mm}R} \quad ;$$

strāvas amplitūda

$$I_{Mm} = \frac{E\gamma T}{L + 0,5R\gamma T} \quad (3-41)$$

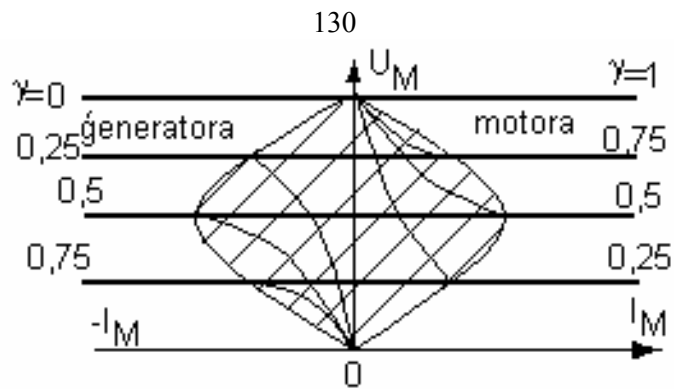
Ievērojot  $I_{Mm}$  izteiksmi, strāvas krišanas laiks

$$t_1 = \frac{\tau E\gamma T}{(U - E)(\tau + 0,5\gamma T) + 0,5E\gamma T} \quad (3-42)$$

Robežgadījumā, kad  $t_1=(1-\gamma)T$ ,  $0,5I_{Mm}=I_{MR}$ , bet  $E=(1-\gamma)U_1 + I_{MR}R$ , motora strāvas vidējā vērtība

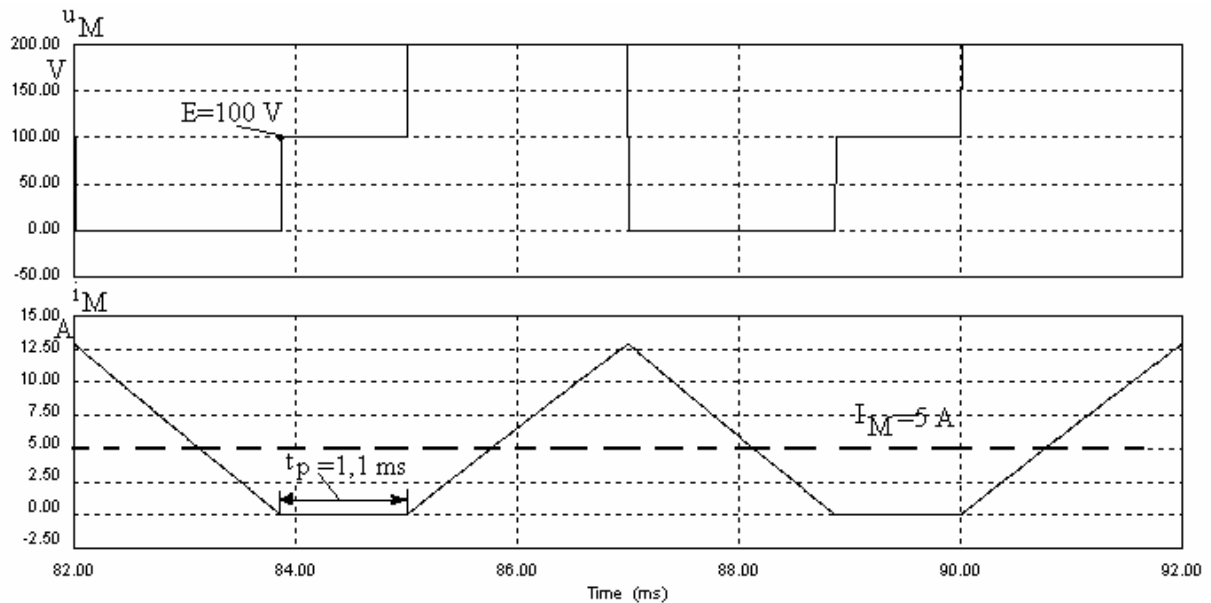
$$I_{MR} = \frac{\gamma(1-\gamma)U_1}{2Lf} \quad (3-43)$$

Kā redzams, gan dzinēja, gan ģenerators darba režīmā pārtrauktās strāvas gadījuma robežstrāva aprēķināma pēc vienas un tās pašas izteiksmes. Atbilstoši šai izteiksmei, impulsregulatora slodzes raksturlīknes  $U_M=f(I_M)$  pie dažādiem  $\gamma$  attēlotas 3.10.zīm. Iesvītotie laukumi atbilst pārtrauktās slodzes strāvas režīmam.



3.10. zīm. Impulsregulatora pārtrauktās un nepārtrauktās strāvas zonas

Lai pārlicinātos par iegūto izteiksmju pareizumu, tika veikta procesu datormodelēšana pie  $U_1=200$  V, motora  $R=0,5$   $\Omega$ ,  $L=15$  mH,  $E=100$  V, komutācijas frekvences  $f=200$  Hz un  $\gamma=0,4$ , kas atbilst sekojošā aprēķinu piemēra datiem. Kā redzams (3.11. zīm.), procesu raksturs un motora strāvas un sprieguma parametri pilnībā atbilst aprēķiniem.



3.11. zīm. Motora sprieguma un strāvas līknes pie aprēķinu piemēra parametriem

**Piemērs.**

Līdzstrāvas elektromotora enkurs ieslēgts spriegumu pazeminošā impulsregulatora slodzes ķēdē. Barojošā līdzsprieguma vērtība  $U_1=200\text{V}$ , motora magnētiskās plūsmas parametrs  $c_e\Phi=0,1\text{V}/\text{min}^{-1}$ , enkura pretestība  $R=0,5\Omega$ , induktivitāte  $L=15\text{mH}$ . Motora slodzes noteiktā enkura strāvas vidējā vērtība  $I_M=5\text{A}$ , impulsregulatora komutācijas frekvence  $f=200\text{Hz}$ ,  $\gamma=0,4$ . Noteikt motora vārpstas rotācijas ātrumu!

1. Vārpstas rotācijas ātrumu nosaka vienādojums

$$n = \frac{U_M - I_M R}{c_e \Phi}.$$

2. Ja ir nepārtrauktās strāvas režīms, tad motora sprieguma vidējā vērtība  $U_M=\gamma U_1$ ; ja pārtrauktās strāvas, tad  $U_M$  ir atkarīgs no enkura  $E=c_e\Phi n$ .
3. Lai pārlicinātos par strāvas režīmu, nosaka strāvas pulsāciju nosacīti nepārtrauktās strāvas režīmā:

$$\Delta I = \frac{U_1 \gamma (1 - \gamma)}{Lf} = \frac{200 \cdot 0,4 \cdot 0,6 \cdot 10^3}{15 \cdot 200} = 16\text{A},$$

kas vairāk nekā divreiz pārsniedz enkura strāvas vidējo vērtību, t.i., slodzes strāva ir pārtraukta.

4. Šai gadījumā

$$U_M = \gamma U_1 + E \frac{t_p}{T} = 80 + 0,1 n t_p \cdot 200,$$

kur  $t_p$  ir strāvas pārtraukuma laiks

$$t_p = (1 - \gamma)T - t_1,$$

$t_1$  ir strāvas  $i_M$  krišanas laiks

$$t_1 = \frac{\tau(U_1 - E)\gamma T}{\tau E + 0,5\gamma T U_1} = \frac{30 \cdot 10^{-3} (200 - 0,1n) 0,4 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{30 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1n + 0,2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 200} = \frac{12 - 6 \cdot 10^{-3} n}{3n + 200},$$

tātad

$$t_p = \frac{15n \cdot 10^{-3} - 11,4}{3n + 200}.$$

5. Tā kā

$$n = \frac{\gamma U_1 - I_M R}{c_e \Phi (1 - t_p f)} = \frac{775}{1 - \frac{3n - 2280}{3n - 200}},$$

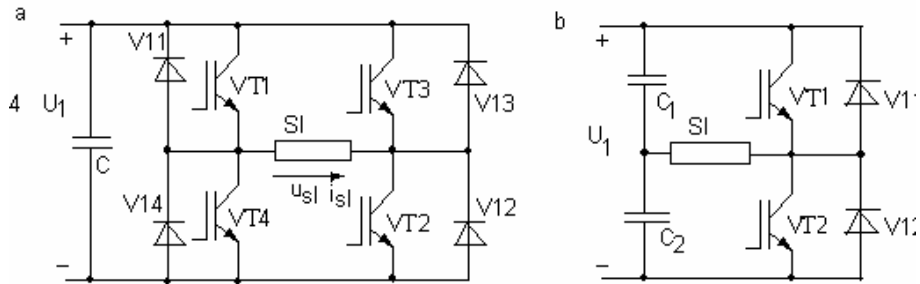
tad

$$n = 1000 \text{min}^{-1}.$$

Rezultātā  $E=100\text{V}$ ,  $t_p=1,1\text{ms}$ ,  $t_1=1,9\text{ms}$ .

**3.1.6. Reversīvais impulsregulators**

Reversīvais impulsregulators nodrošina iespēju iegūt abu polaritāšu līdzsprieguma komponentes uz slodzes. Lai to realizētu, var lietot tiltveida vai pustilta shēmas (3.12.zīm.).

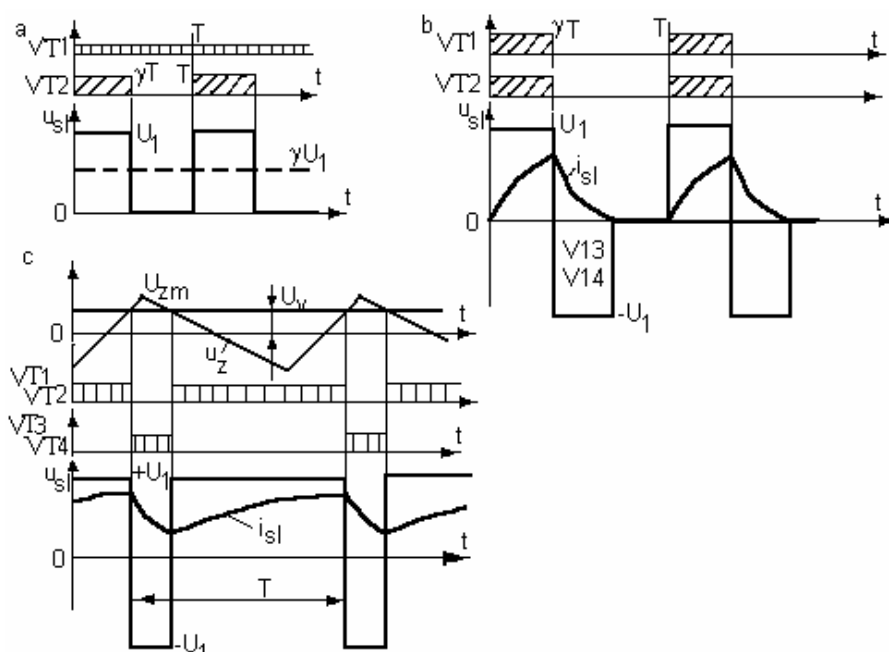


3.12.zīm. Reversīvo impulsregulatoru shēmas: tiltveida (a), pustilta (b)

Shēmā a ir iespējama gan dalītā, gan saskaņotā modulācija. Shēmā b ir iespējama tikai saskaņotā modulācija, jo kondensatori nevar būt līdzsprieguma dalītāji.

Dalīto modulāciju var veikt ar vienu tranzistoru pāri, un parasti tā praktiski neatšķiras no parastās pazeminošās impulsregulēšanas. Ja viens no pāra tranzistoriem (piemēram, VT1) ir visu laiku ieslēgts, bet otrs (šai gadījumā VT2) tiek periodiski ieslēgts un atslēgts, tad slodzes strāva pauzē noslēdzas caur VT1 un diodi V13 un slodzes spriegumam ir divas momentānās vērtības:  $U_1$ , kad ieslēgti abi tranzistori, un nulle, kad VT2 ir izslēgts. Tā iegūst pozitīvo slodzes spriegumu (attiecībā pret zīmējumā norādīto virzienu) ar vidējo vērtību  $\gamma U_1$ , kur  $\gamma$  ir relatīvais abu tranzistoru vienlaicīgas ieslēgšanas laiks periodā.

Pretējā slodzes sprieguma polaritāte dalītās vadības gadījumā var tikt panākta ar otru tranzistoru pāri VT3,VT4, no kuriem viens ir pastāvīgi ieslēgts. Šādu dalītās vadības veidu sauc par vienpolāro modulāciju, un to raksturo 3.13.zīm. diagrammas.



## 3.13.zīm. Dalītās (a,b) un saskaņotās (c) vadības laika diagrammas

Dalītajā vadībā iespējama arī divpolārā modulācija, kad uz slodzes ir abu polaritāšu momentānie spriegumi. Šādu režīmu var panākt, ja vienlaicīgi izslēdz abus viena pāra tranzistorus. Pēc izslēgšanas strāvu turpina vadīt diodes (piemēram, pēc VT1 un VT2 vienlaicīgas izslēgšanas turpina vadīt diodes V14 un V13), strāva noslēdzas caur barošanas avotu vai shēmas ieejā ieslēgto kondensatoru C un sprieguma polaritāte ir pretēja nekā pie ieslēgtiem tranzistoriem (3.13.zīm.b).

Dalītās vadības divpolārās modulācijas variantā ir ļoti iespējama pārtraukta slodzes strāva. Tāpēc šādu vadību nelieto plaši.

**Piemērs.**

Reversīvā impulsregulatora dalītās vadības divpolārās modulācijas gadījumā tranzistoru ieslēgšanas relatīvais laiks periodā  $\gamma=0,45$ . Noteikt slodzes strāvas vidējo vērtību, ja barošanas spriegums  $U_1=200V$ , slodzes  $R=5\Omega$ ,  $L=10mH$ , tranzistoru komutācijas frekvence  $f=1kHz$ !

1. Slodzes strāva ir pārtraukta (sk.zīm.3.13.b), tāpēc tās amplitūdas vērtību var noteikt no tuvināta vienādojuma

$$L \frac{I_m}{\gamma T} + 0,5 I_m R = U_1 ;$$

no šejienes

$$I_m = \frac{U_1 \gamma T}{L + 0,5 R \gamma T} = \frac{200 \cdot 0,45}{10 + 0,5 \cdot 5 \cdot 0,45 \cdot 5} = 8,09 A .$$

2. Strāvas samazināšanās laiks līdz nullei kontūrā “diodes-avots” var tikt noteikts no tuvināta vienādojuma

$$L \frac{I_m}{t_1} = U_1 + 0,5 I_m R ;$$

no šejienes

$$t_1 = \frac{L I_m}{U_1 + 0,5 I_m R} = 0,4 ms .$$

3. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_{svid} = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{\gamma T + t_1}{T} = 3,438 A .$$

Saskaņotās vadības gadījumā pārmaiņus tiek vadīti abi tranzistoru pāri un uz slodzes ir abu polaritāšu momentānie spriegumi. Ja ilgstošāk ir ieslēgti tranzistori VT1 un VT2, tad uz slodzes ilgāk ir pozitīvās polaritātes spriegums  $U_1$  un tās vidējais spriegums ir nosacīti pozitīvas zīmes. Pie tam, kad VT1 un VT2 ir aizvērti un vadība ir padota uz tranzistoriem VT3, VT4, tie var arī nevadīt strāvu. Tas atkarīgs no slodzes strāvas momentāno vērtību polaritātes: ja momentānās vērtības  $i_{sl} > 0$ , tad strāvu VT3 un VT4 nevada, bet to vada diodes V13, V14.

Vadību var realizēt ar simetrisku divpolāru zāģspriegumu  $u_z$  ar laikā lineāri mainīgām sprieguma frontēm (3.13.zīm.c). Ja lēni mainīgs vadības spriegums  $U_v$  ir lielāks par zāģsprieguma

momentānajām vērtībām, tad vada tranzistori VT1, VT2 (vai arī diodes V11, V12). Ja  $u_v$  ir lielāks par  $U_v$ , tad vada VT3, VT4 (vai V13, V14).

Tādējādi slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_{slvid} = U_1 \frac{U_v}{U_{zm}}, \quad (3-44)$$

kur  $U_{zm}$  ir zāģsprieguma pozitīvā amplitūda.

Kā redzams, ja  $U_v = U_{zm}$ , tad  $U_{slvid} = U_1$ . Ja  $U_v = 0$ , tad  $U_{slvid} = 0$ , bet, ja  $U_v = -U_{zm}$ , tad  $U_{slvid} = -U_1$ .

Lai aprēķinātu slodzes strāvas pulsācijas, var pieņemt, ka aktīvais sprieguma kritums uz slodzes  $i_{sl}R = I_{sl}R$ . Ja ir aktīvi induktīva slodze, tad slodzes strāvas vidējā vērtība  $I_{slvid} = U_{slvid}/R$ . Tad diferenciālvienādojums pie ieslēgtiem VT1 un VT2 ir

$$U_1 = L \frac{di_{sl}}{dt} + U_{slvid} = L \frac{di_{sl}}{dt} + U_1 \frac{U_v}{U_{zm}}. \quad (3-45)$$

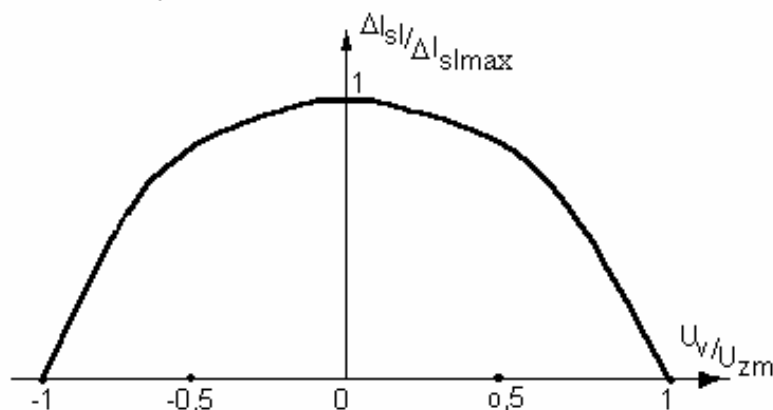
Ņemot vērā, ka šo tranzistoru ieslēgtā stāvokļa laiks

$$t_{vT1,2} = 0,5T \left(1 + \frac{U_v}{U_{zm}}\right), \quad (3-46)$$

strāvas pulsācijas

$$\Delta I_{sl} = \frac{U_1 \left[1 - \left(\frac{U_v}{U_{zm}}\right)^2\right]}{2Lf}. \quad (3-47)$$

Kā redzams no (3-47), lielākās pulsācijas ir pie  $U_v = 0$ , kad  $\Delta I_{slmax} = U_1/(2Lf)$ . Strāvas pulsācijas izmaiņas atkarībā no  $U_v/U_{zm}$  attēlotas 3.14.zīm.



3.14.zīm. Reversīvā impulsregulatora slodzes strāvas pulsāciju atkarība no vadības sprieguma

Pustilta shēmā (3.12.zīm.b) slodzes sprieguma pozitīvā un negatīvā amplitūda ir  $0,5U_1$ . Tas nozīmē, ka slodzes sprieguma vidējā vērtība ir  $0,5U_1 \cdot U_v/U_{zm}$ , kā arī slodzes strāvas pulsācija  $\Delta I_{sl}$  ir uz pusi mazāka nekā tiltveida shēmā.

### Piemērs.

Divpolārā simetriskā zāģsprieguma amplitūda  $U_{zm}=15V$ , frekvence 1kHz. Ar zāģspriegumu tiek salīdzināts vadības līdzspriegums  $U_v=5V$ . Noteikt, cik ilgi periodā slodze saskaņoti vadītā reversīvā impulsregulatorā ir ar pozitīvu sprieguma polaritāti, cik ilgi – ar negatīvu, kādas ir slodzes sprieguma un strāvas vidējās vērtības un cik lielas ir strāvas pulsācijas slodzē, ja  $U_1=200V$ , slodzes  $R=5\Omega$ ,  $L=10mH$ ! Vai strāvu vadīs diodes?

1. Laika intervāls periodā, kad slodzes sprieguma momentānā vērtība ir ar pozitīvu polaritāti

$$t_+ = t_{VT1,2} = 0,5T \left(1 + \frac{U_v}{U_{zm}}\right) = \frac{0,5}{10^3} \left(1 + \frac{5}{15}\right) = 0,666ms ;$$

ar negatīvu polaritāti –  $t_- = T - t_+ = \frac{1}{10^3} - \frac{0,666}{10^3} = 0,333ms$ .

2. Slodzes sprieguma vidējā vērtība

$$U_{svid} = U_1 \left(\frac{t_+}{T} - \frac{t_-}{T}\right) = U_1 \frac{U_v}{U_{zm}} = 66,6V .$$

3. Slodzes strāvas vidējā vērtība

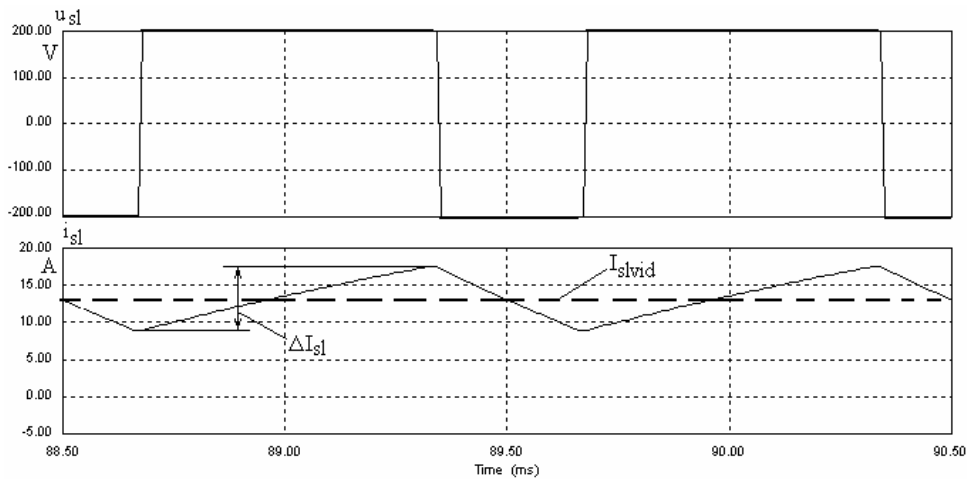
$$I_{svid} = \frac{U_{svid}}{R} = \frac{66,6}{5} = 13,33A .$$

4. Slodzes strāvas pulsācijas

$$\Delta I_{sl} = \frac{U_1 \left[1 - \left(\frac{U_v}{U_{zm}}\right)^2\right]}{2Lf} = \frac{200 \left[1 - \left(\frac{5}{15}\right)^2\right] 10^3}{2 \cdot 10 \cdot 10^3} = 8,88A .$$

5. Tā kā  $I_{svid} > 0,5\Delta I_{sl}$ , tad diodes strāvu nevada.

Lai pārlicinātos par izteiksmju adekvātumu, tika veikta reversīvā impulsregulatora ar saskaņoto vadību datormodelēšana ar  $U_1=200V$ ,  $f=1kHz$ ,  $R=5\Omega$ ,  $L=10mH$ ,  $U_v=5V$  un  $U_{zm}=15V$ . Kā redzams no 3.15. zīm., slodzes strāvas parametri atbilst aprēķinu piemērā iegūtajām.



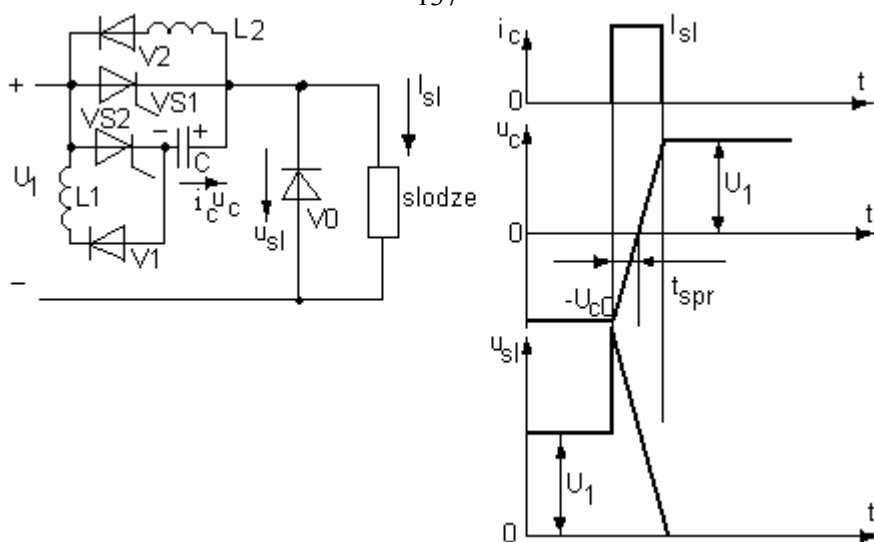
3.15. zīm. Slodzes sprieguma un strāvas diagrammas reversīvā impulsregulatora ar saskaņoto vadību datormodelī ar aprēķinu piemēram atbilstošiem parametriem

### 3.1.7. Tiristoru impulsregulatori

Lielākas jaudas impulsregulatoru realizācijai pagaidām vēl pielieto tiristoru impulsregulatorus, kuru viens no galvenajiem mezgliem ir komutācijas kontūrs ar kondensatoru (3.16.zīm.).

Lai aizvērtu slēdža galveno tiristoru VS1, ar zīmējumā norādīto sprieguma polaritāti uzlādēto kondensatoru C caur tiristoru VS2 pieslēdz pirmajam paralēli, radot sprostsprriegumu, kas aizver VS1. Sprostsprriegumam uz VS1 ir jābūt ilgāku laiku, nekā tas nepieciešams, lai tiristors pilnībā atjaunotu savas sprostsprējas, t.i., ilgāku laiku nekā tā nominālais izslēgšanās laiks  $t_{iz}$ . Tā kā pēc VS2 atvēršanas kondensatora spriegums šai shēmā summējas ar barošanas avota spriegumu, tad visu kondensatora pārlādes laiku uz slodzi šuntējošās diodes V0 ir sprostsprriegums un tā strāvu nevada. Tāpēc slodzes strāva plūst caur kondensatoru un notiek tā pārlāde ar praktiski nemainīgu strāvu:

$$u_C = -U_{c0} + \frac{I_{sl}t}{C} \quad (3-48)$$



3.16.zīm. Tiristoru impulsregulatora shēma un diagrammas

Pārlāde beigsies, kad  $u_c$  būs vienāds ar  $U_1$ . Tad spriegums uz diodes V0 būs nulle un tā sāks vadīt strāvu. Tas būs pēc kondensatora pārlādes laika

$$t_{cp} = \frac{(U_1 + U_{c0})C}{I_{sl}} \quad , \quad (3-49)$$

bet sprostspriegums uz tiristora VS1 izbeigsies pēc laika  $t_{spr}$ , kad  $u_c=0$ :

$$t_{spr} = \frac{U_{c0}C}{I_{sl}} \quad . \quad (3-50)$$

Šim laikam jābūt lielākam par  $t_{iz}$ . Tātad vienkāršākajā gadījumā kondensatora kapacitāte nosakāma kā

$$C \geq \frac{t_{iz} I_{sl}}{U_{c0}} \quad . \quad (3-51)$$

Spriegums  $U_{c0}$  ir atkarīgs no kondensatora polaritātes saskaņošanas mezgla parametriem. Zīm.3.16 polaritātes saskaņošana noris svārstību kontūrā C-V1- L1-VS1-C, kura pašsvārstību leņķiskā frekvence

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C}}$$

un viļņa pretestība

$$\rho_A = \sqrt{\frac{L_1}{C}} \quad .$$

Ideālā variantā saskaņojošās pārlādes laikā kondensatora strāva šai shēmā

$$i_C = -\frac{U_1}{\rho_1} \sin \omega_1 t \quad , \quad (3-52)$$

kur  $\omega_1 t$  diodes V1 ietekmē ir robežās no nulles līdz  $\pi$ . Tādēļ saskaņošanas pārlādes laiks

$$t_{p1} = \frac{\pi}{\omega_1} = \pi \sqrt{L_1 C} \quad . \quad (3-53)$$

Šai laikā noteikti jābūt ieslēgtam galvenajam tiristoram VS1. Šis noteikums ierobežo minimāli iespējamo relatīvo slēdža ieslēgšanas laiku atkārtotās periodā. Aprēķinot  $\gamma$  pēc slodzes vidējā sprieguma un avota sprieguma attiecības, jāievēro arī pēckomutācijas kondensatora pārlādes procesa ietekme uz vidējo slodzes spriegumu. Tādēļ

$$\gamma_{\min} = \frac{t_{p1} + t_{Cp}}{T} = \left[ \pi \sqrt{L_1 C} + (U_{C1} + U_{C0}) \frac{C}{I_{sl}} \right] f \quad . \quad (3-54)$$

Kā redzams,  $\gamma_{\min}$  ir tieši atkarīgs gan no kondensatora lieluma, gan reversi - no slodzes strāvas. Lai darbinātu plašā diapazonā impulsregulatoru ar pietiekoši augstu frekvenci (piemēram, 500 Hz), kondensatora kapacitātei jābūt mazai, bet tas iespējams tikai tad, ja tiristora  $t_{iz}$  ir mazs.

Nepatīkama ir  $\gamma_{\min}$  atkarība no slodzes strāvas, kad  $\gamma_{\min}$  pie mazām slodzes strāvām stipri pieaug. Lai novērstu šo atkarību, paralēli tiristoram VS1 slēdz otru droseļi  $L_2$  ar diodi V2 (kā tas ir šai shēmā). Tad komutācijas pārlādes laikā veidojas otrs svārstību kontūrs C- $L_2$ -V2-VS2-C ar svārstību frekvenci

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C}}$$

un viļņu pretestību

$$\rho_2 = \sqrt{\frac{L_2}{C}} \quad .$$

Kondensatora strāvas vienādojums tad ir

$$i_C = \frac{U_{CO}}{\rho_2} \sin \omega_2 t + I_{sl} \cos \omega_2 t \quad , \quad (3-55)$$

bet tā sprieguma vienādojums ir

$$u_C = -U_{CO} \cos \omega_2 t + I_{sl} \rho_2 \sin \omega_2 t \quad . \quad (3-56)$$

Sprostsprieguma eksistences laiks nosakāms pie  $u_C=0$ :

$$t_{spr} = \frac{1}{\omega_2} \operatorname{arctg} \left( \frac{U_{CO}}{I_{sl} \rho_2} \right) \quad . \quad (3-57)$$

Šis laiks ir mazāk atkarīgs no  $I_{sl}$  lieluma. Pat pie  $I_{sl}=0$  sprostsprieguma laiks ir konkrēts:

$$t_{\text{spr}} = \frac{\pi}{2\omega_2} .$$

Aplūkotajā shēmā (3.16.zīm.) spriegums  $U_{\text{co}}$  ideālā variantā ir vienāds ar  $U_1$ , bet reāli ir par 10-15 % mazāks, jo saskaņošanas pārlādes kontūram ir aktīvā pretestība, kas nosaka sprieguma zudumus.

### Piemērs.

Tiristoru impulsregulators ar rezonanses sagatavojošo pārlādes kontūru darbojas sistēmā ar barojošo līdzspriegumu  $U_1=200\text{V}$ , relatīvo ieslēguma laiku  $\gamma=0,5$  un pārslēgšanās frekvenci  $f=500\text{Hz}$ . Noteikt komutējošā kondensatora nepieciešamo kapacitāti, kā arī pārlādes droseles inductivitāti, ja slodzes  $R=5\Omega$  un inductivitāte ir liela, nepieciešamais  $\gamma_{\text{min}}=0,1$ , tiristora izslēgšanās laiks  $t_{\text{iz}}=50\mu\text{s}$ !

1. Slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_{\text{sl}} = \frac{\gamma U_1}{R} = \frac{0,5 \cdot 200}{5} = 20\text{A} .$$

2. Kondensatora nepieciešamā kapacitāte

$$C \geq \frac{t_{\text{iz}} I_{\text{sl}}}{U_1} = \frac{50 \cdot 20}{200 \cdot 10^6} = 5\mu\text{F} ;$$

Pieņem  $C=7\mu\text{F}$ .

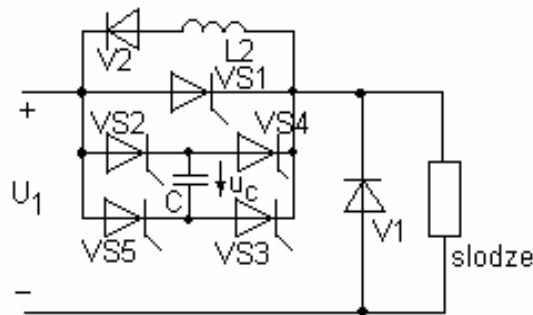
3. Droseles inductivitāti nosaka no izteiksmes

$$\gamma_{\text{min}} T = \pi \sqrt{L_1 C} + \frac{2U_1 C}{I_{\text{sl}}} ;$$

no šejienes

$$L_1 = \frac{(\gamma_{\text{min}} T - \frac{2U_1 C}{I_{\text{sl}}})^2}{\pi^2 C} = \frac{3600 \cdot 10^6}{10^{12} \cdot \pi^2 \cdot 7} = 52\mu\text{H} .$$

Lai  $U_{\text{co}}$  būtu vienāds ar  $U_1$ , var lietot tiltveida kondensatora pieslēgšanas mezglu (3.17.zīm.). Šeit katrā periodā kondensatoru pieslēdz ar diviem palīgtiristoriem: kad  $u_c < 0$ , tad ar tiristoriem VS2, VS3; kad  $u_c > 0$ , tad ar tiristoriem VS4, VS5. Pēc katras komutācijas kondensators maina polaritāti un tā sprieguma polaritāte ir pieskaņota nākamajai komutācijai. Šeit  $t_{\text{p1}}=0$ , kas nosaka mazāku iespējamo  $\gamma_{\text{min}}$ , kā arī kondensatora darba frekvence ir divreiz mazāka nekā 3.16.zīm. shēmā.



3.17.zīm. Tiristoru impulsregulatora shēma ar tiltveida komutatoru

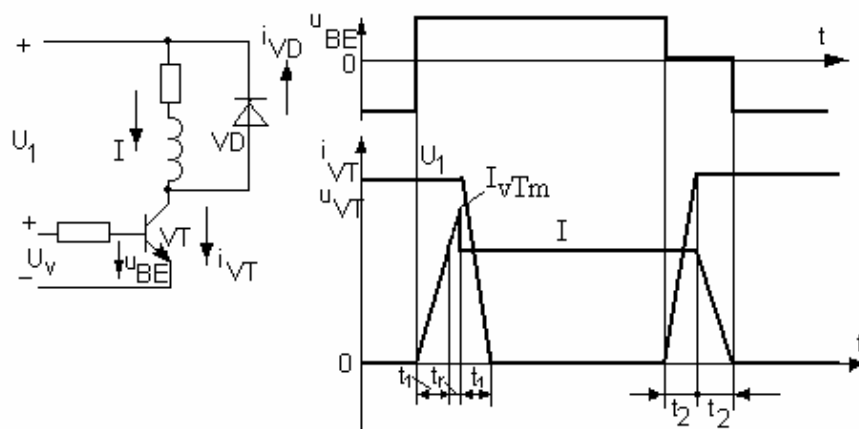
### 3.1.8. Tranzistoru impulsregulatora reālais darba režīms

Tranzistora normālai darbībai ir svarīgi pārslēgšanās procesi. 3.18.zīm. attēlotajā shēmā tranzistors VT ieslēdzas, plūstoši pieaugot tā strāvai. Tā kā slodzes strāva  $I$  šajā komutācijas laikā ir nemainīga, tad, pieaugot tranzistora strāvai, diode turpina vadīt strāvu, kas savukārt nozīmē, ka uz tranzistora šai laikā ir pilns barošanas avota spriegums  $U_1$ .

Pēc diodes strāvas samazināšanās līdz nullei ideālā gadījumā tūlīt sākas tranzistora sprieguma samazināšanās līdz nullei, kas ilgst apmēram tikpat, cik strāvas pieaugums, t.i., intervālu  $t_1$ . Reāli diode momentāni neatjauno sprostsprēžu un kādu nelielu laika sprīdi  $t_r$  turpinās ieslēgta tranzistora darbība ar pilnu spriegumu, bet tā strāva turpina pieaugt virs slodzes strāvas vērtības, sasniedzot maksimālo vērtību  $I_{VTm} = I(t_1 + t_r)/t_1$ .

Kad tiek pārslēgta vadības signāla  $U_v$  polaritāte, tad laika intervālā  $t_2$  pieaug tranzistora spriegums un diode VD strāvu nevada. Tikko tranzistora spriegums nedaudz pārsniedz  $U_1$ , atveras diode un sākas izslēgšanās procesa otrais etaps, kad pie pilna sprieguma uz tranzistora plūstoši līdz nullei samazinās tā strāva. Arī otrā intervala ilgums aptuveni ir  $t_2$ . Jāatzīmē, ka izslēgšanās komutācijas procesa laikā spriegums  $u_{BE}$  starp bāzi un emiteru ir tuvs nullei. Komutācijas intervalu laikā tranzistorā izdalās palielināti jaudas zudumi, kurus raksturo pārslēgšanās enerģijas zudumi

$$\Delta E_K = U_1 I (t_1 + t_2 + t_r + 0,5 t_r^2 / t_1) \quad (3-58)$$



### 3.18.zīm. Tranzistora slēguma shēma un pārslēgšanās diagrammas

Kā redzams, jo  $t_1$ ,  $t_2$  un  $t_r$  būs mazāki, jo pārslēgšanās enerģijas zudumi būs mazāki. Iepriekš bija minēts, ka vismazākie pārslēgšanās laiki  $t_1$  un  $t_2$  ir MOSFET elementiem, kuriem šie laiki ir aptuveni 100 reižu mazāki nekā parastajiem bipolārajiem tranzistoriem. Nedaudz (apmēram 5 reizes) šie parametri ir sliktāki IGBT elementiem. Savukārt, lai samazinātu diodes ietekmi uz komutācijas zudumiem, jālieto kvalitatīvas augstfrekvences diodes ar mazu  $t_r$ .

Pārslēgšanās enerģijas zudumus var samazināt, pareizi izvēloties papildelementus: paralēlo kondensatoru, kas ietilpst RDC ķēdes sastāvā, un virknē slēgto drošeli. Ja kondensatora kapacitāte  $C_0 = I \cdot t_2 / U_1$  (skat.1.9. sadaļu), tad izslēgšanās procesa pirmajā fāzē visa strāva  $I$  "pāriet" uz kondensatora ķēdi un tranzistors praktiski izslēdzas bez strāvas.

Savukārt, lai atvieglotu ieslēgšanās procesu, tad virknē ar tranzistoru vajag ieslēgt drošeli ar induktivitāti  $L_k = U_1 \cdot t_1 / I$ . Tad tranzistora strāvas pieauguma laikā spriegums uz tā būs vienāds ar nulli.

Taču  $C_0$  un  $L_k$  parametru piemeklēšana nav tik vienkārša, jo to optimālās vērtības ir atkarīgas no slodzes strāvas un avota sprieguma svārstībām.

#### **Piemērs.**

Noteikt komutācijas jaudas zudumus IGBT tranzistoram darbā ar slodzi, kas šuntēta ar reverso diodi, ja barošanas spriegums ir  $U_1 = 200V$ , slodzes strāva  $I = 20A$ , komutācijas frekvence ir  $5kHz$ , tranzistora ieslēgšanās laiks  $t_1 = 50ns$ , izslēgšanās laiks  $t_2 = 200ns$ , diodes sprostsprējas atjaunojās  $t_r = 0,5\mu s$  laikā!

1. Jaudas zudumus komutācijas procesā nosaka kā

$$\begin{aligned} \Delta P_k &= f \cdot \Delta E_k = f U_1 I (t_1 + t_2 + t_r + 0,5 t_r^2 / t_1) = \\ &= 5 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 20 \left( \frac{50}{10^9} + \frac{200}{10^9} + \frac{500}{10^9} + \frac{500^2 \cdot 10^9}{10^{18} \cdot 50 \cdot 2} \right) = 65W \end{aligned}$$

### **3.1.9. Impulsregulēšanas tipa izolētie barošanas avoti**

Impulsregulators var tikt ieslēgts virknē ar transformatoru, iegūstot tā primārajā tinumā un sekundārajā tinumā, kas galvaniski atsaistīts no barošanas avota, impulsveida spriegumus un strāvas. Šādus barošanas avotus izmanto samērā plaši, jo tie ir vienkārši.

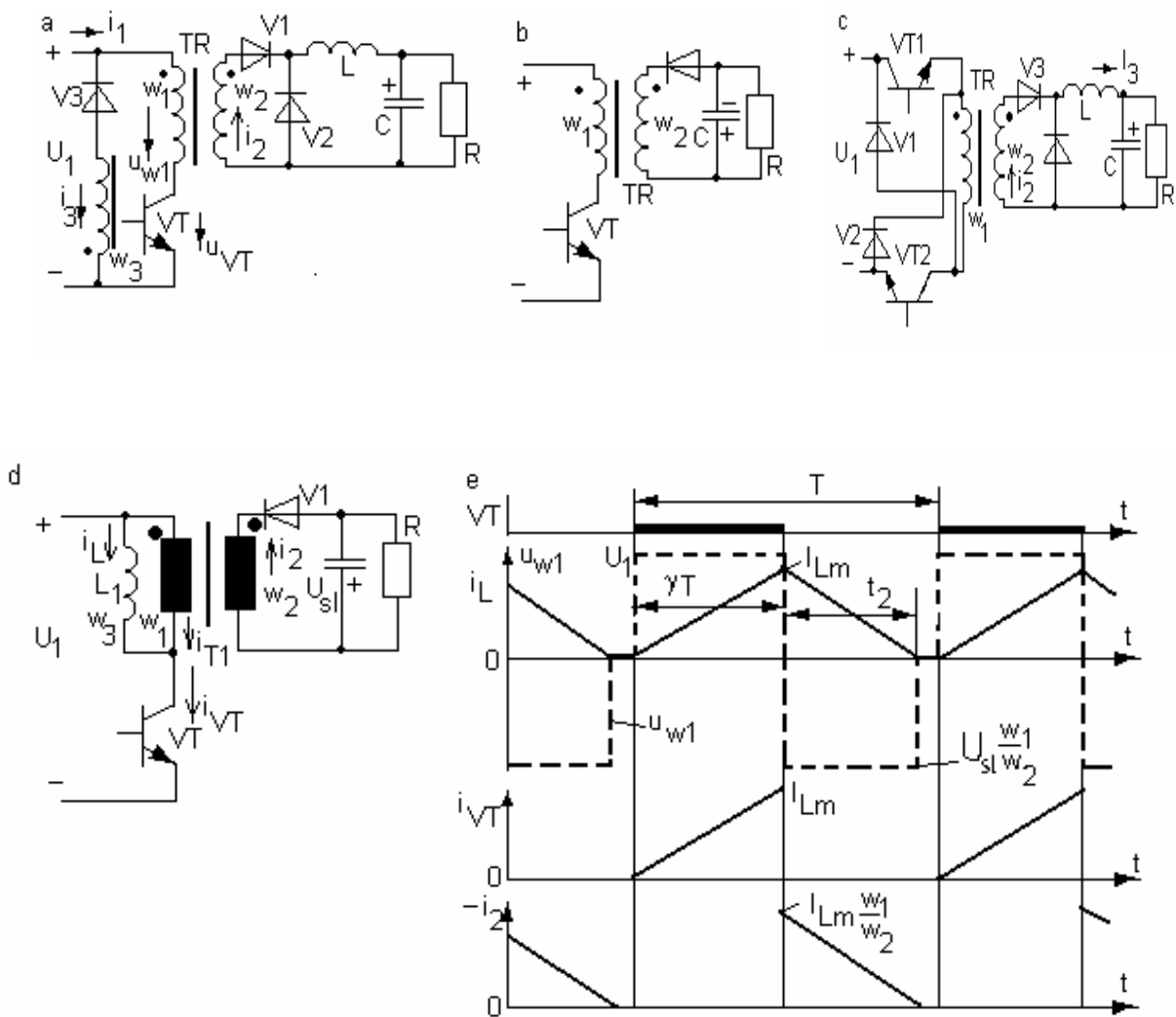
Iespējamās vairākas shēmas, taču praksē visbiežāk pielieto 3.19.zīm. attēlotās shēmas. Pirmā ir tiešā pieslēguma (angliski forward) ar atmagnētizēšanas tinumu, otrā ir reversā pieslēguma (angliski fly-back), bet trešā - tiešā pieslēguma bez atmagnētizēšanas tinuma. Šādās shēmas transformatora tinumā ir vienvirziena strāva un magnētizēšanas līknes

darba punkts pārvietojas tikai pirmajā kvadrantā, indukcijai mainoties robežās starp paliekošo vērtību  $B_0$  un piesātinājuma vērtību  $B_s$ .

Darba procesus būtiski ietekmē primārā tinuma izkliedes induktivitāte  $L_1$ , kas var tikt uzskatīta kā paraleli slēgta ideālam primārajam transformējošam elementam  $w_1$  (3.19.zīm.d), kura strāva b un c shēmā

$$i_{T1} = \frac{i_2 w_2}{w_1} \quad (3-59)$$

bet a shēmā  $i_{T1}$  var būt saistīta arī ar  $i_3$ . Šeit  $w_1$  un  $w_2$  ir primārā un sekundārā tinuma vijumu skaits.



3.19.zīm. Impulsregulēšanas tipa izolētie barošanas avoti: a, b, c - shēmas, d, e - aizvietošanas shēma un procesus diagrammas b shēmai

Kā raksturīgo var aplūkot b shēmu. Šeit, kad ieslēgts tranzistors VT, tad strāvas  $i_{T1}$  un  $i_2$  ir vienādas ar nulli, bet izkliedes induktivitātes  $L_1$  strāva  $i_L$  pieaug (3.19.zīm.e) par

$$\Delta I_L = \frac{U_1 t_1}{L_1} = \frac{U_1 \gamma T}{L_1} , \quad (3-60)$$

kur  $t_1$  ir tranzistora ieslēgtā stāvokļa laiks periodā  $T$ ,  $\gamma$  - relatīvais ieslēgtā stāvokļa laiks.

Kad tranzistors tiek aizvērts, induktivitātes strāva noslēdzas caur primāro transformējošo elementu, t.i.,  $i_{T1} = -i_L$ , bet spriegums uz induktivitātes  $u_L = -U_{sl} w_1/w_2$ .

Tā kā vidējais spriegums uz induktivitātes periodā ir nulle, tad

$$U_{sl} = \frac{U_1 t_1 w_2}{t_2 w_1} = \frac{U_1 \gamma T w_2}{t_2 w_1} , \quad (3-61)$$

kur  $t_2$  ir iespējamais induktivitātes strāvas krišanas laiks.

3.19. zīm.e attēlotas līknes pārtrauktas izkliedes induktivitātes  $L_1$  strāvas gadījumā, kad strāvas krišanas laiks  $t_2$  ir mazāks par tranzistora izslēgtā stāvokļa laiku  $(T-t_1) = T(1-\gamma)$  un  $\Delta I_L = I_{Lm}$ .

Slodzes jaudu nodrošina induktivitātē  $L_1$  uzkrātās enerģijas un komutācijas frekvences reizinājums:

$$P_{sl} = W_L \cdot f , \quad (3-62)$$

kur

$$W_L = \frac{L_1 I_{Lm}^2}{2} = \frac{L_1 U_1^2 \gamma^2 T^2}{2 L_1^2} = \frac{U_1^2 \gamma^2 T^2}{2 L_1} . \quad (3-63)$$

Tā kā

$$P_{sl} = \frac{U_{sl}^2}{R} ,$$

tad

$$\frac{U_1^2 \gamma^2 T^2}{2 L_1} = \frac{U_{sl}^2}{R} ,$$

un

$$U_{sl} = \gamma U_1 \sqrt{\frac{RT}{2 L_1}} . \quad (3-64)$$

Nepārtrauktas izkliedes induktivitātes strāvas  $i_L$  gadījumā  $t_2$  ir vienāds ar  $T(1-\gamma)$ , un tad no (3-61) slodzes spriegums ir

$$U_{sl} = \frac{\gamma U_1 w_2}{(1-\gamma) w_1} . \quad (3-65)$$

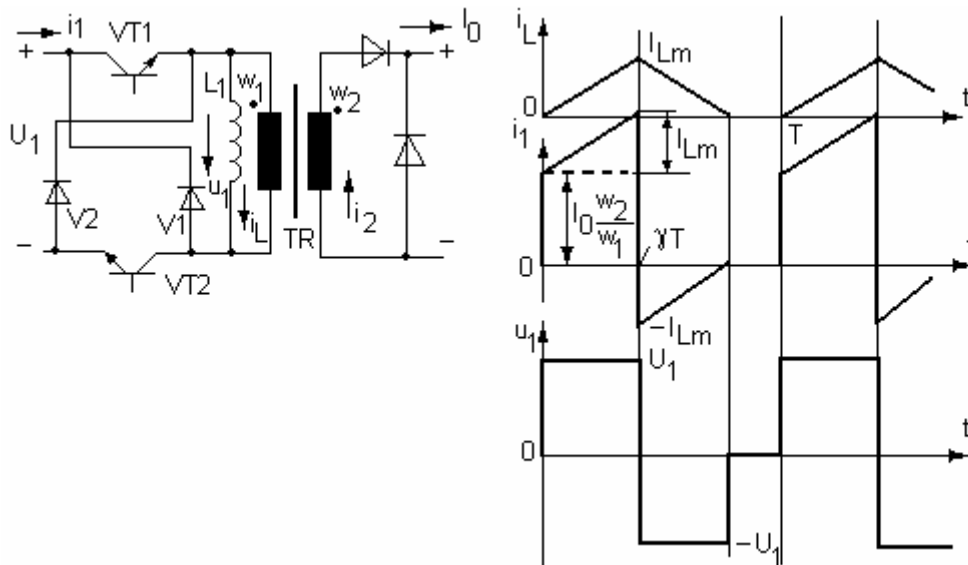
Pārtrauktais režīms sāksies, kad  $t_2$  kļūs vienāds ar  $(1-\gamma)T$ , bet  $I_{Lm}$  noteiks pēc (3-60). Tad

$$1-\gamma = \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{2 L_1 f}{R}} , \quad 0 < \gamma < 1 . \quad (3-66)$$

Kā redzams, izkliedes induktivitātes nepārtrauktas strāvas režīms var būt pie pietiekami augstas komutācijas frekvences un izkliedes induktivitātes. Ja, piemēram,  $w_2 = w_1$ ,  $R = 10 \Omega$ ,  $L_1 = 50 \mu H$ ,

tad pie  $\gamma=0,5$  frekvencei jābūt 250 kHz. Pie avota sprieguma  $U_1=10$  V slodzes jauda šai režīmā būs 10 W.

Līdzīgi var analizēt procesus c shēmā, kurā primāro tinumu pie līdzsprieguma pieslēdz divi tranzistori VT1, VT2 (3.20.zīm.). Taču, atšķirībā no b shēmas, tranzistoru ieslēgšanās ir saistīta ar slodzes pieslēgšanu sekundārajam tinumam  $w_2$ , un  $i_2$  ir vienāds ar slodzes vidējo strāvu  $I_0$  (ja slodzes LC filtrs ir ideāls). Tranzistoriem aizveroties, primārā tinuma izkliedes inductivitātes  $L_1$  strāva noslēdzas caur diodēm V1, V2, rekuperējot uz barošanas avotu (3.20.zīm.). Uz primārā tinuma ir gan barošanas avota sprieguma  $U_1$  pozitīvā polaritāte, gan (izslēgto tranzistoru laikā) negatīvā polaritāte. Tā kā vidējā sprieguma vērtībai uz primārā tinuma periodā jābūt nullei, tad var izdarīt secinājumu, ka maksimāli iespējamā  $\gamma$  vērtība šai shēmā ir 0,5 un nav iespējams izkliedes inductivitātes nepārtrauktas strāvas režīms.



3.20.zīm. Spriegumu un strāvu diagrammas 3.19.zīm.c shēmā

**Piemērs.**

Impulsregulēšanas tipa reversā pieslēguma barošanas avotā tranzistora komutācijas frekvence  $f=5\text{kHz}$ , relatīvais ieslēgšanas laiks  $\gamma=0,2$ . Barošanas avota spriegums  $U_1=50\text{V}$ , transformatora primārā un sekundārā tinuma vijumu skaits ir attiecīgi  $W_1=100$ ,  $W_2=50$ , primārā tinuma izkliedes inductivitāte  $L_1=500\mu\text{H}$ . Slodzes pretestība  $R=10\Omega$ . Noteikt slodzes spriegumu un jaudu!

1. Vispirms jāpārbauda, vai izkliedes inductivitātes ķēdē ir pārtrauktas vai nepārtrauktas strāvas režīms. Ja

$$\frac{W_2}{W_1} \sqrt{\frac{2L_1 f}{R}} > 1 - \gamma,$$

tad ir nepārtrauktas strāvas režīms.

Uzdevumā

$$\frac{50}{100} \sqrt{\frac{2 \cdot 500 \cdot 5 \cdot 10^3}{10^6 \cdot 10}} = 0,35 < (1 - \gamma) = 0,8.$$

Tātad ir pārtrauktās strāvas režīms.

2. Šai gadījumā

$$U_{sl} = \gamma U_1 \sqrt{\frac{R}{2L_1 f}} = 10 \sqrt{\frac{10 \cdot 10^6}{2 \cdot 500 \cdot 5 \cdot 10^3}} = 14,2\text{V}.$$

3. Slodzes jauda

$$P_{sl} = \frac{U_{sl}^2}{R} = 20,2\text{W}.$$

No barošanas avota patērētās strāvas vidējā vērtība

$$I_1 = \gamma I_0 \frac{w_2}{w_1}, \quad (3-67)$$

kur slodzes strāvas vidējā vērtība

$$I_0 = \gamma U_1 \frac{w_2}{w_1 R}. \quad (3-68)$$

Shēmā a procesi ir līdzīgi kā shēmā c, taču inductivitātē uzkrātās enerģijas atlāde pēc tranzistora VT aizvēršanas notiek caur transformatora trešo tinumu  $w_3$ , ar kuru virknē slēgta diode V3. Tā kā šai procesā spriegums uz tinuma  $w_3$  ir vienāds ar  $U_1$ , tad spriegums uz tinuma  $w_1$  ir  $-U_1 w_1 / w_3$  (negatīvas polaritātes). Izkliedes inductivitātes  $L_1$  strāva no maksimālās vērtības  $I_{Lm}$  samazinās līdz nullei laika intervalā

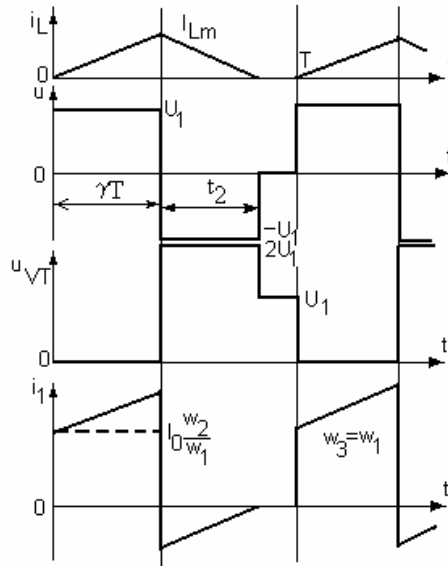
$$t_2 = \frac{L_1 I_{Lm} w_3}{U_1 w_1}. \quad (3-69)$$

Tā kā vidējam spriegumam periodā uz  $w_1$  jābūt nullei, tad enerģijas atlādes laiks ir ierobežots ar

$$t_2 = \frac{\gamma T w_3}{w_1} \leq (1 - \gamma) T, \quad (3-70)$$

t.i., relatīvajam ieslēgšanas laikam jābūt:

$$\gamma \leq \frac{w_1}{w_1 + w_3} \quad (3-71)$$



3.21.zīm. Spriegumu un strāvu diagrammas 3.19.zīm.a shēmā pie  $w_3=w_1$

### 3.2. Sprieguma un strāvas autonomie invertori

Invertors pārveido līdzspriegumu maiņspriegumā. Ar vadāmo taisngriezi var izveidot invertoru, kura maiņsprieguma izejai jābūt **saistītai** ar maiņsprieguma tīklu, kas nosaka elektromagnētiskos procesus pašā invertorā. Ar pilnīgi vadāmiem pusvadītāju slēdžiem var izveidot invertoru, kas līdzspriegumu pārveido no tīkla neatkarīgā izejas maiņspriegumā, ko pieslēdz slodzei. Šī maiņsprieguma forma, frekvence, fāzu skaits un citi elektroenerģijas kvalitāti raksturojošie parametri var tikt izvēlēti brīvi, neatkarīgi no primārā tīkla parametriem. Taču jācenšas primāro maiņstrāvas tīklu nenoslogot ar reaktīvo un kropļojumu jaudu, t.i., primārā maiņstrāvas tīkla strāvai invertora ieejā jābūt sinusoidālai un ar vieninieka vērtības (angliski - the unity power factor) jaudas koeficientu. Šādus invertorus sauc par **autonomajiem**.

#### 3.2.1. Vienfāzes sprieguma invertors

Sprieguma invertors jāveido ar periodiski pārslēdzamiem slēdžiem. Ja, piemēram, ir divi līdzsprieguma avoti ar spriegumu  $0,5 U_d$ , tad var izveidot invertoru ar nullpunktu, kurā ir 2 pretējās fāzēs pārslēdzami slēdži S1 un S2 (3.22.zīm.). Kad pusperiodu ir ieslēgts S1 un S2 izslēgts, tad aktīvi induktīvās slodzes spriegums  $u$  ir ar nosacīti pozitīvu polaritāti, bet, kad otru pusperiodu ir ieslēgts S2 un S1 ir izslēgts, tad  $-u$  ar nosacīti negatīvu polaritāti.

Tā kā aktīvi induktīvā slodzē strāvas izmaiņas atpaliek laikā no sprieguma izmaiņām, tad pie ieslēgta slēdža S1 gan slodzes strāva  $i$ , gan slēdža S1 strāva sākumā ir ar negatīvu polaritāti, bet tikai pusperioda otrajā pusē iegūst slodzes sprieguma polaritātei atbilstošu pozitīvu polaritāti. Līdzīgi, kad ieslēgts S2 un slodzes spriegums ir negatīvas polaritātes, tad slodzes strāva  $i$  sākumā ir pozitīva virziena, bet slēdža S2 strāva ir negatīva virziena. Atkal pēc aptuveni puses no pusperioda strāvas izmaina virzienu atbilstoši slodzes sprieguma polaritātei.

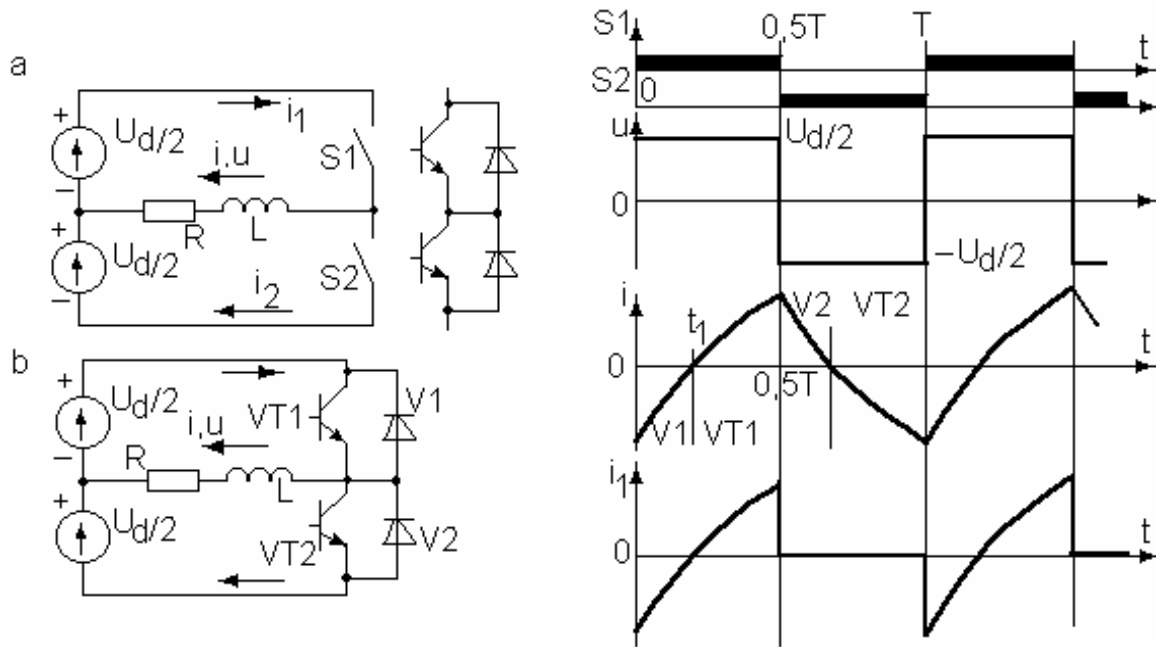
Izklāstītais nozīmē, ka katram slēdzim jābūt ar divvirziena vadāmību. Tā kā vadāmais pusvadītāju slēdzis (parasti tranzistors) ir ar vienvirziena vadāmību (tās virzienu norāda bultiņa elementa apzīmējumā), tad šim slēdzim paralēli un pretējā virzienā pieslēdz diodi (sk.3.22.zīm.). Reālajā shēmā b, kad slodzes strāva pēc tranzistora VT1 aktivizēšanas ir vēl negatīvas polaritātes, to līdz laika sprīdim  $t_1$  vada diode V1. Tranzistors VT1 strāvu vada no laika momenta  $t_1$  līdz pozitīvā pusperioda beigām pie  $0,5T$ .

Kad tiek aktivizēts tranzistors VT2, tad pozitīvā virziena slodzes strāva noslēdzas caur V2, un tikai no brīža, kad slodzes strāvas polaritāte kļūst negatīva, sāk vadīt VT2 (sk. diagrammas 3.22.zīm.).

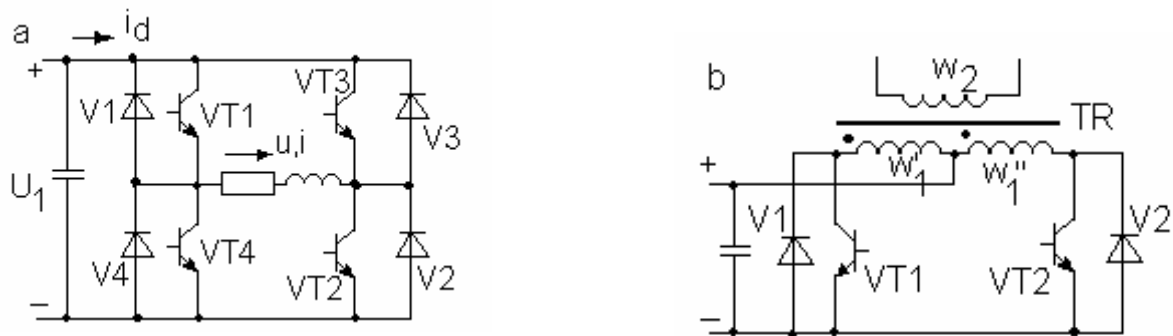
No izklāstītā ir skaidrs, ka barošanas avotiem jābūt ar divvirziena strāvas vadāmības spējām. Tādas, piemēram, ir akumulatoriem. Taču bieži reālie līdzsprieguma avoti ir ar vienvirziena vadāmību, kad, piemēram, shēmu baro no taisngrieža. Lai nodrošinātu invertora normālu darbu, tad paralēli avotam pieslēdz pietiekami lielas kapacitātes kondensatoru, kas uzņem avota vadāmībai pretējas polaritātes strāvas impulsus.

Ar pusvadītāju slēdžiem vienam līdzstrāvas barošanas avotam var izveidot gan vienfāzes tilta, gan divtaktu transformatīvo invertora shēmu (3.23.zīm.). Pirmajā gadījumā ir nepieciešami 4 pusvadītāju slēdži (a shēma), bet otrajā (b shēma) - tikai divi, kuri gan aprēķināti uz barošanas avota dubultspriegumu, un vēl transformators.

Tiltveida shēmā strāvu vienlaikus vienu pusperiodu vada VT1, VT2 (vai V1,V2), bet otru pusperiodu vada VT3,VT4 (vai V3,V4). Otrajā shēmā strāvu pārmaiņus vada VT1 (V1) un VT2 (V2). Abas shēmas tiek plaši pielietotas. Tāpēc sīkāk jāaplūko to īpatnības.



3.22.zīm. Vienfāzes sprieguma invertora vienkāršota shēma (a) , tranzistoru shēma (b) un diagrammas



3.23.zīm. Sprieguma invertora vienfāzes tiltiņa shēma (a) un divtaktu transformatīvā shēma (b)

### 3.2.2. Tiltveida vienfāzes sprieguma invertora raksturojumi

Shēmā a elementu strāvas un spriegumi mainās kā parādīts diagrammās 3.24.zīm. Lai iegūtu shēmu raksturojošus vienādojumus, tad pieņem, ka slodzes strāvas pozitīvajā daļā sprieguma kritums uz slodzes aktīvās pretestības ir nemainīgs un vienāds ar  $0,5I_mR$ , bet negatīvajā - vienāds ar  $-0,5I_mR$ , kur  $I_m$  ir slodzes strāvas amplitūdas vērtība.

Pie šiem pieņēmumiem pozitīvā slodzes sprieguma pusperioda sākumā slodzes strāva i mainās pēc diferenciālvienādojuma

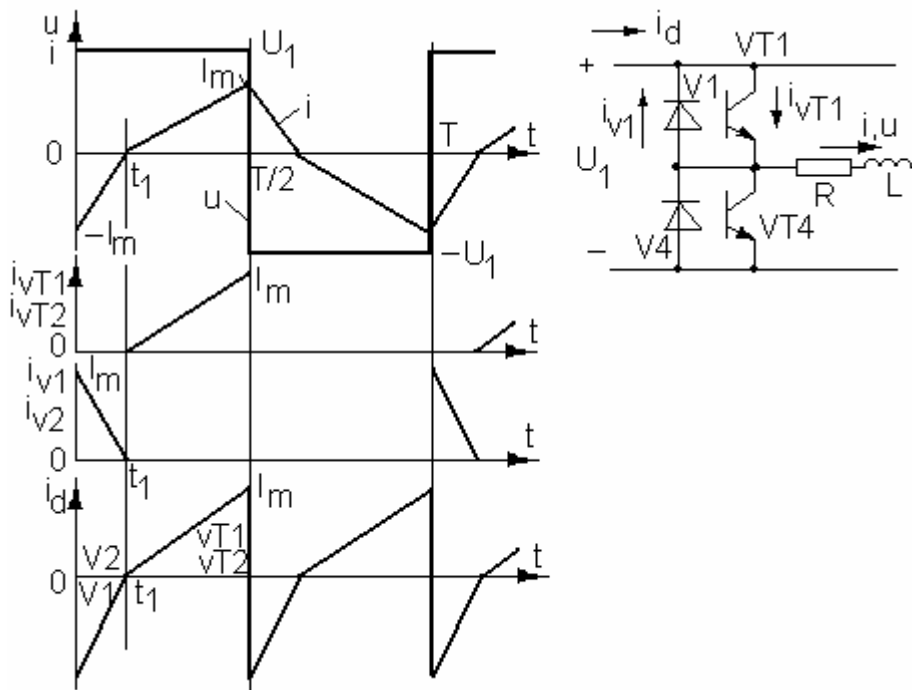
$$U_1 = L \frac{di}{dt} - 0,5I_m R \quad , \quad (3-72)$$

bet pēc laika sprīža  $t_1$  , kad strāvas polaritāte kļūst pozitīva, - pēc vienādojuma

$$U_1 = L \frac{di}{dt} + 0,5I_m R \quad . \quad (3-73)$$

Šais vienādojumos  $di/dt$  katra intervāla robežās ir nemainīgs. Vienādojumā (3-72) strāva mainās no sākuma vērtības  $-I_m$  līdz nullei, un tas notiek intervālā

$$t_1 = \frac{LI_m}{U_1 + 0,5I_m R} \quad . \quad (3-74)$$



3.24.zīm. Vienfāzes tiltveida shēmas invertora sprieguma un strāvu diagrammas

Savukārt laika intervālā  $(0,5T-t_1)$  strāva  $i$  pieaug no nulles līdz  $I_m$  saskaņā ar (3-73). Strāvas amplitūdas vērtība jāmeklē no vienādojuma

$$I_m = \frac{(U_1 - 0,5I_m R)(0,5T - t_1)}{L} \quad . \quad (3-75)$$

Atrisinot šo vienādojumu,

$$I_m = \frac{-8LU_1 + 2U_1 \sqrt{16L^2 + R^2 T^2}}{R^2 T} \quad ,$$

bet, attiecinot pret īsslēguma strāvu  $U_1/R$ , kā arī ieviešot jēdzienu “relatīvā laika konstante  $\tau^*=L/(RT)$ ”, strāvas amplitūda

$$I_m^* = -8\tau^* + \sqrt{64\tau^{*2} + 4} \quad . \quad (3-76)$$

Ievietojot  $I_m^*$  vienādojumu izteiksmē (3-74), diodes relatīvais vadāmības laiks periodā

$$t_1^* = \frac{t_1}{T} = \frac{\tau^* I_m^*}{1 + 0,5I_m^*} \quad , \quad (3-77)$$

bet strāvas un sprieguma leņķiskā nobīde ir  $\varphi = 2\pi \cdot t_1^*$ .

Slodzes sprieguma efektīvā vērtība taisnstūra formas līknei ir vienāda ar amplitūdu, t.i.,  $U = U_1$  jeb  $U^* = 1$ . Slodzes strāvas efektīvā vērtība

$$I = \sqrt{\frac{1}{0,5T} \left[ \int_0^{t_1} \left( -I_m + \frac{tI_m}{t_1} \right)^2 dt + \int_0^{0,5T-t_1} I_m^2 \frac{t^2}{(0,5T-t_1)^2} dt \right]} = I_m \sqrt{\frac{1}{3}}$$

vai

$$I^* = \frac{I \cdot R}{U_1} = I_m^* \sqrt{\frac{1}{3}} \quad . \quad (3-78)$$

Savukārt avota strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{1}{0,5T} \left[ \int_0^{t_1} \left( -I_m + \frac{tI_m}{t_1} \right) dt + \int_0^{0,5T-t_1} I_m \frac{t}{0,5T-t_1} dt \right] = I_m (0,5 - 2t_1^*)$$

vai

$$I_d^* = I_m^* (0,5 - 2t_1^*) \quad . \quad (3-79)$$

Iegūtās izteiksmes nav derīgas visiem gadījumiem, jo pieņemts, ka slodze ir aktīvi induktīva. Aplūkojot (3-76), var konstatēt, ka izteiksmes būs spēkā pie  $\tau^* = (\tau/T) > 0,25$ , jo citādi  $I_m^*$  būs lielāks par 1, kas nav iespējams. Var secināt, ka slodzes laika konstantes un pārslēgšanas perioda attiecībai jābūt pietiekami lielai.

Kā redzams no 3.24.zīm., slodzes strāva atpaliek fāzē no slodzes sprieguma par leņķi  $\varphi = \omega t_1 = 2\pi \cdot t_1^*$ . Tāpēc slodzes aktīvā jauda aptuveni nosakāma kā

$$P_{sl} = I^2 R = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad , \quad (3-80)$$

kur  $U = U_1$  ir slodzes sprieguma efektīvā vērtība.

Šī jauda, neievērojot jaudas zudumus slēdžos, ir vienāda ar avota pievadīto jaudu  $P_d = U_1 \cdot I_d$ . Pielīdzinot abas jaudas, redzams, ka

$$I_d = I \cdot \cos \varphi \quad , \quad (3-81)$$

t.i., ja slodze kļūst induktīvāka, tad avota un slodzes strāvu attiecība samazinās, bet pie tīri induktīvas slodzes  $I_d = 0$ .

Stingri ņemot, izteiksmes (3-80) un (3-81) būs spēkā tikai tad, ja aktīvo jaudu slodzē aprēķinās pēc strāvas un sprieguma 1. harmonikas. Taču kvalitatīvai sakarību novērtēšanai izteiksmes ir derīgas. Tai pašā laikā izteiksme

$$I^2 \cdot R = U_1 \cdot I_d$$

ir precīza. No šejienes

$$I_d^* = \frac{I_m^{*2}}{3} \quad (3-82)$$

Aprēķini rāda, ka tuvinājumu dēļ pēc (3-79) aprēķinātā  $I_d^*$  ir par aptuveni 25% mazāka par aprēķināto pēc jaudu bilances. Tas nozīmē, ka pēc (3-79) aprēķinātā  $I_d^*$  nav precīza un ir jākorrigē.

Elementu izvēlei ir nepieciešams zināt diodes vidējo strāvu:

$$I_{vid}^* = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} I_m \frac{t}{t_1} dt = 0,5 I_m^* t_1^* \quad (3-83)$$

Tā kā izejas sprieguma izmaiņu attēls ir taisnstūra formas ar amplitūdu  $U_1$ , kā arī simetrisks pret laika asi, tad 1. harmonikas noteikšanai nepieciešams aprēķināt tikai  $B_{1m}$ :

$$U_{1(1)m} = B_{1m} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\pi} U_1 \sin \omega t d\omega t - \int_{\pi}^{2\pi} U_1 \sin \omega t d\omega t \right] = \frac{4U_1}{\pi} \quad (3-84)$$

Šī ir izejas sprieguma 1. harmonikas amplitūda. Attiecīgi slodzes strāvas 1. harmonikas amplitūda

$$I_{1(m)} = \frac{4U_1}{\pi \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}} \quad ,$$

vai, pielietojot relatīvās vienības,

$$I_{(1)m}^* = \frac{4}{\pi \sqrt{1 + 4\pi^2 \tau^{*2}}} \quad (3-85)$$

**Piemērs.**

Vienfāzes tiltveida sprieguma invertora barošanas spriegums  $U_1=200\text{V}$ , komutāciju frekvence  $f=2\text{kHz}$ , slodzes  $R=5\Omega$ ,  $L=5\text{mH}$ . Noteikt slodzes strāvas efektīvo lielumu, kā arī avota strāvas vidējo vērtību!

1. Slodzes strāvas momentāno vērtību amplitūda

$$I_m = \frac{I_m^* U_1}{R} = \frac{(-8\tau^* + \sqrt{64\tau^{*2} + 4})U_1}{R},$$

kur

$$\tau^* = \frac{L}{R} f = \frac{5 \cdot 2 \cdot 10^3}{10^3 \cdot 5} = 2.$$

Tādējādi

$$I_m = \frac{(-16 + \sqrt{260})200}{5} = 4,98\text{A}.$$

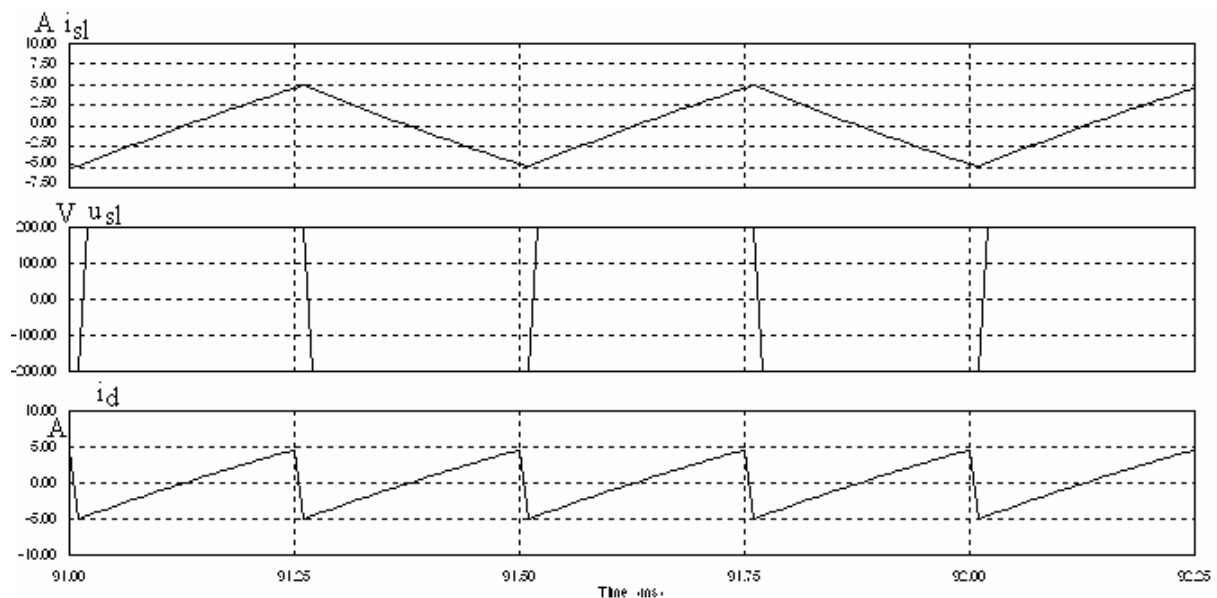
2. Slodzes efektīvā strāva

$$I = I_m \sqrt{\frac{1}{3}} = 2,88\text{A}.$$

3. Līdzsprieguma avota vidējā strāva

$$I_d = \frac{I^2 R}{U_1} = \frac{2,88^2 \cdot 5}{200} = 0,21\text{A}.$$

Lai pārlicinātos par aprakstīto aprēķina izteiksmju pareizību, tika veikta datormodelēšana ar aprēķinu piemēra datiem. Iegūtās līknes attēlotas 3.25. zīm., un to parametri atbilst aprēķinātajiem.



3.25. zīm. Vienfāzes sprieguma invertora diagrammas pie aprēķina piemēra datiem

### 3.2.3. Vienfāzes divtaktu transformatīvā invertora raksturojumi

Vienfāzes divtaktu transformatīvās shēmas strāvas un spriegumi mainās laikā, kā attēlots 3.26.zīm. Šeit pieņemts, ka transformatora tinumiem nav izkliedes induktivitātes.

Tranzistors VT1 pieslēdz primāro pustinumumu  $w_1^1$  pie barošanas avota, nodrošinot atbilstoši tinumu norādītajiem sākuma punktiem negatīvas polaritātes izejas spriegumu un tādas pašas polaritātes slodzes strāvu. Tranzistors VT2 pieslēdz primāro pustinumumu  $w_1^{11}$ , kas nodrošina pozitīvas polaritātes izejas spriegumu un strāvu.

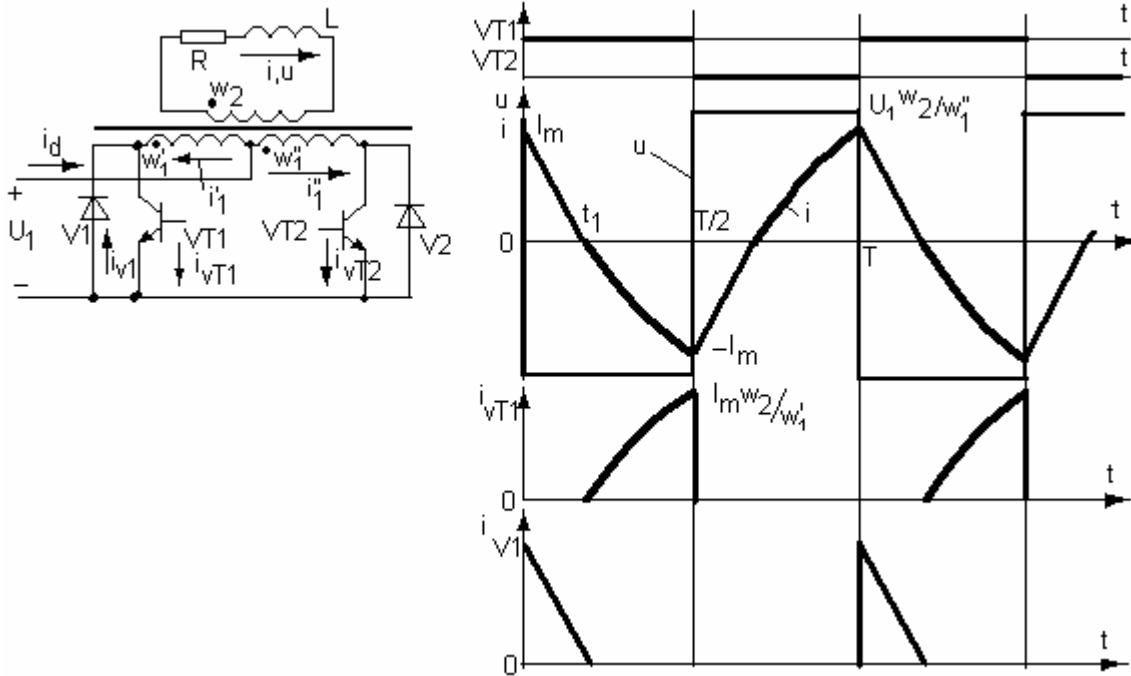
Kaut arī sākuma brīdī ir aktivizēts tranzistors VT1, tas uzreiz strāvu nevada, jo, slodzes strāvai atpaliekot no sprieguma fāzē, tās sākotnējā vērtība ir pozitīva un šai polaritātei atbilstošu strāvu caur pustinumumu  $w_1^1$  un barošanas avotu vada diode V1. Pie tam, diodei vadot, pustinuma  $w_1^1$  sākums pievienots barošanas avota negatīvajam polam, bet beigas - pozitīvajam polam, kas nodrošina negatīvas polaritātes spriegumu uz slodzes.

Kad diodes V1 strāva ir kļuvusi vienāda ar nulli, tad strāvu sāk vadīt tranzistors VT1, barošanas avota strāvas polaritāte ir pozitīva, bet slodzes - negatīva. Perioda vidū tranzistors VT1 tiek izslēgts un tiek aktivizēts tranzistors VT2. Transformatora sekundārajā tinumā sākumā ir negatīvas polaritātes strāva, kurai atbilstoši var vadīt diode V2 caur pustinumumu  $w_1^{11}$ . Tā kā šī pustinuma sākums pievienots barošanas avota pozitīvajai spaiļei, bet beigas - caur diodi V2 - negatīvajai, tad izejas sprieguma polaritāte, diodei V2 vadot, būs pozitīva, kas liks slodzes strāvai mainīties pozitīvajā virzienā. Brīdī, kad šī strāva kļūst pozitīva, strāvu sāk vadīt VT2.

Tā, pārmaiņus vadot (VT1-V2-VT2-V1-VT1), formējas aktīvi induktīvās slodzes ķēdes taisnstūra veida spriegums un tam atbilstoša slodzes strāva. Avota un slodzes strāvu un spriegumu attiecība atbilst transformācijas koeficientiem starp primāro pustinumumu vijumu skaitu un sekundārā tinuma vijumu skaitu  $w_2$ . Abu pustinumumu vijumu skaits ir vienāds, un parasti, lai samazinātu izkliedes induktivitāti, abi tinumi tiek uztīti ar paralēliem vadiem.

Šajā shēmā katrs tranzistors ir pakļauts vismaz divkārtša barošanas sprieguma ietekmei. Kad vada VT1, tad pustinuma  $w_1^1$  spriegums transformējas pustinumā  $w_1^{11}$ , un pēdējā spriegums summējas ar avota spriegumu, veidojot dubultspriegumu uz neieslēgtā VT2.

Lai aprēķinātu transformatoru, nepieciešams zināt pustinuma efektīvo strāvu. Aplūkosim  $w_1^1$  strāvas  $i_1^1$  līkni: no sākuma brīža līdz  $t_1$  strāvai ir negatīva polaritāte un tā mainās no  $-I_m w_2 / w_1^1$  pie  $t=0$  līdz nullei pie  $t_1$ ; no brīža  $t_1$  strāva pieaug no nulles līdz  $I_m w_2 / w_1^1$ , kur  $I_m$  ir slodzes strāvas amplitūdas vērtība.



3.26.zīm. Vienfāzes divtaktu transformatīvā invertora shēma un signālu diagrammas

Tādējādi pustinuma efektīvā strāva

$$I_1^1 = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_1} \left( -I_m \frac{w_2}{w_1} + I_m \frac{w_2 t}{w_1 t_1} \right)^2 dt + \int_{t_1}^{0,5T} \left( I_m \frac{w_2 t}{w_1 (0,5T - t_1)} \right)^2 dt \right]} = I_m \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{1}{6}} \quad (3-86)$$

Šai shēmai  $I_m$ ,  $t_1$ ,  $I_d$  un citi parametri nosakāmi pēc tām pašām izteiksmēm kā tilta shēmai, tikai bāzes īsslēguma strāva šeit būs  $U_1 w_2 / (w_1^1 R)$ .

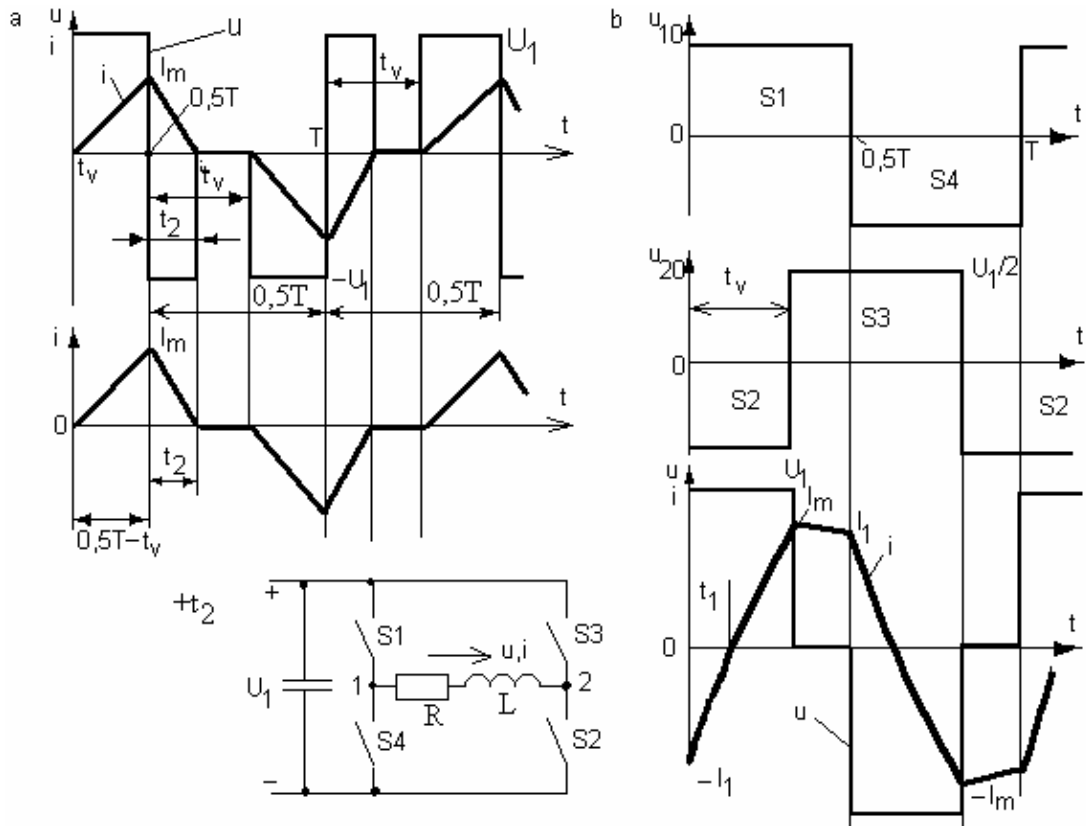
### 3.2.4. Vienfāzes sprieguma invertora regulēšana

Ļoti bieži nepieciešams regulēt slodzes spriegumu invertora izejā. To var panākt, regulējot ieejas spriegumu. Taču tāds paņēmieni prasa papildus regulēšanas ierīci. Tādēļ pielieto paņēmienus, kad  $U_1 = \text{const}$ . Ar šādu noteikumu ir iespējami divi paņēmieni:

- impulsu platumā pusperiodā regulēšana;
- impulsu platumā modulācija.

Pirmo paņēmieni var realizēt divējādi:

- mainot ar vadības shēmu impulsa reālo platumu (3.27.zīm.a);
- nobīdot savstarpēji fāzē pretējo plecu vadāmības intervālus tiltveida shēmā (3.27.zīm.b).



3.27.zīm. Sprieguma regulēšana ar bezstrāvas pauzi (a) un ar slēdžu plecu darbības nobīdi (b)

Ar pirmo paņēmieni, mainot tranzistoru ieslēgšanas kavējuma laiku pusperiodā  $t_v$ , panāk intervālus ( $t_v - t_2$ ), kuros spriegums uz slodzes  $u$  un strāva  $i$  ir nulle. Kad  $t_v = t_2$ , tad iegūst maksimālo izejas sprieguma efektīvo vērtību. Palielinot  $t_v$ , izejas sprieguma efektīvā vērtība samazinās.

Ar otro paņēmieni, mainot tiltveida shēmas plecu S1, S4 un S3, S2 pārslēgšanas brīžu nobīdes laiku  $t_v$ , arī iegūst intervālus, kuros slodzes sprieguma momentānās vērtības ir nulle, jo slodzes ķēde ir īsslēgta. Atšķirībā no pirmā paņēmiena, slodzes strāva šais intervālos saglabā gandrīz amplitūdas vērtību  $I_m$ . Kad  $t_v = 0.5T$ , iegūst maksimālo izejas sprieguma efektīvo vērtību. Samazinot  $t_v$ , sprieguma efektīvā vērtība samazinās:

$$U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{t_v} U_1^2 dt} = U_1 \sqrt{\frac{2t_v}{T}} \quad (3-87)$$

Pētot slodzes sprieguma harmonisko sastāvu, 1. harmonikas amplitūda nosakāma kā

$$U_{(1)m} = \frac{2U_1}{\pi} \sqrt{2(1 - \cos \omega t_v)} \quad (3-88)$$

bet sprieguma 1. harmonikas radītās strāvas komponentes amplitūda, kas ir ļoti tuva reālajai slodzes strāvas amplitūdai,

$$I_{(1)m} \approx I_m = \frac{2U_1}{\pi} \sqrt{\frac{2(1 - \cos \omega t_v)}{R^2 + X_L^2}} \quad (3-89)$$

Šeit  $\omega = 2\pi f$ ,  $X_L = 2\pi fL$ .

Pielietojot līdzīgu metodi kā sadaļā 3.2.2, kā arī pieņemot slodzes strāvas līknes pauzē  $i = I_m$ , var atrast tuvinātas izteiksmes laika intervāla  $t_1$  un slodzes strāvas amplitūdas  $I_m$  noteikšanai:

$$t_1^* = \frac{-(2\tau^* + t_v^*) + \sqrt{4\tau^{*2} + 8\tau^* t_v^* + t_v^{*2}}}{2},$$

$$I_m^* = \frac{-(2\tau^* + t_v^*) + \sqrt{4\tau^{*2} + 8\tau^* t_v^* + t_v^{*2}}}{4\tau^* + t_v^* - \sqrt{4\tau^{*2} + 8\tau^* t_v^* + t_v^{*2}}} \quad (3-90)$$

3.28.zīm. ir attēlotas līknes, kas parāda slodzes sprieguma efektīvās vērtības un 1. harmonikas amplitūdas, kā arī slodzes strāvas 1. harmonikas un amplitūdas atkarību no nobīdes relatīvā laika  $t_v^* = t_v/T$  pie slodzes relatīvās laika konstantes  $\tau^* = Lf/R = 1$ .

Kā redzams no zīmējuma, samazinot nobīdes laiku no pusperioda ( $t_v^* = 0,5$ ) līdz nullei, var plūstoši samazināt slodzes spriegumu un strāvu.

Līdzīgas izteiksmes var iegūt arī vienfāzes tiltveida invertoram ar pirmo regulēšanas paņēmieni. Tikai šeit, palielinot  $t_v^*$  līdz 0,5, gan sprieguma, gan strāvas efektīvā vērtība samazinās.

Pēdējā laikā aizvien plašāk pielieto impulsu platuma sinusoidālu augstfrekvences modulāciju IPM (angliski PWM - Pulse Width Modulation), kas ļauj iegūt praktiski sinusoidālu strāvu slodzē. IPM metodes būtību var labi izskaidrot, aplūkojot pustilta invertora shēmu (3.29.zīm.).

Slēdžu S1 un S2 vadība tiek organizēta, savā starpā salīdzinot augstfrekvences divpolāru zāgsprriegumu  $u_z$  ar nepieciešamai izejas sprieguma frekvencei un amplitūdai atbilstošu sinusoidālu vadības spriegumu  $u_R = U_{Rm} \sin \omega t$ , kur  $\omega = 2\pi f$  ir invertora izejas maiņstrāvas leņķiskā frekvence.

Kad zāgsprrieguma momentānās vērtības pārsniedz  $u_R$  līknes vērtību, tad ieslēdz slēdzi S2 un slodzei tiek pievadīts negatīvas polaritātes spriegums  $-0,5U_1$ . Kad zāgsprrieguma momentānās vērtības ir mazākas par  $u_R$  līknes vērtību, tad ieslēdz slēdzi S1 un slodzei pievada pozitīvas polaritātes spriegumu  $0,5U_1$ . Vadības sprieguma pusperioda  $0,5T_R$  laikā tiek veiktas

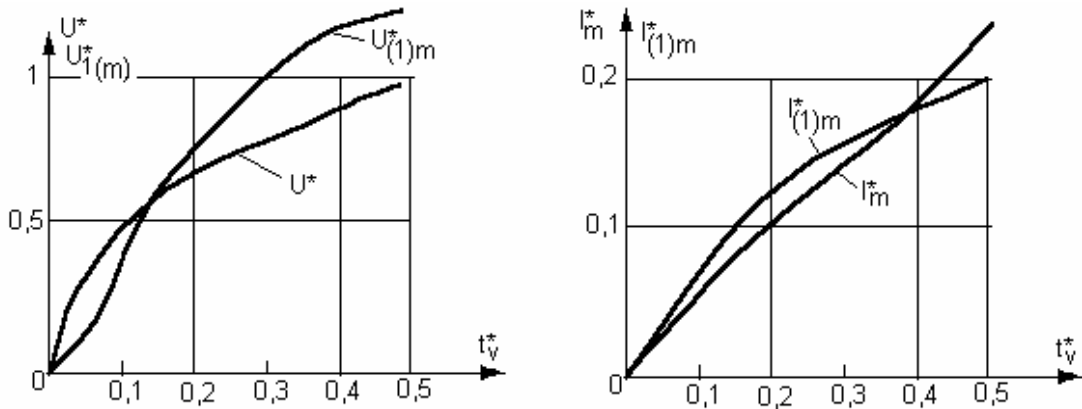
$$N = \frac{0,5T_R}{T_z}$$

slēdžu pārslēgšanās, kurās slēdža S2 ieslēgtā stāvokļa laiks

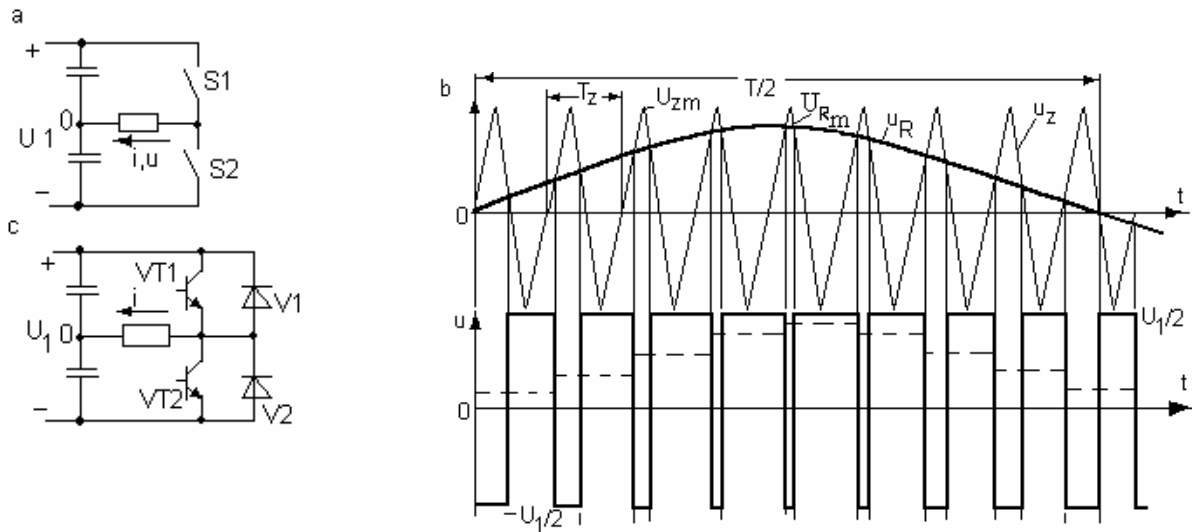
$$t_- = 0,5T_z \left(1 - \frac{U_{Rm} \sin \omega t}{U_{zm}}\right) \quad (3-91)$$

bet slēdža S1 laiks

$$t_+ = 0,5T_z \left(1 + \frac{U_{Rm} \sin \omega t}{U_{zm}}\right) \quad (3-92)$$



3.28.zīm. Aprēķinātās slodzes sprieguma \$U^\*\$ un tā 1. harmonikas \$U\_{(1)m}^\*\$, kā arī slodzes strāvas amplitūdas \$I\_m^\*\$ un tās 1. harmonikas amplitūdas atkarība no \$t\_v^\*\$ shēmai ar slēdžu plecu nobīdi



3.29.zīm. Impulsu platuma sinusoidālas modulācijas pustilta shēmas un diagrammas

Šeit \$T\_z \ll T\_R\$ ir zāgsprieguma atkārtošanās periods, bet \$U\_{zm}\$ ir zāgsprieguma pozitīvā amplitūdas vērtība. Slodzes sprieguma vidējā vērtība zāgsprieguma perioda laikā

$$U_{vidz} = 0,5U_1 \frac{t_+}{T_z} - 0,5U_1 \frac{t_-}{T_z} = 0,5U_1 \frac{U_{Rm} \sin \omega t}{U_{zm}} \quad (3-93)$$

kur \$t\$ vērtības jāpieņem diskrēti ik pēc \$T\_z\$.

Kā redzams, slodzes sprieguma vidējā vērtība zāgsprieguma perioda laikā mainās vadības sprieguma \$u\_R\$ izmaiņu periodā atbilstoši \$u\_R\$ izmaiņām laikā, t.i., sinusoidāli un ar

frekvenci  $f=1/T_R$ . Pie tam iegūtā vidējā sprieguma vērtība veido izejas sprieguma pamatharmonikas sinusoīdas līkni, t.i.,

$$u_{sl} = \frac{0,5U_1 \cdot U_{Rm}}{U_{zm}} \sin \omega t = U_m \sin \omega t \quad . \quad (3-94)$$

Šis slodzes spriegums veido slodzes strāvu

$$i_{sl} = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad , \quad (3-95)$$

kuram amplitūdas vērtība

$$I_m = \frac{0,5U_1 \cdot U_{Rm}}{U_{zm} \sqrt{R^2 + x_L^2}} \quad , \quad (3-96)$$

bet fāzes nobīde ir atkarīga no R un  $x_L$  :

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} \quad .$$

Reāli slodzes strāvas līkne tikai aptuveni ir sinusoidāla, bet faktiski ir ar pulsācijām apkārt sinusoīdas pamatlīknei. Jo augstāka ir modulācijas frekvence, jo šīs fona pulsācijas būs mazākas. Modernajās sistēmās ar IGB tranzistoru slēdžiem modulācijas frekvence 50 Hz izejas sprieguma frekvencei ir aptuveni 10 kHz, kas nodrošina apmēram 200 slēdžu pārslēgšanās izejas sprieguma pusperioda laikā.

Kā jau tika norādīts, 3.29.zīm. attēlotos slēdžus S1,S2 veido ar tranzistora un diodes pretēji paralēlu slēgumu (3.29.zīm.c). Kad aizver tranzistoru VT1, kas vadīja pie  $i > 0$ , tad šī virziena slodzes strāva pāriet uz diodi V2 un strāva noslēdzas caur diodi un barošanas avotu. Tādējādi pie pozitīvas slodzes strāvas polaritātes šo strāvu pārmaiņus vada tranzistors VT1 un diode V2. Pie negatīvas slodzes strāvas polaritātes šo strāvu pārmaiņus vada VT2 un diode V1.

**Piemērs.**

Vienfāzes tiltveida sprieguma invertora slodzes spriegums tiek regulēts ar slēdžu plecu pārslēgšanās nobīdi periodā  $t_v=0,3T$ . Invertora barojošais līdzspriegums  $U_1=200V$ , komutāciju frekvence  $f=1kHz$ , slodzes  $R=5\Omega$ ,  $L=1mH$ . Noteikt slodzes sprieguma un strāvas pamatharmonikas amplitūdu un efektīvo vērtību, kā arī strāvas amplitūdu!

1. Slodzes sprieguma pamatharmonikas amplitūda

$$U_{slpm} = \frac{2U_1}{\pi} \sqrt{2(1 - \cos 2\pi f t_v)} = \frac{400}{\pi} \sqrt{2(1 - \cos 2\pi \cdot 0,3)} = 206,12V;$$

šīs pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$U_{slp} = \frac{U_{slpm}}{\sqrt{2}} = 145,5V.$$

2. Slodzes strāvas pamatharmonikas amplitūda

$$I_{slpm} = \frac{U_{slpm}}{\sqrt{R^2 + (2\pi f L)^2}} = \frac{206,12}{\sqrt{25 + 6,28^2}} = 25,67A;$$

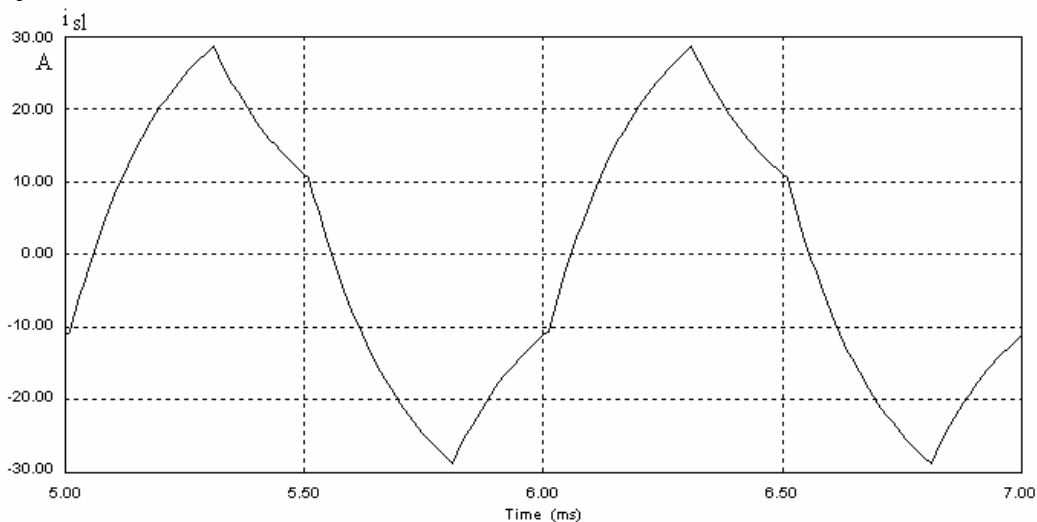
šīs pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$I_{slp} = \frac{I_{slpm}}{\sqrt{2}} = 18,07A.$$

3. Slodzes strāvas amplitūda pie  $t_v^* = 0,3$  un  $\tau^*=0,2$

$$I_m = \frac{-(2\tau^* + t_v^*) + \sqrt{4\tau^{*2} + 8\tau^* t_v^* + t_v^{*2}}}{4\tau^* + t_v^* - \sqrt{4\tau^{*2} + 8\tau^* t_v^* + t_v^{*2}}} * \frac{U_1}{R} = 25,14A.$$

Lai pārbaudītu invertora plecu pārslēgšanas nobīdes ietekmi uz regulēšanas parametriem, tika veikta datormodelēšana ar aprēķinu piemērā dotajiem shēmas parametriem. 3.30.zīm. attēlota datormodelēšanas rezultātā iegūtā slodzes strāvas līkne. Kā redzams, strāvas līkne ir līdzīga 3.27. zīm. attēlotajai, bet strāvas amplitūda ir tikai par dažiem procentiem lielāka nekā pēc aprēķiniem. Tas apstiprina šim regulēšanas veidam pieņemtos aprēķinu vienādojumus.



3.30. zīm. Slodzes strāvas līkne vienfāzes invertorā ar plecu nobīdes regulēšanu pie aprēķinu piemēra datiem

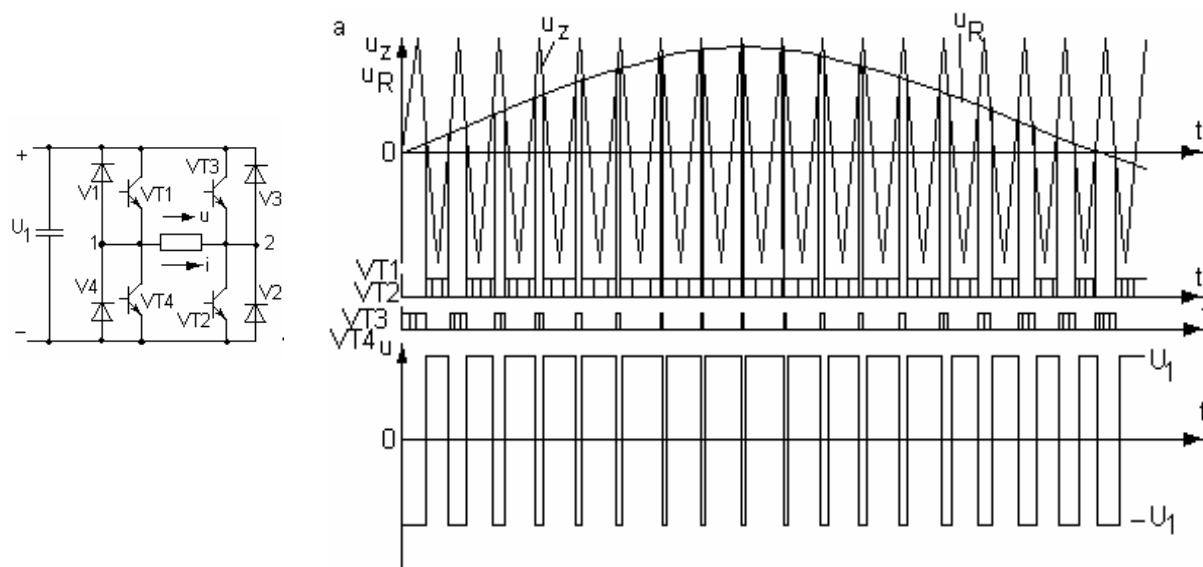
### 3.2.5. Ar sinusoidālu IPM regulēta vienfāzes tiltveida sprieguma invertora darbība

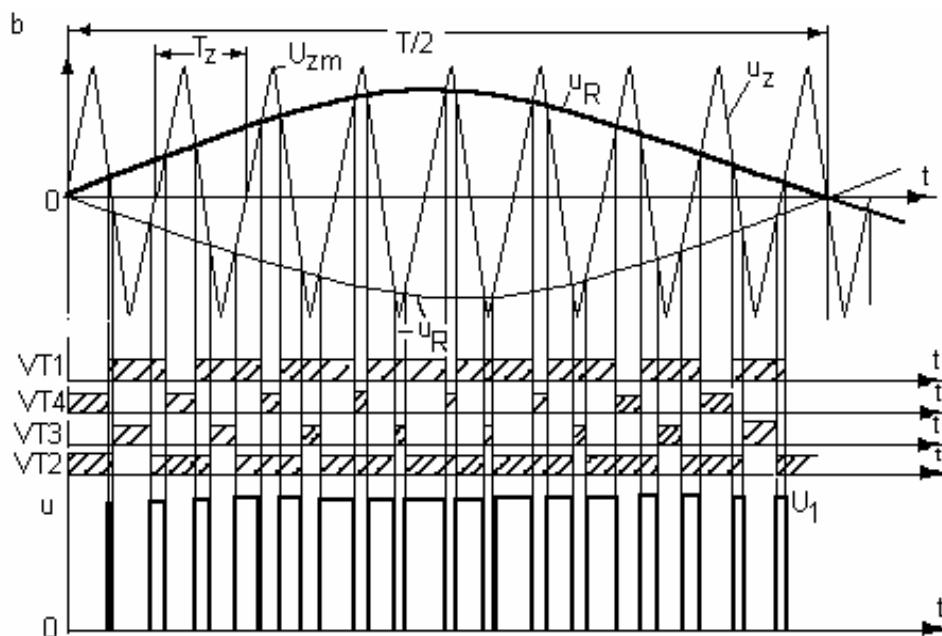
Tiltveida sprieguma invertoru ar sinusoidālu IPM metodi var vadīt divējādi: ar diagonālo tranzistoru pāru VT1,VT2 un VT3,VT4 vienlaicīgu vadību (3.31.zīm.a) un ar tilta abu plecu pretfāzes vadību (3.31.zīm.b). Pirmajā gadījumā ir tikai viens sinusoidāls vadības spriegums  $u_R$  un realizējas divpolārā modulācija: kad zāģsprieguma  $u_z$  momentānās vērtības pārsniedz sinusoidālā vadības sprieguma  $u_R$  vērtības, tad ir ieslēgti slēdži S3 (VT3,V3) un S4 (VT4,V4); kad zāģsprieguma momentānās vērtības ir mazākas par  $u_R$  vērtībām, tad ir ieslēgti slēdži S1 (VT1,V1) un S2 (VT2,V2).

Kad zāģsprieguma momentānās vērtības ir mazākas par  $u_R$  vērtībām, tad ir ieslēgti slēdži S1 (VT1,V1) un S2 (VT2,V2). Ja slodze ir aktīvi induktīva, tad pie pozitīvas polaritātes  $u_R$  un tādas pašas polaritātes slodzes strāvas  $i$  faktiski ieslēdzas tikai tranzistori VT1,VT2, bet, kad tos abus reizē izslēdz, tad strāvu vada diodes V3 un V4. Invertora izejā uz slodzes iegūst divpolāru modulētu spriegumu ar amplitūdām  $+U_1$  un  $-U_1$ , kura vidējās vērtības modulācijas intervālos aptuveni atbilst vadības sprieguma  $u_R$  un zāģsprieguma amplitūdas  $U_{zm}$  attiecībai:

$$U_{vidz} = U_1 \frac{U_{Rm} \sin \omega t}{U_{zm}} \quad (3-97)$$

Kad  $u_R$  ir negatīvas polaritātes un aktīvi induktīvas slodzes strāva  $i$  arī ir negatīvas polaritātes, tad faktiski ieslēdzas tikai tranzistori VT3, VT4, bet, kad tos reizē izslēdz, slodzes strāvu vada diodes V1 un V2. Diodēm vadot, uz slodzes veidojas pozitīvas polaritātes spriegums  $+U_1$ , bet, kad strāvu vada tranzistori, tad būs negatīvas polaritātes spriegums  $-U_1$ .





3.31.zīm. Divpolārā (a) un vienpolārā (b) impulsu platuma sinusoidālā modulācija

Ar tilta abu plecu pretfāzes vadību (3.31.zīm.b) ir vajadzīgi divi pretējās fāzēs vērsti vadības spriegumi  $u_R$  un  $-u_R$ . Sprieguma  $u_R$  krustpunkti ar zāģspriegumu nosaka tranzistoru pleca VT1,VT4 vadību, bet pretfāzes vadības sprieguma  $-u_R$  krustpunkti - tranzistoru pleca VT3,VT2 vadību. Kad vienlaikus ieslēgti abi ar barošanas avota pozitīvo (VT1,VT3) vai negatīvo polu (VT4,VT2) savienotie tranzistori, tad slodzes sprieguma momentānās vērtības ir vienādas ar nulli. Kad vienlaikus ieslēgti pretējie tranzistori VT1,VT2 (kad tiešais vadības spriegums  $u_R$  ir pozitīvas polaritātes) vai VT3,VT4 (kad pozitīvas polaritātes ir reversais vadības spriegums  $-u_R$ ), tad slodzes sprieguma momentānās vērtības ir attiecīgi  $+U_1$  vai  $-U_1$ . Vidējās sprieguma vērtības modulācijas periodā var noteikt pēc tās pašas izteiksmes (3-97). Ar šo vadību veidojas vienpolārā modulācija.

Atšķirības starp abiem modulācijas veidiem var saskatīt tīkla strāvas  $i_d$  momentāno vērtību maiņā, kā arī elementu noslodzē. Divpolārās modulācijas gadījumā  $i_d$  ir gan pozitīvā zīmē, gan negatīvā zīmē. Ja slodzes strāvu apraksta kā  $i=I_m \sin \omega t$ , tad pie ieslēgtiem tranzistoriem strāvas  $i_d$  momentānās vērtības sakrīt ar slodzes strāvas absolūto vērtību, bet, kad strāvu vada diodes, strāva  $i_d = -|i|$ .

Vienpolārās modulācijas gadījumā strāva  $i_d$  ir vienāda ar slodzes strāvas absolūto vērtību tikai tad, kad vada pretējie tranzistori, bet, kad tie nevada, strāva  $i_d=0$ . Tas nozīmē, ka atšķirībā no divpolārās modulācijas šai gadījumā nenotiek slodzes reaktīvās enerģijas apmaiņa ar barojošo avotu, bet gan slodzes reaktīvās enerģijas dzēšana komutatora kontūrā.

**Piemērs.**

Vienfāzes tiltveida invertors tiek vadīts ar sinusoidālo IPM, salīdzinot divpolāro zāģspriegumu, kam amplitūda  $U_{zm}=15V$  un frekvence  $f=1kHz$ , ar vienu sinusoidālu vadības spriegumu  $u_R=10\sin(314t)$  vai arī diviem šādiem spriegumiem, kas veidoti pretfāzē. Invertora barošanas spriegums  $U_1=300V$ , slodzes  $R=5\Omega$ ,  $L=10mH$ . Noteikt slodzes strāvas pamatharmonikas efektīvo vērtību un barošanas avota strāvas vidējo vērtību!

1. Slodzes sprieguma 50Hz ( $\omega=3141/s$ ) pamatharmonikas amplitūda

$$U_{slpm} = U_1 \frac{U_{Rm}}{U_{zm}} = 300 \cdot \frac{10}{15} = 200V.$$

2. Slodzes strāvas pamatharmonikas amplitūdas vērtība

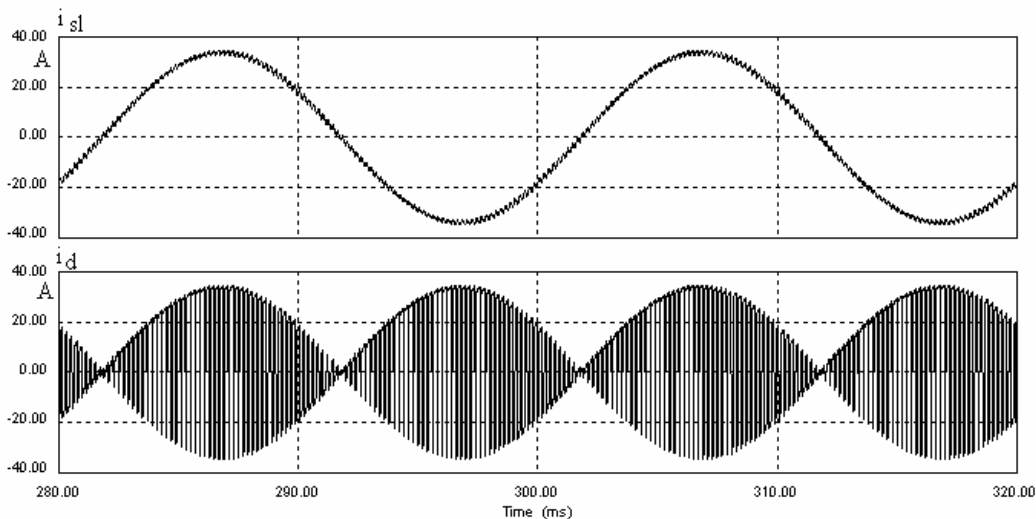
$$I_{slpm} = \frac{U_{slpm}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{200}{\sqrt{25 + 3,14^2}} = 33,87 A;$$

šīs strāvas efektīvā vērtība

$$I_{slp} = \frac{I_{slpm}}{\sqrt{2}} = 23,85 A.$$

3. Barojošā avota strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{I_{slp}^2 \cdot R}{U_1} = 9,48 A.$$



3.32.zīm. Slodzes strāvas un barošanas avota strāvas līknes datormodelī ar parametriem pēc aprēķinu piemēra ( $I_d$  vērtība datormodelī ir 9,8 A)

### 3.2.6. Trīsfāžu sprieguma invertora darbības princips

Līdzsprieguma pārveidošanu trīsfāžu maiņspriegumā var veikt tiltveidā saslēgti seši slēdži S1...S6, kuri variantā, kad ar slēdžiem neregulē spriegumu, parasti tiek ieslēgti pusperioda laikā, pie tam katra pleca slēdži (piemēram, S1 un S4) tiek ieslēgti pārmaiņus (3.33.zīm.). Kā redzams no zīmējuma, katrā momentā ir ieslēgti 3 slēdži, kas pieslēdz divas

fāžu spaiļes pie barošanas sprieguma  $U_1$  vienas spaiļes, bet trešo fāzi – pie otras. Tā 1. situācijā, kad ieslēgti slēdži S1, S5, S6, fāzes A un C ir pieslēgtas barošanas avota plus spaiļei, bet fāze B - pie avota mīnus pola. 2. situācijā avota plus spaiļei ir pieslēgta tikai fāze A, bet fāzes B un C – avota mīnus spaiļei. Tas nozīmē, ka starpfāžu (vai līnijas) spriegums  $U_{AB}=U_1$  abās situācijās. Tai pašā laikā 1. situācijā, kad fāzes A un C pieslēgtas avota pozitīvajam polam, līnijas spriegums  $U_{CA}=0$ . Otrajā intervālā fāzes C spaiļe ir pieslēgta avota negatīvajai spaiļei un  $U_{CA}=-U_1$ .

Perioda laikā veidojas 6 situācijas, kas katra ilgst  $T/6$ . Trijās no tām katra fāzes spaiļe pieslēgta pozitīvajam avota polam, bet trijās citās - avota negatīvajam polam. Tas nozīmē, ka katrs slēdzis strāvu vada vienu pusperiodu, t.i., vadāmības leņķis ir  $180^\circ$ .

Līnijas sprieguma efektīvā vērtība

$$U_l = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/3} U_1^2 dt} = U_1 \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 0,816U_1, \quad (3-98)$$

bet šī sprieguma 1. harmonikas amplitūda aprēķināma šādā secībā:

$$B_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{2\pi/3} U_1 \sin \omega t d\omega t - \int_{\pi}^{5\pi/3} U_1 \sin \omega t d\omega t \right] = \frac{3U_1}{\pi};$$

$$A_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{2\pi/3} U_1 \cos \omega t d\omega t - \int_{\pi}^{5\pi/3} U_1 \cos \omega t d\omega t \right] = \frac{\sqrt{3}U_1}{\pi};$$

$$U_{l(1)m} = \sqrt{B_{(1)m}^2 + A_{(1)m}^2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_1 = 1,1U_1. \quad (3-99)$$

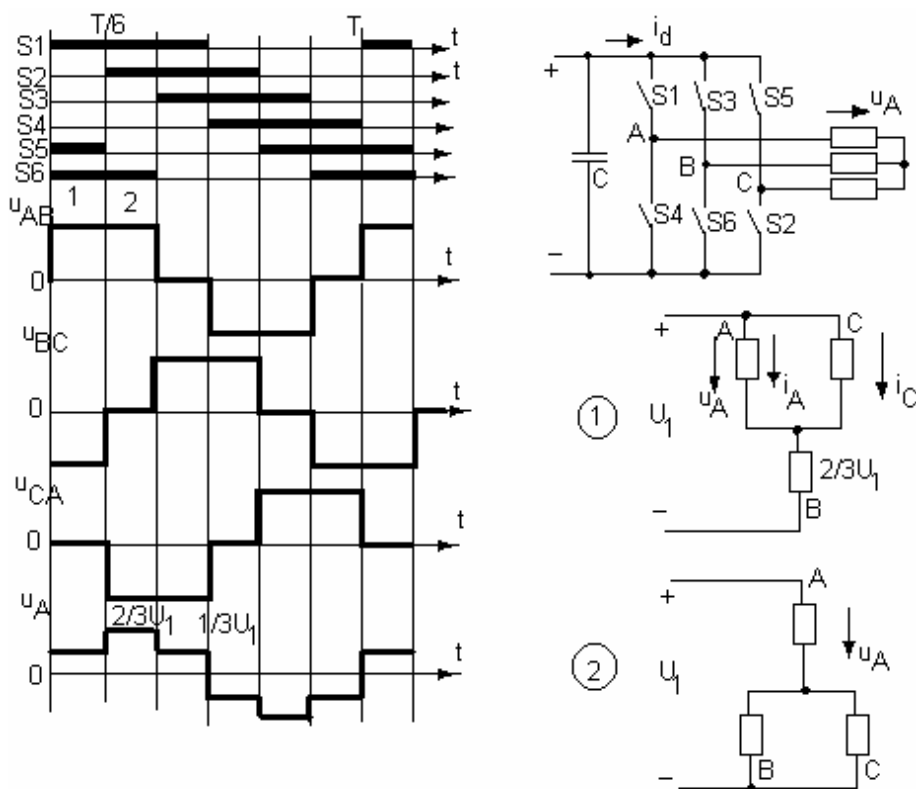
Ja slodze savienota zvaigznē, tad slodzes fāzes pretestības sprieguma (vai fāzes sprieguma) līkne veidojas kā  $1/3$  no avota sprieguma  $U_1$  situācijā, kad aplūkojamās fāzes pretestība ir saslēgta paralēli ar citas fāzes pretestību, un kā  $2/3$  no  $U_1$ , kad fāzes pretestība nav saslēgta paralēli ar citas fāzes pretestību (3.33.zīm.). Kā redzams no 3.33.zīm., slodzes A fāzes sprieguma līknē ir 4 intervāli, kad spriegums ir  $1/3$  no  $U_1$  (2 pozitīvas, 2 negatīvas polaritātes), kā arī 2 intervāli, kad spriegums ir  $2/3$  no  $U_1$ .

Fāzes sprieguma efektīvā vērtība

$$U_F = U_1 \sqrt{\frac{2}{9}} = 0,471U_1, \quad (3-100)$$

un tā ir  $\sqrt{3}$  reizes mazāka nekā līnijas sprieguma efektīvā vērtība. Arī fāzes sprieguma 1. harmonikas amplitūda ir tikpat reīzu mazāka nekā  $U_{l(1)m}$ :

$$B_{F(1)m} = \frac{2U_1}{\pi}; A_{F(1)m} = 0; U_{F(1)m} = \frac{2}{\pi} U_1. \quad (3-101)$$



3.33.zīm. Trīs fāžu sprieguma realizācija ar pusvadītāju slēdžiem

Aktīvi induktīvas slodzes gadījumā katras fāzes strāvas 1. harmonika atpaliek fāzē no fāzes sprieguma 1. harmonikas par leņķi  $\varphi$ :

$$\begin{aligned} i_{A(1)} &= I_{F(1)m} \sin(\omega t - \varphi); \\ i_{B(1)} &= I_{F(1)m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right); \\ i_{C(1)} &= I_{F(1)m} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right). \end{aligned} \quad (3-102)$$

Ja pēta barošanas avota strāvu  $i_d$ , tad katrā no 6 intervāliem tā mainās vienādi, un, piemēram, 1. intervālā tā veidojas kā

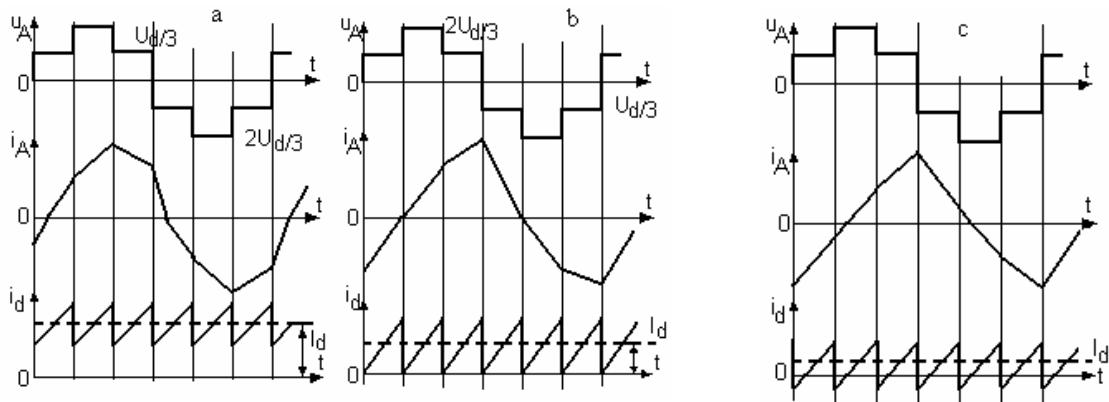
$$i_d = i_A + i_C \approx I_{F(1)m} \left[ \sin(\omega t - \varphi) + \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \right]. \quad (3-103)$$

Strāvas  $i_d$  momentānās vērtības atkarībā no leņķa  $\varphi = \arctg(\omega L/R)$  var būt visu laiku pozitīvas, bet var būt arī divpolāras: daļu no intervāla pozitīvas, bet daļu - negatīvas. Ja  $i_d$  momentānās vērtības ir tikai pozitīvas, tas nozīmē, ka slodzes pārslēdzamās fāzes elektromagnētiskā enerģija netiek rekuperēta uz avotu, kā tas bija vienfāzes shēmā, bet gan tiek nodota citām slodzes fāzēm. 3.34. zīm. ir attēlotas slodzes fāzes strāvas un strāva barošanas avota ķēdē. Kā

redzams, ja  $\varphi=60^\circ$ , tad ir robežgadījums, kad, piemēram, 1. intervāla sākumā strāvas  $i_A=I_{F(1)m}\sin(-\varphi)$  un strāvas  $-i_C=-I_{F(1)m}\sin(-4\pi/3-\varphi)$  momentānās vērtības ir ar pretēju zīmi un vienādas, un tad  $i_d=0$ . Risinot izteiksmi

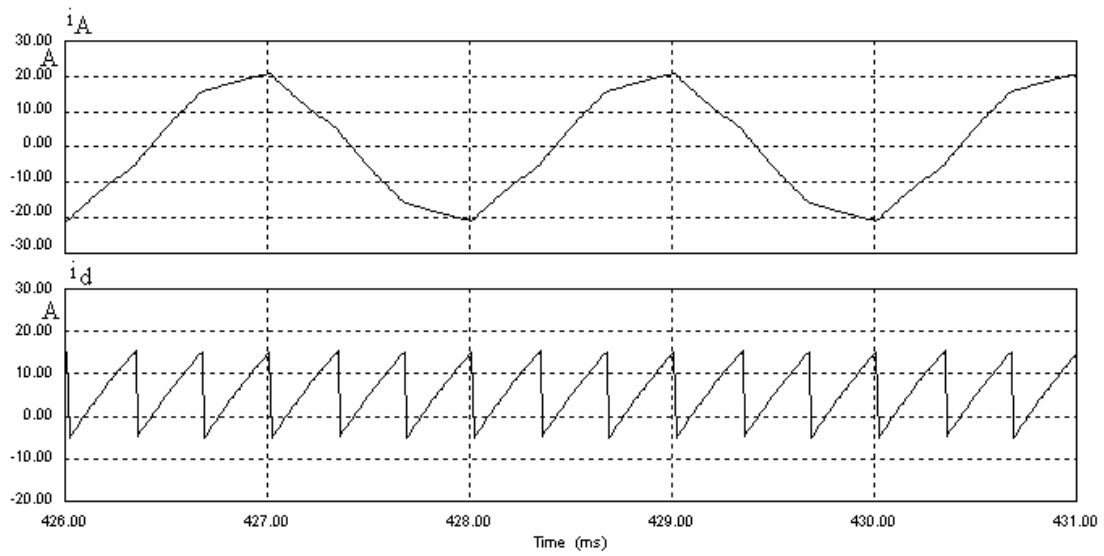
$$\left[ \sin(-\varphi) + \sin\left(-\frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \right] > 0 \quad ,$$

var noteikt: ja  $\varphi \leq 60^\circ$ , tad strāvas  $i_d$  momentānās vērtības vienmēr būs lielākas par nulli (kas labi redzams arī 3.34.zīm. a). Savukārt, ja  $\varphi > 60^\circ$ , t.i., slodzes fāzes aktīvās un kopējās jaudas attiecība ir mazāka par 0,5, tad pārslēdzamās fāzes reaktīvā strāva daļēji atgriežas tīklā (3.34.zīm.c). Viena daļa no pārslēdzamās fāzes reaktīvās strāvas novirzās uz citu fāzi, bet otra virzās uz barojošo avotu. Ja barojošais avots ir taisngrieža tipa ar vienvirziena vadāmību, tad shēmas ieejā jāparedz kondensators, kas uztvertu negatīvā virziena strāvu  $i_d$ .



3.34.zīm. Trīs fāžu invertora zvaigznē saslēgtās fāzes sprieguma, strāvas un tīkla strāvas diagrammas pie  $\varphi$  mazāka par  $60^\circ$  (a), vienāda ar  $60^\circ$  (b) un lielāka par  $60^\circ$  (c)

Lai pārbaudītu strāvu raksturu un formu šai shēmā, tika veikta datormodelēšana ar shēmas parametriem, kas atbilst aprēķina piemēram. Fāzes A strāvas līkne un barošanas avota strāvas līkne attēlotas 3.35. zīm. Kā redzams, fāzes strāvas forma patiesi ir visai tuva sinusoidai, un, tā kā nobīdes leņķis starp strāvu un spriegumu ir tuvs  $70^\circ$ , tad strāvai  $i_d$  ir divas polaritātes.



3.35. zīm. Fāzes A strāvas un avota strāvas  $i_d$  forma trīsfāžu invertora shēmas datormodelī

**Piemērs.**

Trīsfāžu sprieguma invertora ar vadību bez modulācijas barojošais spriegums ir  $U_1=513V$ , zvaigznē savienotās slodzes fāzes  $R=5\Omega$ ,  $L=5mH$ . Noteikt fāzes sprieguma un strāvas efektīvās vērtības, barojošā avota strāvas vidējo vērtību un šīs strāvas momentāno vērtību raksturīgās perioda sestdaļas sākumā un beigās, ja komutācijas frekvence ir  $500Hz$ !

1. Fāzes sprieguma efektīvā vērtība

$$U_f = 0,471U_1 = 241,62V.$$

2. Fāzes sprieguma pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$U_{F(1)} = \frac{2U_1}{\pi\sqrt{2}} = 230,1V.$$

3. Fāzes strāvas efektīvā vērtība

$$I_F = \frac{U_F}{\sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}} = 14,66A;$$

pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$I_{F(1)} = 13,97A;$$

šīs strāvas amplitūda

$$I_{F(1)m} = 19,84A.$$

4. Barošanas avota strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{3I_F^2 R}{U_1} = \frac{3 \cdot 14,66^2 \cdot 5}{513} = 6,28A.$$

5. Slodzes strāvas nobīdes leņķis

$$\varphi = \arctg \frac{2\pi fL}{R} = 72,33^\circ.$$

6. Barošanas strāvas momentānā vērtība perioda sestdaļas sākumā

$$i_{ds} = I_{F(1)m} [\sin(-\varphi) + \sin(-\frac{4\pi}{3} - \varphi)] = 19,84 \cdot (-0,2135) = -4,24A.$$

7. Barošanas avota strāvas momentānā vērtība perioda sestdaļas beigās

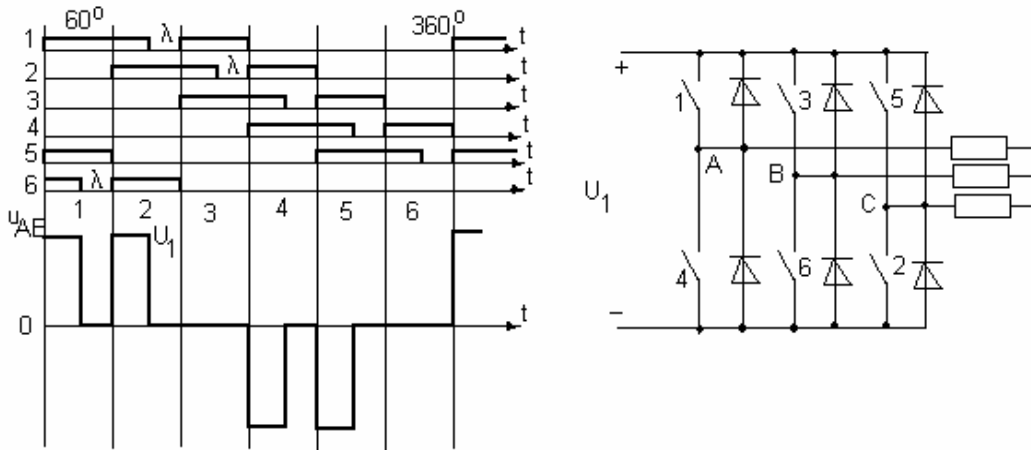
$$i_{db} = I_{F(1)m} [\sin(\frac{\pi}{2} - \varphi) + \sin(\frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{2} - \varphi)] = 19,84 \cdot 0,9528 = 14,67A.$$

### 3.2.7. Trīsfāžu sprieguma invertora regulēšana

Regulēšana nepieciešama, lai nodrošinātu izejas sprieguma efektīvās vērtības atbilstību invertora izejas sprieguma frekvencei. Pie tam kā regulēšanas metode uzskatāma tikai tāda, kas tiek realizēta nemainīga līdzstrāvas barošanas avota sprieguma gadījumā.

Vecākās konstrukcijās izmanto impulsa platuma regulēšanas (IPR) principu, jaunākajās izmanto impulsu platuma modulācijas (IPM) principu. Ja aplūko shēmu ar 6 slēdžiem (3.33.zīm.), tad IPR var realizēt, piemēram, ja viena pusperioda laikā katrs slēdzis vadāmības pirmajā un trešajā  $60^\circ$  intervālā ir pastāvīgi ieslēgts, bet otrajā intervālā ieslēgts tikai uz

intervāla daļu ( $60^\circ - \lambda$ ), kur  $\lambda$  ir atslēgtās pauzes leņķiskais ilgums. Šādu pārslēgšanu ilustrē 3.36. zīm. attēlotās diagrammas.



3.36.zīm. Impulsu platuma regulēšana ar regulējamu vidējo vadāmības intervālu

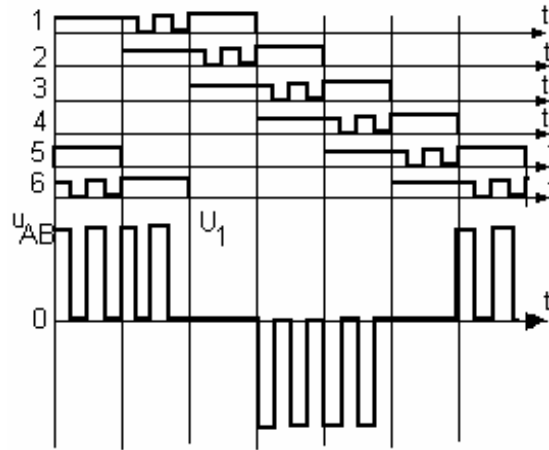
Kā redzams, līnijas sprieguma efektīvā vērtība ir atkarīga no leņķa  $0 \leq \lambda \leq \pi/3$ :

$$U_i = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{60-\lambda} U_1^2 d\alpha} = U_1 \sqrt{\frac{2(\frac{\pi}{3} - \lambda)}{\pi}} = U_1 \sqrt{\frac{2}{3} - 2\frac{\lambda}{\pi}} \quad (3-104)$$

Ja  $\lambda=60^\circ$ , tad izejas spriegums ir nulle; ja  $\lambda=0$ , tad ir maksimālais izejas spriegums.

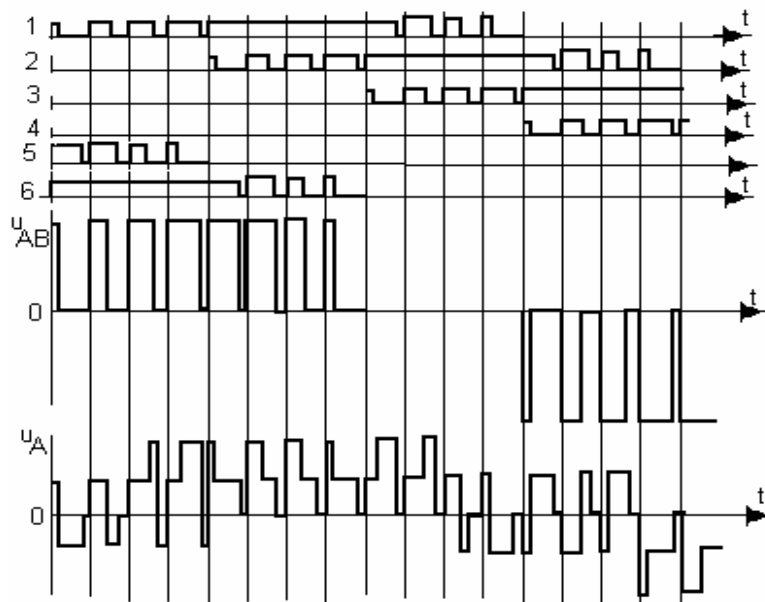
Iespējams arī cits IPR variants: lai radītu pauzi, atslēdz abus vienam barošanas avota polam vienlaikus pieslēgtos slēdžus, piemēram, 1. intervālā atslēdz vienlaikus 1. un 5. slēdzi, atstājot ieslēgtu 6. slēdzi. Šis regulēšanas princips varētu tikt nosaukts par pamatfrekvences IPR.

Izejas sprieguma harmoniskais sastāvs nav labs un pasliktinās mazo frekvenču zonā. Harmonisko sastāvu var uzlabot, ja vidējā intervālā slēdža pārslēgumus veic  $k$  reizes ar periodu  $60^\circ/k$  (3.37.zīm. attēlots gadījums ar  $k=2$ ).



3.37.zīm. IPR ar divkāršu slēdža pārslēgšanu vidējā vadāmības intervālā

Taču arī šajā variantā sprieguma harmoniskais sastāvs nav labs. Būtiski uzlabot harmonisko sastāvu var, ieviešot impulsu platuma modulāciju IPM. Nelietojot augstfrekvences modulāciju, kas saistīta ar palielinātiem jaudas zudumiem slēdžos, IPM var realizēt slēdžu ieslēgtā stāvokļa pirmās un trešās  $60^\circ$  ilgās trešdaļas laikā (sk. 3.38.zīm.). Ja šīs trešdaļas sadala, piemēram, 4 posmos un katrā veic samazināta ilguma slēdža aktīvo darbību, tad fāzes sprieguma līknes vidējā vērtība pārslēgšanas perioda laikā tuvojas sprieguma 1. harmonikas līknei.



3.38.zīm. Modulētā trīsfāžu invertora pārslēgumu un spriegumu līknes

Taču šai variantā ir grūti panākt plašu izejas sprieguma efektīvās vērtības regulēšanas diapazonu, un tādēļ šis variants nav guvis plašu pielietojumu. Efektīgu sprieguma un

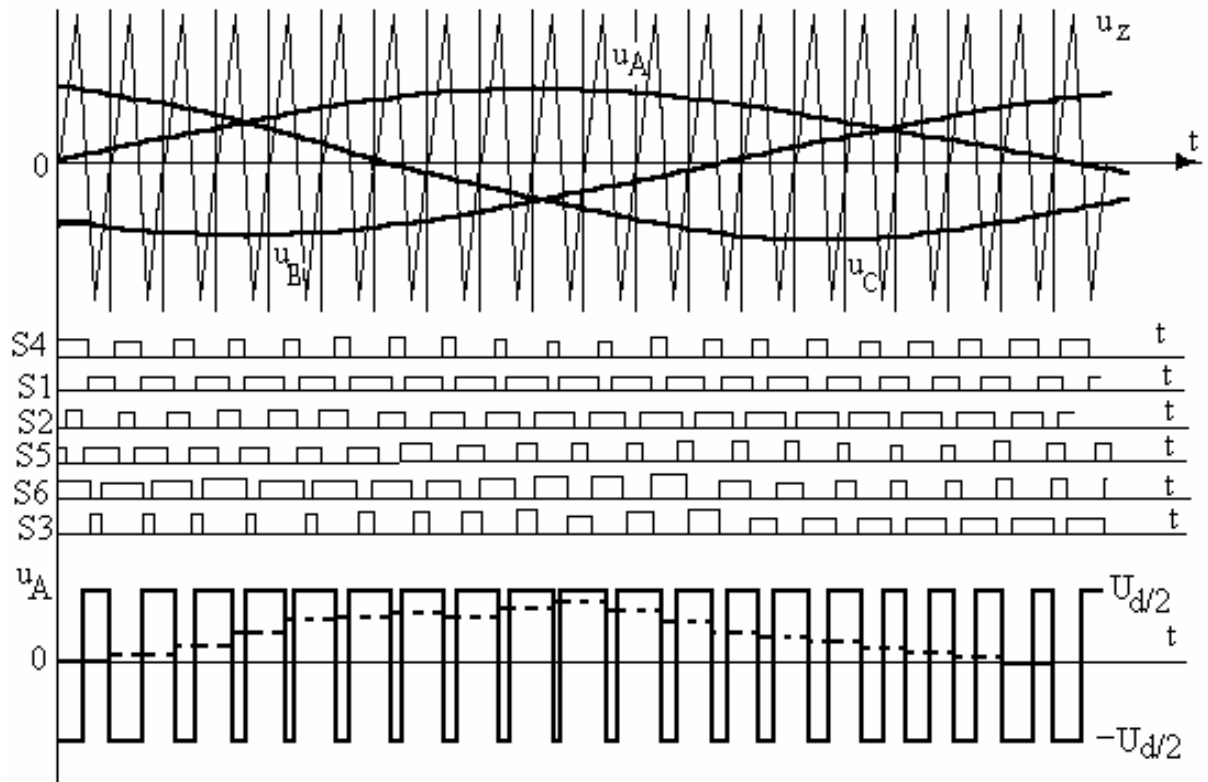
frekvences regulēšanu var panākt, pielietojot trīsfāzu augstfrekvences impulsu platuma modulāciju. Šai variantā pielieto triju sinusoidālu stūrējošo vadības spriegumu, kas fāzē savstarpēji nobīdīti par 120 el. grādiem, salīdzināšanu ar etalonzāģspriegumu (3.39.zīm.). A fāzei atbilstošais stūrējošais spriegums vada slēdžus S1 un S4 (attiecīgos tranzistorus VT1 un VT4), B fāzei atbilstošais stūrējošais spriegums vada slēdžus S3 un S6, C fāzei atbilstošais - slēdžus S5 un S2. Kad attiecīgā stūrējošā sprieguma momentānās vērtības ir lielākas par zāģsprieguma momentānajām vērtībām, tad ieslēgts ir attiecīgās fāzes ar barošanas avota plus polu saistītais slēdzis; kad situācija ir pretēja, tad ieslēgts apakšējais, ar minus polu saistītais slēdzis.

Kā redzams no 3.39.zīm., slodzes fāzes sprieguma vidējās vērtības modulācijas perioda laikā ir atkarīgas no barojošā sprieguma puses un no zāģsprieguma un sinusoidālā vadības sprieguma attiecības:

$$u_f = \frac{U_d}{2U_{zm}} U_{Rm} \sin \omega t, \quad (3-105)$$

kur  $U_{zm}$  - zāģsprieguma amplitūdas vērtība,  $U_{Rm}$  - vadības sprieguma amplitūda. Līnijas spriegums ir  $\sqrt{3}$  reizes lielāks. Fāzes sprieguma pamatharmonikas efektīvā vērtība

$$U_f = \frac{U_d U_{Rm}}{2\sqrt{2}U_{zm}}. \quad (3-106)$$



3.39.zīm. Trīsfāžu IPM ar augstfrekvences zāģspriegumu un A fāzes sprieguma diagramma

**Piemērs.**

Trīsfāžu sprieguma invertora ar sinusoidālo IPM barošanas spriegums  $U_1=513V$ , zvaigznē savienotās slodzes fāzes  $R=5\Omega$ ,  $L=5mH$ . Vadības sistēmas divpolārā zāģsprieguma amplitūda  $U_{zm}=15V$ , frekvence 5 kHz, vadības spriegums vienai fāzei mainās kā  $u_R=10\sin(3140t)$ . Noteikt līnjsprieguma un fāzes sprieguma, kā arī fāzes strāvas efektīvo vērtību!

1. Fāzes sprieguma efektīvā vērtība

$$U_F = \frac{U_1 U_{Rm}}{2\sqrt{2}U_{zm}} = 120,42V.$$

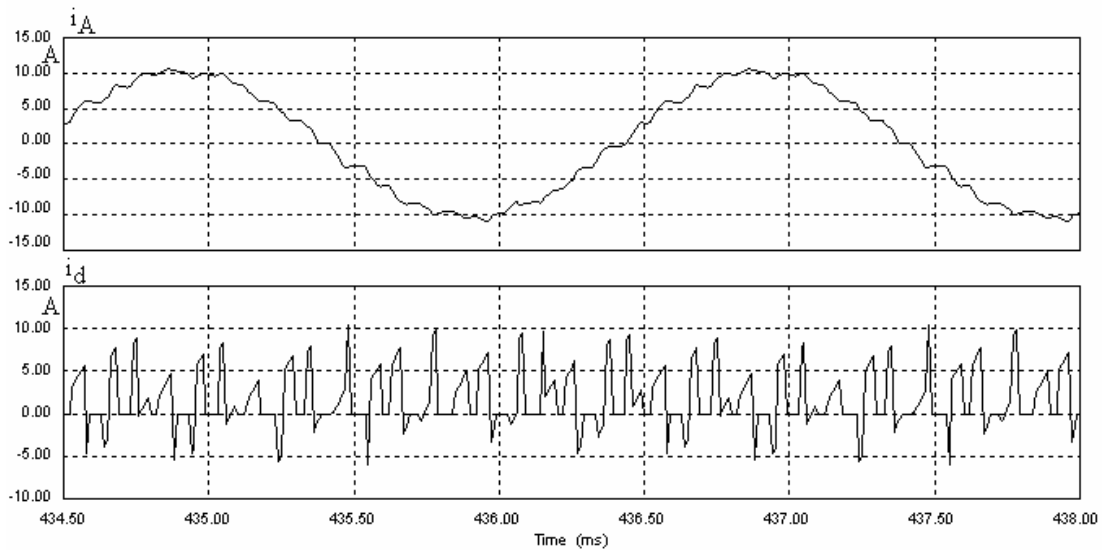
2. Līnjsprieguma efektīvā vērtība

$$U_l = U_F \sqrt{3} = 208,33V.$$

3. Fāzes strāvas efektīvā vērtība

$$I_F = \frac{U_F}{\sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}} = 7,3A.$$

Lai pārbaudītu izklāstīto, trīsfāžu shēmai ar piemērā dotajiem parametriem tika veikta datormodelēšana, kurā iegūtā fāzes strāvas līkne attēlota 3.40. zīm. Kā redzams, strāva ir praktiski sinusoidāla un tās efektīvā vērtība ir 7,25 A, kas apstiprina iegūto izteiksmju precizitāti.

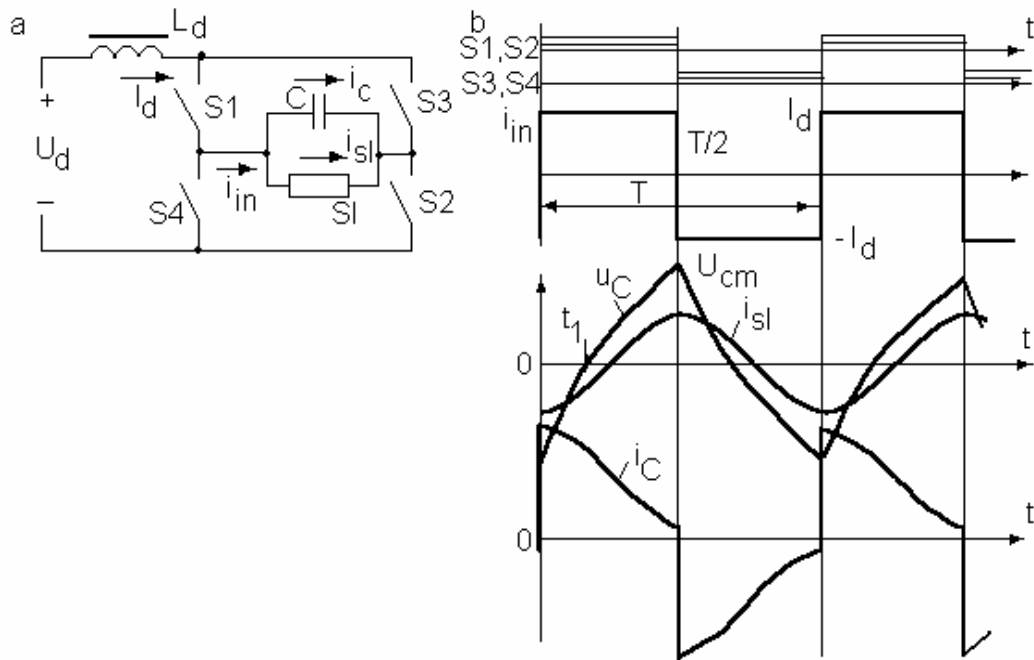


3.40.zīm. Fāzes A strāvas un avota strāvas  $i_d$  līknes trīsfāžu sinusoidāli modulēta invertora datormodelī

## 3.4. Strāvas invertori

### 3.3.1. Strāvas avota invertora darbības princips

Otrs invertora veids ir strāvas avota invertors, kas pārslēdz laikā maz mainīgas līdzstrāvas avota strāvas  $I_d$  polaritāti slodzes ķēdē. Šāda invertora līdzstrāvas barošanas avotam jābūt ar strāvas avota īpašībām, ko panāk, ieslēdzot avota ķēdē lielas induktivitātes drošeli  $L_d$  (sk. 3.41.zīm.). Kad ieslēgti slēdži S1 un S2, invertētā strāva ir ar pozitīvu zīmi ( $i_{in} = I_d$ ); kad ieslēgti slēdži S3,S4, tad ar negatīvu zīmi ( $i_{in} = -I_d$ ).



3.41.zīm. Vienfāzes strāvas invertora vienkāršota shēma (a) un diagrammas (b)

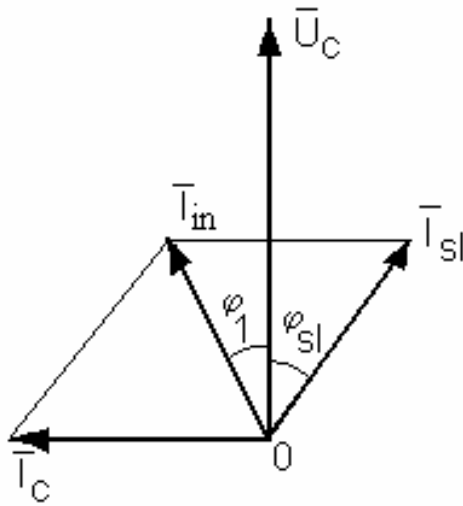
Tā kā slodze ne vienmēr spēj darboties ar lēcienveidīgi mainīgu strāvu, tad ir obligāti slodzi šuntēt ar kondensatoru C, kurš spēj uzņemt lēcienveidīgi mainīgas strāvas impulsus.

Kondensatora spriegums  $u_c$  atpaliek laikā (fāzē) par sprīdi  $t_1$  (sk. 3.41.zīm.b). Savukārt aktīvi induktīvas slodzes strāva  $i_{sl}$  atpaliek fāzē no kondensatora sprieguma  $u_c$ . Kondensatora strāva šeit

$$i_c = i_{in} - i_{sl} \quad (3-107)$$

un mainās pārslēgumu brīžos ar lēcieni.

Kā redzams no diagrammām (3.41.zīm.b), strāvas un spriegumi ir nesinusoidāli. Taču pirmajā tuvinājumā signālu izmaiņas var aplūkot kā sinusoidālas. Tad strāvas invertora procesus attēlo vektoru diagramma, kas attēlota 3.42. zīm.



3.42.zīm. Strāvas invertora vektoru diagramma

Lietojot šo pieņēmumu, strāvas invertora enerģētiskās sakarības var tikt atrastas no izteiksmēm

$$U_d \cdot I_d = I_{sl}^2 \cdot R = \frac{U_c^2 \cdot R}{z_{sl}^2}, \quad (3-108)$$

$$U_d \cdot I_d = U_c \cdot I_{sl} \cdot \cos \varphi_{sl} = U_c \cdot I_{in} \cdot \cos \varphi_1, \quad (3-109)$$

kur  $I_{sl}$ ,  $U_c$  - slodzes strāvas un sprieguma efektīvās vērtības;  $I_{in}$  - invertētās strāvas efektīvā vērtība;  $R$ ,  $z_{sl}$ ,  $\cos \varphi_{sl}$  - slodzi raksturojošie parametri;  $\cos \varphi_1$  - nobīdes leņķis starp invertēto strāvu un kondensatora spriegumu.

Šeit  $\varphi_{sl}$  var aprēķināt kā

$$\varphi_{sl} = \arctg \frac{\omega L}{R},$$

kur  $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ ,  $T$  - slēdžu pārslēgšanas periods.

Tā kā  $I_d$  un  $I_{in}$  ir vienādi pēc vērtības, tad no (3-109) var iegūt, ka

$$U_c = \frac{U_d}{\cos \varphi_1}. \quad (3-110)$$

Šī pēdējā izteiksme labi raksturo slodzes sprieguma atkarību. Lai panāktu nemainīgu  $U_c$  (slodzes spriegumu) pie slodzes izmaiņām, jāpanāk nemainīgs leņķis  $\varphi_1$ . Ja leņķis palielinās, tad izejas spriegums pieaug. Šai gadījumā jāpieslēdz papildus inductīva slodze, lai samazinātu leņķi  $\varphi_1$ .

No vektoru diagrammas (3.42.zīm.), ievērojot  $I_{in}$  un  $I_d$  sakarību,

$$I_d^2 = (I_{sl} \cos \varphi_{sl})^2 + (I_c - I_{sl} \sin \varphi_{sl})^2.$$

Aprēķinot  $I_d$  vērtību, var iegūt tuvinātu sakarību starp  $I_d$  un  $U_d$  atkarībā no slodzes parametriem:

$$I_d = \frac{U_d \left( 1 + \omega^2 C^2 z_{sl}^2 - 2\omega C \sqrt{z_{sl}^2 - R^2} \right)}{R} \quad , \quad (3-111)$$

bet, aprēķinot  $U_c$  vērtību, - tuvinātu sakarību starp  $U_{sl}$  un  $U_d$  :

$$U_c = U_{sl} = \frac{U_d \cdot z_{sl}}{R} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 z_{sl}^2 - 2\omega C \sqrt{z_{sl}^2 - R^2}} \quad . \quad (3-112)$$

Savukārt  $\cos\varphi_1$  var aprēķināt kā

$$\cos\varphi_1 = \frac{R}{z_{sl} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 z_{sl}^2 - 2\omega C \sqrt{z_{sl}^2 - R^2}}} \quad . \quad (3-113)$$

Izmantojot iegūtās izteiksmes, var aprēķināt relatīvo ieejas droseles strāvu  $I_d^* = I_d R / U_d = f(z_{sl}/R)$ , relatīvo kondensatora spriegumu  $U_C^* = U_C / U_d$  un  $\cos\varphi_1$  kā funkciju no slodzes impedances un rezistances attiecības  $z^*$ . 3.43.zīm. attēlotas minētās sakarības pie  $R=5 \Omega$  un  $\omega C$  dažādām vērtībām.

Kā redzams no līknēm, parametru  $I_d^*$  un  $U_C^*$  atkarība no  $z^*$  ir pietiekoši sarežģīta, taču,  $z^*$  pieaugot, arī  $I_d^*$  un  $U_C^*$  sāk stipri pieaugt. Jo mazākas ir  $\omega C$  vērtības, jo pieaugums sākas pie lielākām  $z^*$  vērtībām. Kas attiecas uz  $\cos\varphi_1$ , tad, palielinoties  $z^*$ ,  $\cos\varphi_1$  samazinās, sasniedzot ļoti mazas vērtības pie  $z^*=10$  un vairāk.

Minētās līknes arī apliecina, ka strāvas invertoram, lai stabilizētu tā darbību, tomēr nepieciešama nepārtraukta slodzes parametru regulēšana, kuras būtība jau definēta iepriekš: nepieciešams stabilizēt leņķi  $\varphi_1$ . Tad  $U_C^*$  ir konstants, bet  $I_d^*$  mainās apgriezti proporcionāli attiecībā pret  $z^*$ . Tātad, ja  $R=\text{const}$ , tad, pieaugot slodzes reaktancei,  $I_d$  vērtības samazinās.

Tā kā slodzi šuntē kondensators, uz slēdžiem, kuri tiek aizvērti, veidojas reversais spriegums. Tā, ieslēdzot S1,S2 un vienlaikus izslēdzot S3,S4, uz pēdējiem veidojas reversais spriegums, kad pozitīvā polaritāte ir uz slēdžu apakšējiem poliem. Šādas polaritātes reversais spriegums saglabāsies, līdz kondensatora C (3.41.zīm) spriegums neizmainīs polaritāti (sākotnēji labējā plate ir pozitīvi lādēta attiecībā pret kreiso).

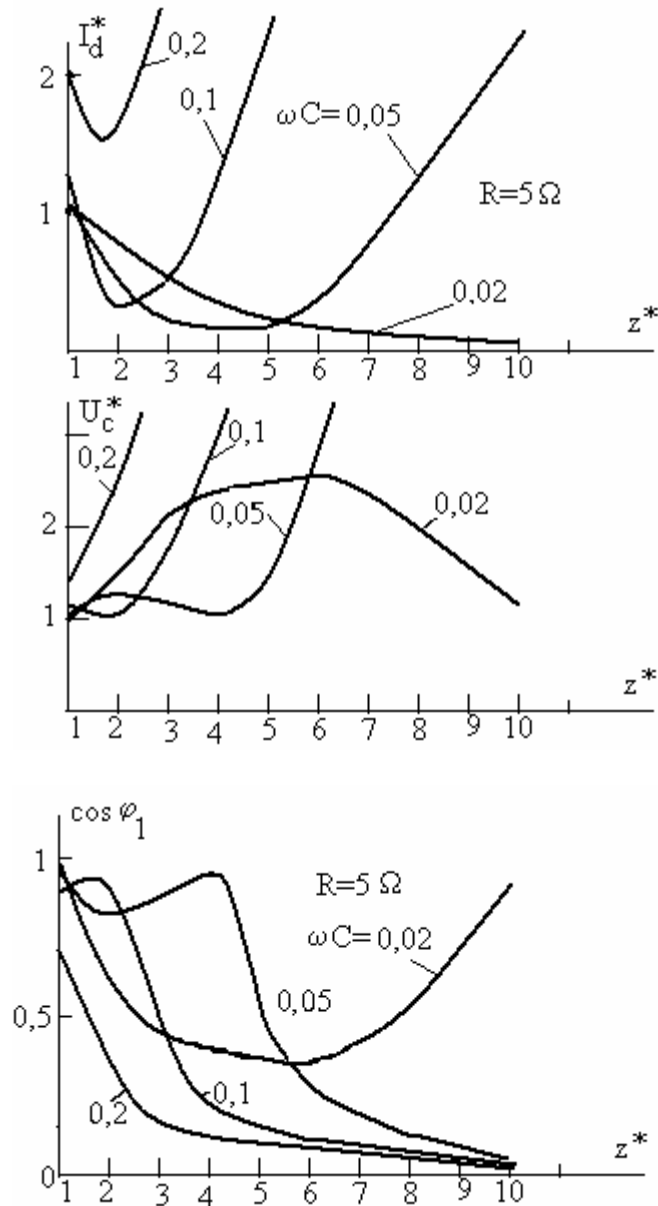
Savukārt, kad ieslēgs S3,S4 un vienlaikus izslēgs S1,S2, tad reversais spriegums veidosies uz pēdējiem diviem slēdžiem. Reversā sprieguma eksistences laiks ir atkarīgs no leņķa  $\varphi_1$ :

$$t_R = \frac{\varphi_1}{\omega} \quad .$$

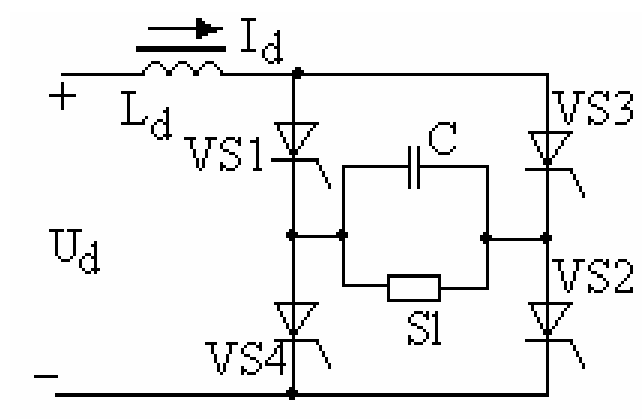
Ievērojot to, ka tiristoru aizvēršanai līdzstrāvas ķēdēs nepieciešams pieslēgt tiem paralēli sprostsprieguma virzienā uzlādētus kondensatorus, strāvas invertora slēdžus var veidot uz tiristoru bāzes (sk. 3.44.zīm.). Ik pēc pusperioda ieslēdzot jaunu tiristoru pāri, uz iepriekšējo veidojas kondensatora spriegumam atbilstošs sprostspriegums, kura iedarbes laikam jābūt lielākam par tiristora izslēgšanās laiku, t.i.,

$$t_R = \frac{\varphi_1}{\omega} > t_{zsl} \quad . \quad (3-114)$$

Kā redzams, ja  $\omega$  aug un  $\varphi_1$  ir nemainīgs, tad sprostsprieguma darbības laiks kļūst aizvien mazāks un var kļūt mazāks par  $t_{izsl}$ . Tādā gadījumā notiks invertora īsslēgšana, kuru jāatslēdz aizsardzībai. Piemēram, ja tiek uzturēts leņķis  $\varphi_1=45^\circ$  un  $t_{izsl}=50 \mu s$ , tad maksimālā invertora darba frekvence  $f_{max}=2,5 \text{ kHz}$ . Tā ir samērā maza maksimālā darba frekvence.



3.43.zīm. Vienfāzes strāvas invertora ieejas relatīvās strāvas, slodzes relatīvā sprieguma un invertora ķēdes  $\cos \varphi_1$  atkarība no slodzes impedances un rezistances attiecības pie dažādiem  $\omega C$



3.44.zīm. Vienfāzes tiristoru strāvas invertora shēma

**Piemērs.**

Vienfāzes strāvas invertora barojošais spriegums ir  $U_1=200\text{V}$ , slodzes pretestība  $R=5\Omega$ , induktivitāte  $L=10\text{mH}$ , slodze šuntēta ar kondensatoru  $C=15\mu\text{F}$ . Noteikt slodzes strāvas un sprieguma efektīvo vērtību, kā arī barojošā avota strāvas vidējo vērtību  $I_d$ , ja komutācijas frekvence  $f=500\text{Hz}$ !

1. Slodzes strāvas nobīdes leņķis pret kondensatora spriegumu

$$\varphi_{sl} = \arctg \frac{2\pi f L}{R} = \arctg 6,28;$$

no šejienes

$$\varphi_{sl} = 80,95^\circ.$$

2. Kondensatora strāvas efektīvā vērtība

$$I_C = U_C \omega C = 0,0471 U_C.$$

3. Slodzes strāvas efektīvā vērtība

$$I_{sl} = \frac{U_C}{\sqrt{R^2 + (2\pi f L)^2}} = 0,0315 U_C.$$

4. Invertējamās strāvas efektīvā vērtība

$$I_{in} = \sqrt{(I_{sl} \cos \varphi_{sl})^2 + (I_C - I_{sl} \sin \varphi_{sl})^2} = \frac{16,76}{10^3} U_C.$$

5. Nobīdes leņķis starp invertējamo strāvu un kondensatora spriegumu

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{I_C - I_{sl} \sin \varphi_{sl}}{I_{in}} = 72,58^\circ.$$

6. Slodzes sprieguma efektīvā vērtība

$$U_C = U_{sl} = \frac{U_d}{\cos \varphi_1} = 668,4\text{V}.$$

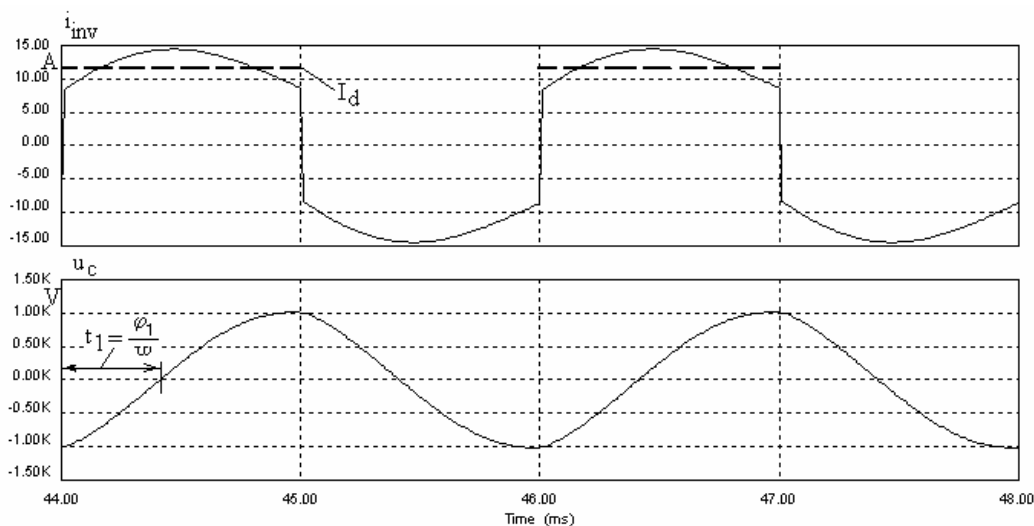
7. Slodzes strāvas efektīvā vērtība

$$I_{sl} = 0,0315 \cdot 668,4 = 21,05\text{A}.$$

8. Barojošā avota strāvas vidējā vērtība

$$I_d = \frac{I_{sl}^2 R}{U_1} = 11,08\text{A}.$$

Lai pārlicinātos par izteiksmju pareizību, tika veikta shēmas datormodelēšana pie aprēķina piemēra parametriem un iegūtās līknes attēlotas 3.45. zīm. Kā redzams, kondensatora sprieguma amplitūda ir 1 kV, bet efektīvā vērtība ir 704 V, kas gandrīz saskan ar aprēķinu.



3.45.zīm. Vienfāzes strāvas invertora invertētās strāvas un kondensatora sprieguma līknes datormodelēšanā

### 3.3.2. Trīsfāžu strāvas invertori

Trīsfāžu strāvas invertorus veido ar 6 slēdžiem (parasti kā slēdžus lieto tiristorus), no kuriem 3 pieslēgti negatīvajai barošanas avota spaipei un veido katodu grupu, bet 3 pievienoti avota ķēdē ieslēgtās droseles  $L_d$  brīvajam izvadam, veidojot anoda grupu (3.46.zīm.).

Starp 3 līniju spriegumiem  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{CA}$  attiecīgi ieslēgti kondensatori  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$ , kuri uztver ar lēcieni invertētās strāvas attiecīgo fāzu ieejas ķēdēs. Slodzes ķēde var tikt saslēgta, piemēram, zvaigznē.

Tā kā avota ķēdes strāva ir nepārtraukta, tad katrs no slēdžiem var tikt ieslēgts tikai ar  $120^\circ$  vadāmības leņķi periodā. Pie tam vienmēr vienlaikus ieslēgti ir tikai divi slēdži: viens anodgrupā un viens katodgrupā. Slēdžu ieslēgšanas secība ir sekojoša:  $S1+S2$ ;  $S2+S3$ ;  $S3+S4$ ;  $S4+S5$ ;  $S5+S6$ ;  $S6+S1$ ...

Līnjspriegumi ir vienādi ar kondensatoru spriegumiem, bet pēdējo momentāno vērtību izmaiņas nosaka to strāvas, kas anodgrupai veidojas kā  $I_d$  un attiecīgās fāzes strāvas starpība plus vēl viena kondensatora strāva. Piemēram, kad ieslēgts slēdzis  $S1$ , tad

$$i_{C1} = I_d - i_A + i_{C3} \quad ,$$

kad ieslēgts  $S3$ , tad

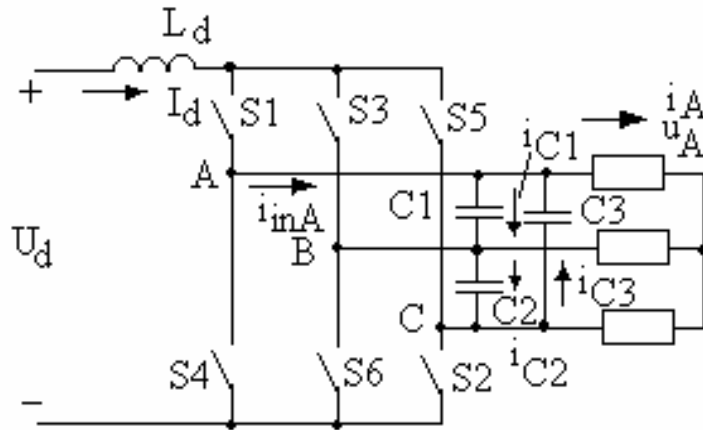
$$i_{C2} = I_d - i_B + i_{C1} \quad ,$$

kad ieslēgts  $S5$ , tad

$$i_{C3} = I_d - i_C + i_{C2} \quad .$$

Invertora līnjsprieguma  $u_{AB}$ , kondensatora  $C1$  un fāzes A invertētās strāvas diagrammas pie  $U_d=300$  V,  $f=500$ Hz,  $R=5$   $\Omega$ ,  $L=5$  mH un  $C=10$  $\mu$ F attēlotas 3.47.zīm. A fāzes invertētās strāvas momentānās vērtības ir atkarīgas no slēdžu  $S1$  un  $S4$  darba secības un avota strāvas  $I_d$ . Kā redzams no diagrammām, invertētās strāvas efektīvo vērtību var noteikt kā

$$I_{inA} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3-115)$$

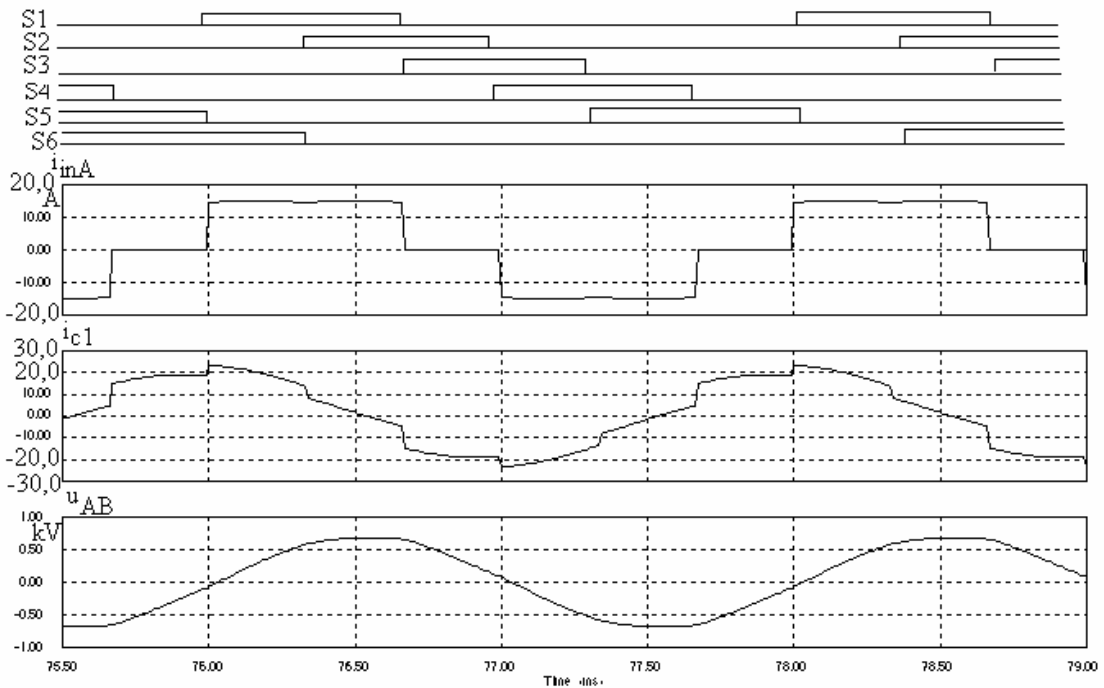


3.46.zīm. Trīs fāžu strāvas invertora shēma

Izejot no aktīvo jaudu vienādības invertora ieejā un izejā, var rakstīt, ka

$$P_d = U_d I_d = 3 U_A I_A \cos \varphi_{sl} \quad (3-116)$$

kur  $U_A$ ,  $I_A$  – fāzes sprieguma un strāvas efektīvās vērtības,  $\varphi_{sl}$  – nobīdes leņķis starp fāzes sprieguma un strāvas pamatharmoniskajām.



3.47. zīm. Trīsfāžu strāvas invertora fāzes A invertētās strāvas, līnisprieguma  $u_{AB}$  un kondensatora  $C_1$  strāvas līknes piemērā ar  $U_d=300$  V,  $f=500$ Hz, slodzes  $R=5\Omega$ ,  $L=5$ mH,  $C=10\mu$ F

Kā redzams no 3.47.zīm., līnispriegumu līknes šai invertorā ir tuvas sinusoidai. Tādēļ arī kondensatoru strāvas ir praktiski sinusoidālas formas. Tas atvieglo aptuvenu šādu shēmu aprēķinu, pielietojot sinusoidālu signālu ķēžu aprēķinu metodes.

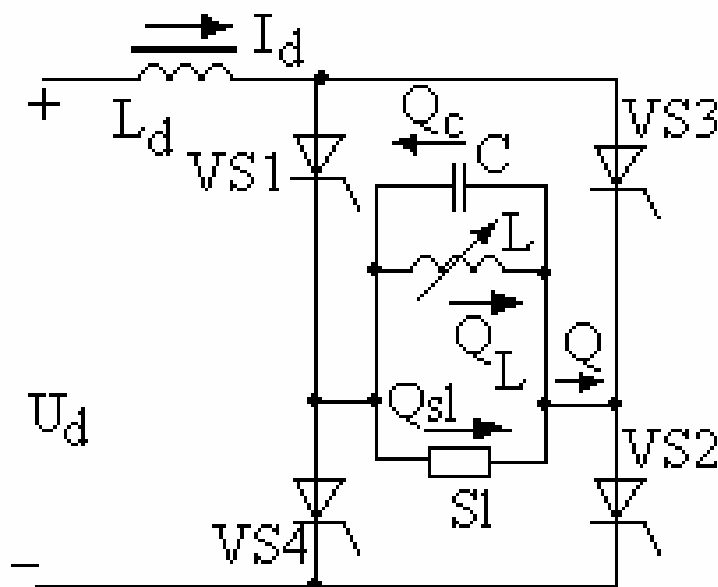
Arī trīsfāžu strāvas invertorus var izveidot, slēdžus aizstājot ar tiristoriem. Pretspriegumus izslēgšanas brīžos uz tiristoriem nosaka līnispriegumi, sākot ar amplitūdas vērtību izslēgšanās brīdī. Tas nodrošina sevišķi labus komutācijas apstākļus.

### 3.3.3. Autonomā strāvas invertora sprieguma regulēšana

Autonomā strāvas invertora gadījumā slodzes spriegums ir atkarīgs gan no līdzstrāvas avota sprieguma  $U_d$ , gan no slodzes rakstura, kas izpaužas kā nobīdes leņķis starp invertētās strāvas pirmo harmonisko un kondensatora spriegumu:

$$U_{sl} = \frac{U_d}{\cos\varphi_1}$$

Kā redzams, ja  $U_d=\text{const}$ , tad izejas sprieguma efektīvā vērtība būs atkarīga tikai no leņķa  $\varphi_1$ : ja tas būs konstants, tad izejas spriegums arī būs konstants. Šādu režīmu var nodrošināt ar regulējošo iekārtu, kuras sastāvā būtu paralēli saslēgti kondensators un regulējama drosele. Pēdējo var izveidot, ieslēdzot droseles ķēdē tiristoru maiņstrāvas regulatoru (sk. 3. 48. zīm.).



3.48.zīm. Reaktīvo jaudu plūsmas tiristoru vienfāzes strāvas invertorā

Tā kā aktīvā jauda

$$P_d = U_d \cdot I_d \quad ,$$

bet kopējā jauda

$$S = U_C \cdot I_{in} \quad ,$$

kur  $I_{in}$  ir invertētās strāvas efektīvā vērtība, tad  $\cos \varphi_1 = \frac{P_d}{S}$  . (3-117)

Nepieciešamā reaktīvā jauda var tikt aprēķināta kā

$$Q = \sqrt{S^2 - P_d^2} = I_d \sqrt{U_C^2 - U_d^2} \quad . \quad (3-118)$$

Savukārt  $Q$  sastāv no (3.48.zīm.)

$$Q = -Q_C + Q_L + Q_{sl} \quad , \quad (3-119)$$

kur  $Q_C$  ir kondensatora reaktīvā jauda,  $Q_L$  - regulējamās droseles reaktīvā jauda,  $Q_{sl}$  - slodzes reaktīvā jauda. Ievērojot sakarību (3-118), droseles reaktīvā jauda var tikt aprēķināta kā

$$Q_L = I_d \sqrt{U_C^2 - U_d^2} + Q_C - I_{sl} \cdot U_C \sin \varphi_{sl} \quad . \quad (3-120)$$

Tā kā nepieciešams stabilizēt  $U_C$  , bet  $U_d$  var pieņemt nemainīgu, tad  $Q_C$  pie konstanta  $U_C$  ir nemainīga , bet  $Q_L$  ir tieši atkarīga tikai no  $I_d$  un  $I_{sl} \cdot \sin \varphi_{sl}$  . Lai automatizētu regulēšanu, var pieņemt šādu algoritmu: kad slodzes spriegums aug, tad jāpalielina regulējamās droseles reaktīvā jauda, t.i., jāsamazina maiņstrāvas regulatora regulēšanas leņķis  $\alpha$ . Noteikti jākontrolē leņķa  $\varphi_1$  minimāli pieļaujamā vērtība, kas nodrošina normālu tiristoru komutāciju.

### 3.4. Rezonances invertori

Rezonances invertoros RI virknē slodzes ķēdē slēgti drosele, kondensators un slodzes elements. Procesus šai ķēdē , ko periodiski pārslēdz pusvadītāju slēdži, nosaka parametru attiecības un vadības iedarbes, kuras nosaka šie slēdži.

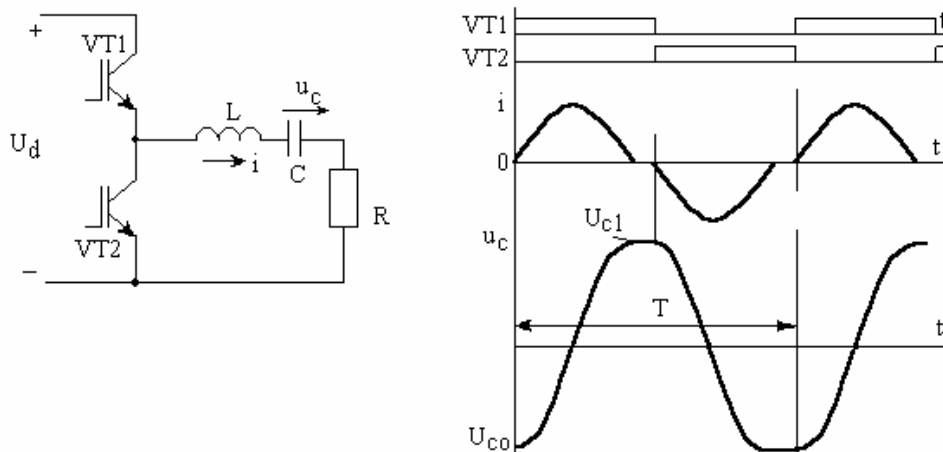
Kā piemēru aplūkosim 3.49. zīm. attēloto shēmu, kurā enerģija no līdzstrāvas barošanas avota tiek pievadīta tikai vienā invertora darbības pusperiodā, kad ieslēgts tranzistors VT1, t.i., shēma var tikt klasificēta kā viena pusperioda RI. Kad VT1 ieslēgts, tad caur droseli L un slodzes rezistoru R notiek kondensatora C uzlāde ar pozitīvas polaritātes beigu spriegumu  $U_{C1}$  (kreisā plate pozitīvi lādēta attiecībā pret labējo). Otrajā pusperiodā ieslēdz tranzistoru VT2 un realizē kondensatora C izlādi caur droseli L un tai virknē slēgto slodzi. Strāva  $i$  ir ar mīnus zīmi, un notiek kondensatora pārlāde, kuras beigās polaritāte uz platēm ir pretēja sākotnējai. Kondensatora pārlādes beigu spriegums  $U_{C0}$  ir nosacīti negatīvas polaritātes.

Rezonances invertora darbība var norisināties normāli tikai tad, ja ķēdes parametri nodrošina svārstību procesu, t.i., jābūt

$$\frac{1}{LC} > \left( \frac{R}{2L} \right)^2 = \delta^2 \quad , \quad (3-121)$$

kur  $\delta$  pieņemts saukt par rimšanas faktoru. Kēdes pašsvārstību frekvence

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2} \quad (3-122)$$



3.49.zīm. Rezonanses invertora shēma un darbību raksturojošas diagrammas pie  $\omega_V < \omega$

Ja vadības leņķiskā frekvence  $\omega_V = 2\pi/T$  ir mazāka par  $\omega$ , tad iegūst slodzes strāvas pārtrauktās darbības režīmu. Ja  $\omega_V = \omega$ , tad iegūst robežgadījumu, kad strāva ir nepārtraukta un praktiski sinusoidāla. Šis ir arī vēlāmais darbības režīms, tādēļ tālāk analizēsīm tieši šādu gadījumu.

Kad ieslēdz tranzistoru VT1, tad strāvas vērtība  $i=0$ , bet sprieguma vērtība  $u_C = U_{C0}$ . Tādējādi strāvas momentāno vērtību izmaiņas apraksta vienādojums

$$i = e^{-\delta t} (A \sin \omega t + B \cos \omega t) \quad (3-123)$$

kas, ievērojot sākuma noteikumus, transformējas veidā

$$i = e^{-\delta t} \frac{U_d - U_{C0}}{\omega L} \sin \omega t \quad (3-124)$$

Savukārt droseles spriegums

$$u_L = L \frac{di}{dt} = e^{-\delta t} (U_d - U_{C0}) \left( \cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) \quad (3-125)$$

Pirmā pusperioda beigās kondensatora C spriegums

$$U_{C1} = U_d - (u_L)_{t=\frac{\pi}{\omega}}$$

Ievērojot  $u_L$  vērtību, spriegums

$$U_{C1} = U_d + (U_d - U_{C0}) e^{-\frac{\delta\pi}{\omega}} \quad (3-126)$$

Otrajā pusperiodā strāva (pieņemts, ka arī šī pusperioda sākumā  $i=0$ )

$$i = e^{-\delta t} \frac{U_{C1}}{\omega L} \sin \omega t \quad . \quad (3-127)$$

Tā kā kondensatora strāvas , t.i., strāvas  $i$  , vidējā vērtība ir nulle, tad , integrējot abas strāvas izteiksmes,

$$U_d - U_{C0} = U_{C1} \quad ,$$

vai, ievērojot  $U_{C1}$  izteiksmi,

$$U_{C0} = -U_d \frac{e^{-\delta \frac{\pi}{\omega}}}{1 - e^{-\delta \frac{\pi}{\omega}}} \quad . \quad (3-128)$$

Strāvas  $i$  amplitūdas vērtība pirmajā pusperiodā

$$I_M = e^{-\delta \frac{\pi}{2\omega}} \frac{U_d}{\left(1 - e^{-\delta \frac{\pi}{\omega}}\right) \omega L} \quad , \quad (3-129)$$

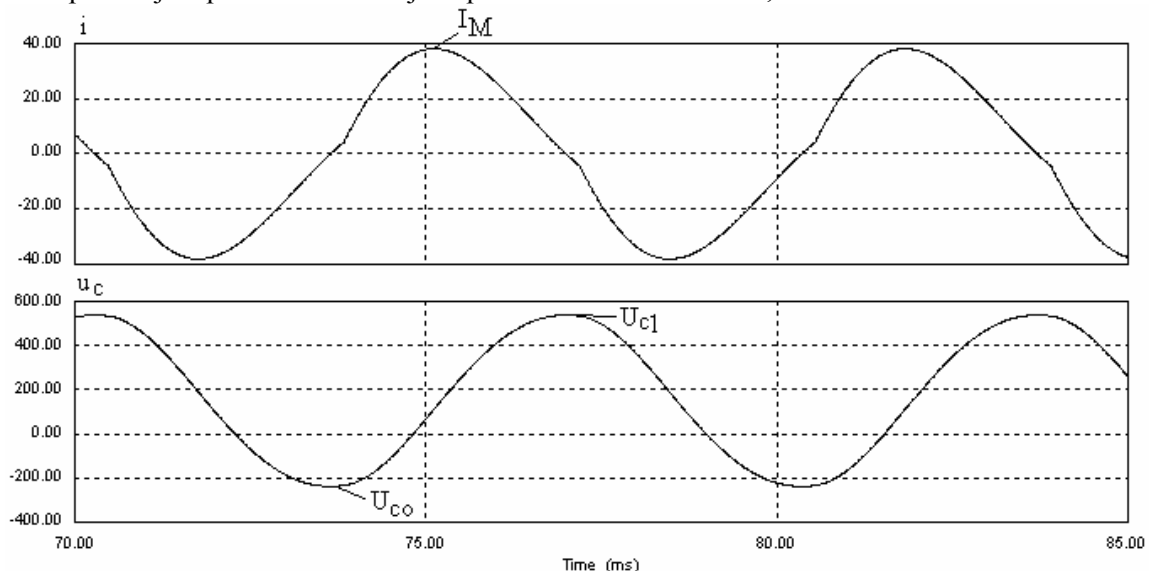
strāvas efektīvā vērtība

$$I_e = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$$

un slodzes sprieguma efektīvā vērtība

$$U_R = I_e \cdot R = \frac{I_M}{\sqrt{2}} R \quad . \quad (3-130)$$

Minētās izteiksmes ļauj aprēķināt nepieciešamos parametrus. Piemēram, ja  $U_d=300$  V,  $L=10$  mH,  $C=100$   $\mu$ F un  $R=5$   $\Omega$  , tad pie  $\omega_v = \omega=937,5$  1/s pēc izteiksmēm kondensatora ekstremālie spriegumi  $U_{C1}=528,8$  V un  $U_{C0}= -229$  V, slodzes strāvas efektīvā vērtība ir 26,1 A, slodzes sprieguma efektīvā vērtība ir 130,7 V. 3.50. zīm. attēlotas slodzes strāvas un kondensatora sprieguma līknes aplūkotajam piemēram ar dotajiem parametriem. Kā redzams, sakritība ir laba.



3.50. zīm. Datormodelī iegūtās slodzes strāvas un kondensatora sprieguma līknes aprēķinu piemēram

Ja vadības frekvence ir zemāka par ķēdes rezonanses frekvenci, tad slodzes sprieguma efektīvā vērtība samazinās attiecībā pret aprēķināto. Šai shēmā nav iespējams darboties ar  $\omega_v > \omega$ , jo tad tranzistora ieslēgšanas brīdī slodzes ķēdes strāvas momentānā vērtība vienmēr būs ar tranzistora vadāmībai pretēju virzienu, kas neatbilst shēmas pārslēgšanās principiem. Lai nodrošinātu shēmas darbību šai vadīšanas režīmā, katrs tranzistors jāšuntē ar reversa virziena diodi un barošanas avota ķēdei jābūt ar divvirziena vadāmības īpašībām (iespējams shēmas ieeju šuntēt ar lielas kapacitātes kondensatoru).

Ja shēmā tranzistori šuntēti ar diodi un  $\omega_v < \omega$ , tad,  $U_{C1}$  pārsniedzot  $U_d$ , notiek kondensatora svārstību atlāde caur tranzistoru VT1 šuntējošo diodi un barojošā sprieguma ķēdi. Šāda atlāde samazina kondensatora sprieguma  $U_{C0}$  absolūto vērtību, savukārt kondensatora polaritāte pēc svārstību procesa caur VT2 var pat būt pozitīva, kas būtiski izmainīs procesu gaitu.

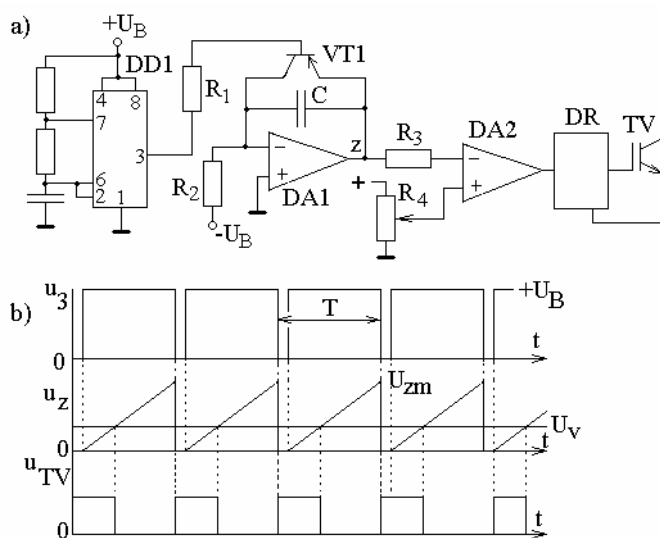
Rezonanses invertori var tikt veidoti arī pēc citām shēmām (piemēram, tiltiņa). Jāatzīmē, ka, darbojoties robežgadījumā vai pie pazeminātas vadības frekvences, slēdža izslēgšanās un ieslēgšanās notiek pie nulles strāvas vērtības, kas būtiski atvieglo slēdža darbību. Tas ir viens no RI lietošanas pozitīvajiem aspektiem.

### 3.5. Komutējamo pārveidotāju vadības sistēmas

Komutējamo pārveidotāju vadības sistēmas galvenais elements ir takts ģenerators, kura ģenerēto impulsu frekvenci var brīvi regulēt pietiekami plašā diapazonā. Modernajās energoelektroniskajās tehnoloģijās kā labākais takts ģenerators var tikt uzskatīts taimers-mikroshēma, kuras ieejā notiek kondensatora uzlāde un izlāde caur rezistoru ķēdēm, bet izejas spaide periodiski pārslēdzas pie noteiktiem kondensatora sprieguma līmeņiem.

Otrs svarīgākais ir zāģsprieguma mezgls, kurā, atkarībā no pārveidotāja funkcijām, tiek formēts vienpolārs vai divpolārs zāģspriegums. Parasti zāģspriegumu veido uzlādējot-izlādējot (vienpolāra zāģsprieguma gadījumā) vai pārlādējot kondensatoru (divpolāra zāģsprieguma gadījumā).

Ja jāvada parastais tranzistoru impulsregulators, tad vadības shēma var tikt izveidota, kā parādīts 3.51.zīm. Šeit takts ģenerators (timers DD1) izejā 3 ģenerē periodiskus un periodā īslaicīgus zema līmeņa sprieguma signālus.



3.51.zīm. Tranzistoru impulsregulatora vadības sistēmas shēma (a) un signālu diagrammas (b)

Taimera izeja 3 caur rezistoru  $R_1$  savienota ar zāģsprieguma ģenerators kondensatora  $C$  izlādes tranzistora  $VT_1$  bāzi. Kad taimera izejā ir augsta līmeņa signāls, tad  $VT_1$  ir aizvērts un notiek kondensatora  $C$  uzlāde ar rezistora  $R_2$  un barošanas sprieguma  $U_B$  noteikto strāvu. Spriegums uz kondensatora platēm pieaug laikā lineāri līdz taimera izejā parādās nulles līmeņa signāls, kas izraisa  $VT$  atvēršanos un kondensatora  $C$  praktiski momentānu izlādi. Tā veidojas periodisks zāģspriegums ar amplitūdu

$$U_{zm} = \frac{U_B T}{R_2 C} \quad , \quad (3-131)$$

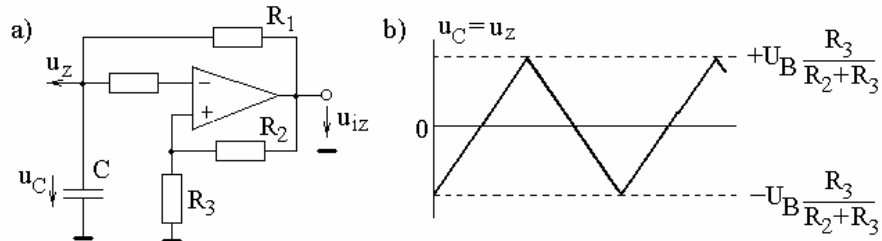
kur takts ģenerators signālu periods  $T$  jāņem mazāks par  $R_2 C$ .

Komparatorā  $DA_2$  zāģspriegums tiek salīdzināts ar līdzsprieguma vadības signālu  $U_v$ , ko saņem no potenciometra  $R_4$ . Kad zāģsprieguma momentānās vērtības ir mazākas par  $U_v$ , tad  $DA_2$  izejā ir augsta loģiskā līmeņa signāls, kas aktivē “draiveri”  $DR$ , pievadot vadāmajam tranzistoram  $VT$  bāzes-emitera signālu, kas to ieslēdz. Tātad relatīvais  $VT$  ieslēgšanas ilgums periodā

$$\gamma = \frac{U_v}{U_{zm}} \quad 0 \leq U_v \leq U_{zm} \quad . \quad (3-132)$$

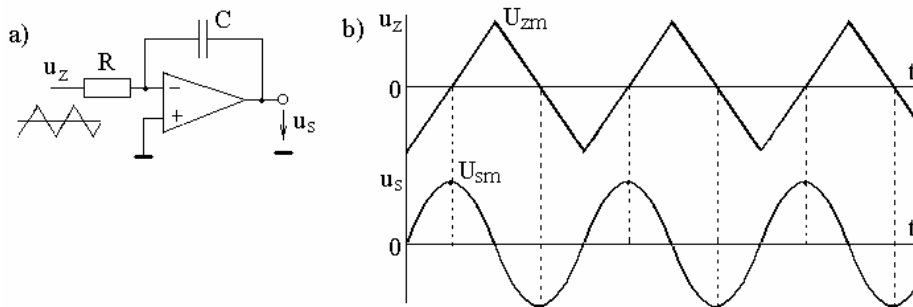
Reversīva impulsregulatora vadībai jāveido divpolārs simetrisks zāģspriegums. Arī šai gadījumā kā takts ģenerators var darboties taimeris, taču, lai panāktu simetrisku zāģspriegumu, ar kondensatoru  $C$  aptvertā operacionālā pastiprinātāja ieejā caur rezistoru jāpievada pilnīgi simetrisks divpolārs taisnstūrveida spriegums. Šādu spriegumu iegūt ir grūti.

Tāpēc labāk kā divpolārā zāģsprieguma ģenerators pieņemt operacionālo pastiprinātāju, kas darbojas periodiska multivibratora režīmā (sk.3.52.zīm.). Šeit uz kondensatora  $C$  veidojas simetrisks divpolārs, praktiski laikā lineāri mainīgs spriegums, kura amplitūdas vērtību nosaka pastiprinātāja barošanas sprieguma reizinājums ar sprieguma dalītāja  $R_3, R_2$  rezistoru nominālu attiecību  $R_3/(R_3+R_2)$ .



3.52.zīm. Divpolārā zāģsprieguma iegūšanas shēma uz kondensatora  $C$  spailēm (a) un zāģsprieguma diagramma (b)

Impulsu platuma sinusoidālās modulācijas gadījumā divpolārais zāģspriegums jāsalīdzina ar regulējamu frekvences un amplitūdas sinusoidālo spriegumu. Šāda sprieguma ģenerēšana ir diezgan sarežģīts uzdevums, it sevišķi, ja ir vajadzīgi 3 šādi spriegumi, kas nobīdīti fāzē par  $120^\circ$ , kā tas ir vajadzīgs trīsfāžu sistēmās. Analogās vadības gadījumā sinusoidālajam spriegumam diezgan tuvu var ģenerēt, ar kondensatoru aptverta operacionālā pastiprinātāja ieejai pievadot divpolāro zāģspriegumu ar nepieciešamo amplitūdu  $U_{zm}$  un frekvenci (sk.3.53. zīm.).



3.53.zīm. Kvazisinusoidāla sprieguma ģenerēšanas shēma (a) un diagrammas (b)

Šeit

$$U_{sm} = \frac{U_{zm} T}{8RC}, \quad (3-133)$$

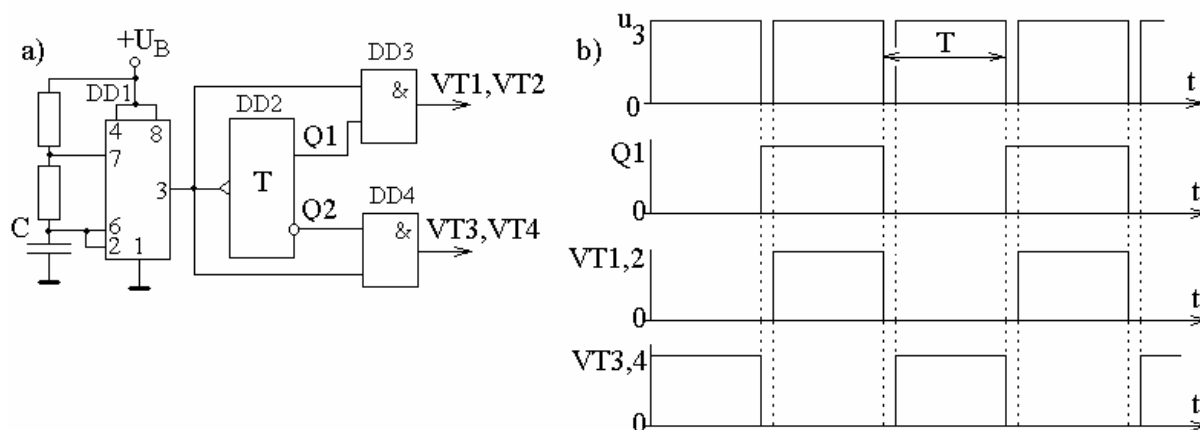
bet robežās  $0 \leq t \leq T/2$  spriegums  $u_s$  mainās kā

$$u_s = \frac{U_{zm}}{RC} \left( t - \frac{2t^2}{T} \right). \quad (3-134)$$

Šādi iegūtas līknes THD ir tuvs nullei. t.i., līkne ir pietiekami tuva sinusoidālai.

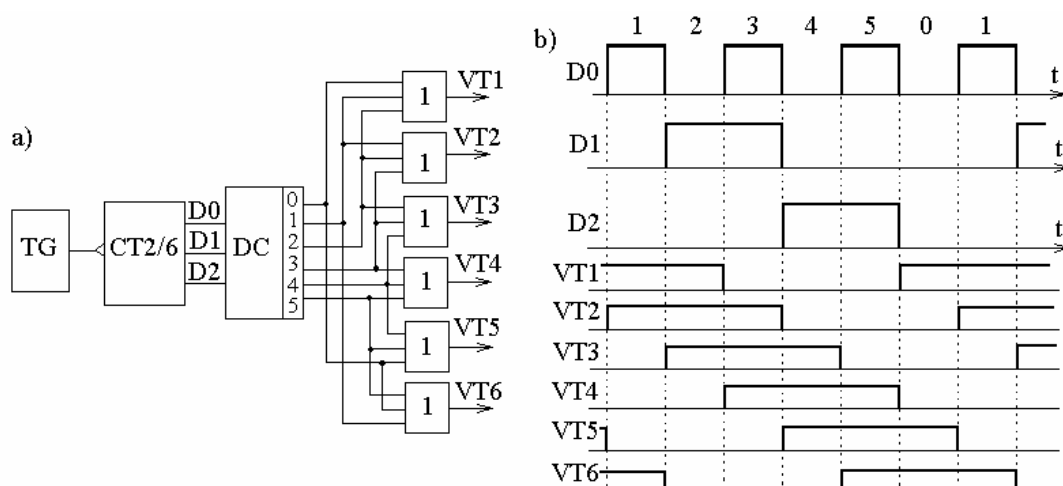
Invertora tipa komutējamās pārveidotājos jārīcina uzdevums par slēdžu periodisku pārslēgšanu. Šādu uzdevumu var atrisināt, trīsfāžu sistēmās pielietojot skaitītājus kopā ar dešifratoriem vai vienfāzes - frekvences dalītāju, kura funkcijas veic taktējams trigeris.

Tā vienfāzes invertoram var izveidot vadības shēmu, kas attēlota 3.54.zīm. Šeit takts ģenerators izveidots uz taimera bāzes ar frekvenci  $2f$ , taimera izejas signāls aktivē taktējamo trigeri DD2, kura tiešā izeja caur UN loģisko elementu DD3 vada invertora vienas diagonāles tranzistorus (vai tiristorus) VT1, VT2, bet inversā izeja caur UN loģisko elementu DD4 – otras diagonāles tranzistorus (tiristorus) VT3, VT4. Loģisko UN elementu iesaiste shēmā ļauj realizēt pauzi starp viena pleca augšējā un apakšējā tranzistora ieslēgšanu, kas izslēdz īsslēguma iespēju pārslēgšanās brīžos, kad apakšējais tranzistors jau ieslēdzies, bet augšējais atrodas izslēgšanās procesā. Šādas pauzes (angliski dead time) ieviešana ir obligāts noteikums komutējamo pārveidotāju praktiskā izveidē.



3.54.zīm. Vienfāzes invertora vadības shēma (a) un spriegumu diagrammas (b)

Ja nepieciešama trīsfāžu invertora tilta tranzistoru secīga pārslēgšana ar vadāmības leņķi  $180^\circ$ , tad takts ģenerators frekvenci pieņem kā  $6f$ , ievieš bināro skaitītāju CT2 ar izejas skaitļa decimālo ekvivalentu no 0 līdz 5, kā arī dešifratoru DC ar aktivētām izejām no 0 līdz 5, kuras atbilstošā secībā pievienotas 6 tranzistoru vadības VAI loģiskajām shēmām, nodrošina tranzistoru secīgu ieslēgšanos (3.55.zīm.).



## 3.55.zīm. Trīsfāžu invertora tranzistoru vadības sistēma (a) un signālu diagrammas (b)

Trīsfāžu strāvas invertorā nepieciešams realizēt katra slēdža vadāmības leņķi  $120^{\circ}$ . Arī šādu vadību var realizēt shēmā ar skaitītāju un dešifratoru.

Tikai šai gadījumā tiristora V1 VAI elementa ieejai jāpieslēdz dešifratora izejas 0,1; tiristora V2 VAI elementa ieejai – izejas 1,2; V3 VAI elementa ieejai – izejas 2,3; V4 VAI elementa ieejai – izejas 3,4; V5 VAI elementa ieejai – izejas 4,5; V6 VAI elementa ieejai – izejas 5,0.

#### 4. TĪKLA PĀRVEIDOTĀJI AR BRĪVĀS KOMUTĀCIJAS IESPĒJĀM

Attīstoties lieljaudas tranzistoru tehnikai, rodas iespēja koriģēt procesus, kas notiek tīkla pārveidotājos. Galvenais korekcijas nolūks ir maksimāli tuvināt no tīkla patērējamās strāvas formu sinusoidālai, kā arī panākt, ka tīkla pārveidotājs patērē tīri aktīvu jaudu. Patlaban vēl komutētu tīkla pārveidotāju pielietojums ir ierobežots, jo nav pat īsti izstrādāta plaša šādu pārveidotāju teorija. Taču daži to veidi – praktiski nevadāms trīsfāžu vai vienfāzes taisngriezis ar aktīva rakstura sinusoidālu strāvu ieejā (saukts par jaudas kondicionieri), kā arī vienfāzes

taisngriezis ar sinusoidālu un aktīva rakstura strāvu ieejā (saukts par jaudas korektoru) - tiek samērā plaši pielietoti. Turpmāk apskatīti šie pārveidotāji.

#### 4.1. Taisngriezis – jaudas kondicionieris

Šāda vienfāzes taisngrieža shēma attēlota 4.1. zīm.a , un tā sastāv no tiltveida diožu taisngrieža ar reaktoru ieejā un kondensatoru izejā. Katra no diodēm šuntēta reversā virzienā ar tranzistoru (parasti IGBT tipa).

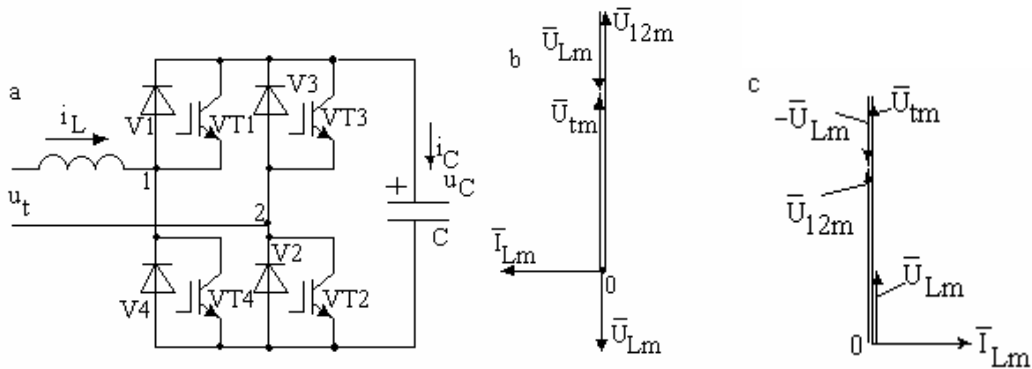
Atbilstoši komutējot tranzistorus, var panākt, ka no tīkla patērējamā strāva būs sinusoidāla un ar nepieciešamo nobīdes leņķi pret spriegumu. Ja šāds taisngriezis netiek slogots ar aktīvu slodzi, tad normālai darbībai nepieciešams, lai kondensatora strāvas vidējā vērtība periodā būtu nulle, un tad no tīkla patērētā strāva var būt tikai atpaliekoša vai apsteidzoša par 90 grādiem. Taisngriezis bez slodzes var būt tikai reaktīvās jaudas kompensators. Ja taisngriezis tiek slogots, tad parasti šādas ierīces uzdevums ir panākt aktīva rakstura sinusoidālu strāvu ieejā.

Lai vienkāršotu iepazīšanos ar shēmas darbību, aplūkosim vienfāzes tilta shēmu reaktīvās jaudas kompensatora režīmā **ar apsteidzošu tīkla strāvu**. Neatkarīgi no kompensācijas virziena ir spēkā izteiksme

$$\overline{U}_{12} = \overline{U}_t - \overline{I}_L \cdot X_L \quad , \quad (4-1)$$

kurā  $\overline{U}_t, \overline{I}_L$  ir attiecīgi tīkla sprieguma un droseles strāvas efektīvo vērtību vektori, bet  $\overline{U}_{12}$  ir tilta ieejas sprieguma pamatharmoniskās efektīvās vērtības vektors. Vienādojumam atbilstošas vektora diagrammas attēlotas 4.1.zīm. b un c. Kā redzams, reaktīvās jaudas kompensācijas režīmā tīkla sprieguma un tilta ieejas sprieguma pamatharmoniku vektori sakrīt fāzē.

Šai shēmā kondensatora spriegums var būt tikai ar zīmējumā norādīto polaritāti, jo pretējas polaritātes spriegums tiktu “nullēts” ar diodēm. Parasti kondensatoru pieņem ar lielu kapacitāti, un tāpēc pirmajā tuvinājumā var uzskatīt kondensatora kapacitāti par bezgalīgu. Šajā gadījumā uz kondensatora platēm ir līdzspriegums  $U_d$ . Tilta ieejas sprieguma pamatharmonikas sinusoidālā līkne veidojas, pieslēdzot katru ieejas spaili 1 un 2 pārmaiņus gan pie augšējās , gan apakšējās kondensatora plates. Ja, piemēram, strāva  $i_L$  plūst bultiņas norādītajā virzienā un tranzistori nav ieslēgti (t.i.,tā plūst caur diodēm V1,V2), tad  $u_{12} = U_d$  (režīms A). Ja šim pašam strāvas virzienam ir ieslēgti tranzistori VT4, VT3 , tad  $u_{12} = - U_d$  (režīms B).



4.1. zīm. Vienfāzes jaudas kondicioniera shēma (a) un amplitūdas vektoru diagrammas apsteidzošas strāvas (b) un atpaliekošas strāvas režīmam (c)

Pirmajā režīmā strāvas  $i_L$  momentānās vērtības samazinās, jo kondensatora spriegums ieslēgts pretēji strāvas  $i_L$  virzienam, bet otrajā – palielinās, jo kondensatora spriegums tiek ieslēgts virknē un saskaņoti ar strāvas virzienu.

Pretējam ieejas strāvas virzienam režīms A ir pie ieslēgtiem VT1, VT2, bet režīms B –, ja strāvu vada diodes V4, V3. Tilta ieejas sprieguma pamatharmonikas līkne komutācijas periodā veidojas no A un B režīmu spriegumu vidējās vērtības

$$U_{12Tp} = U_d \left( \frac{t_A}{T} - \frac{t_B}{T} \right) \quad , \quad (4-2)$$

kur  $t_A$  un  $t_B$  ir režīmu ilgums periodā  $T$ .

Katra modulācijas perioda  $T=t_A+t_B$  vidējam spriegumam  $U_{12Tp}$  jābūt vienādam ar pamatharmonikas sinusoidālo momentāno sprieguma vērtību, kas apsteidzošas ieejas strāvas gadījumā būs

$$u_{2p} = U_{tm} \sin \omega t + \omega L I_{Lm} \sin \omega t = U_d \left( \frac{t_A}{T} - \frac{t_B}{T} \right) \quad . \quad (4-3)$$

Tas nozīmē, ka

$$\frac{2t_A}{T} - 1 = \frac{(U_{tm} + \omega L I_{Lm}) \sin \omega t}{U_d} \quad . \quad (4-4)$$

Tā kā pie lielas kondensatora kapacitātes kondensatora spriegums

$$U_d = (u_t - L \frac{di_L}{dt})_{\max} = U_{tm} + \omega L I_{Lm} \quad , \quad (4-5)$$

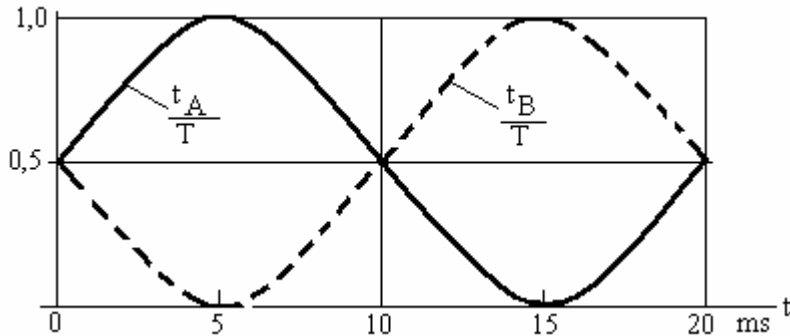
tad relatīvie pārslēgšanas laiki

$$\frac{t_A}{T} = \frac{\sin \omega t + 1}{2}$$

un

$$\frac{t_B}{T} = \frac{1 - \sin \omega t}{2} \quad . \quad (4-6)$$

Abu relatīvo pārslēgšanas laiku izmaiņas 50 Hz frekvencei atbilstoša perioda laikā attēlotas 4.2. zīm.



4.2. zīm. Relatīvo pieslēgumu laiku izmaiņas tīkla sprieguma perioda laikā ( $f=50$  Hz)

Kondensatora strāvas pamatharmonika  $i_{Cp}$  arī ir ieejas strāvas  $i_L$  modulācijas rezultāts: A režīmā strāva  $i_C = i_L$ , bet B režīmā  $i_C = -i_L$ . Ievērojot relatīvo pārslēgšanas laiku izmaiņas perioda laikā (4.2. zīm.), strāvas  $i_C$  pamatharmonikas izmaiņas perioda laikā noris, kā parādīts 4.3.zīm. diagrammās. Pamatharmonikas  $i_{Cp}$  izmaiņas frekvence ir divreiz lielāka nekā tīkla sprieguma frekvence:

$$i_{Cp} = I_{Lm} \cos \omega t \left( \frac{t_A}{T} - \frac{t_B}{T} \right) = I_{Lm} \cos \omega t \left( \frac{2t_A}{T} - 1 \right) = I_{Lm} \cos \omega t \cdot \sin \omega t = 0,5 I_{Lm} \sin 2\omega t, \quad (4-7)$$

kur  $I_{Lm}$  ir ieejas strāvas amplitūda.

Atbilstoši kondensatora strāvas pamatharmonikas izmaiņām ap vidējo vērtību  $U_d$  mainās arī kondensatora momentānā sprieguma  $u_C$  līkne (4.3.zīm.). Kondensatora sprieguma izmaiņas var atrast, integrējot  $i_{Cp}$  līkni:

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_{Cp} dt + A = -\frac{I_{Lm}}{4\omega C} \cos 2\omega t + U_d, \quad (4-8)$$

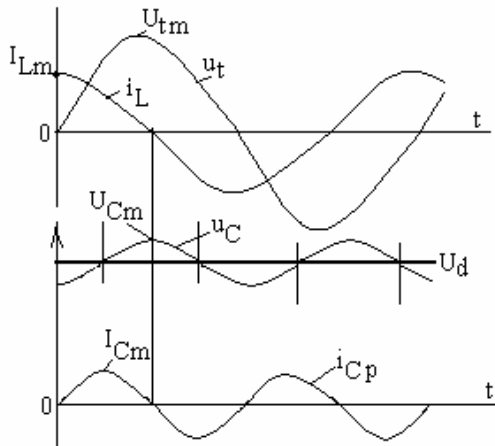
kur A noteikts pie  $\omega t = \pi/4$ , kad  $u_C = U_d$ .

Tā kā pie leņķa  $\omega t = 0,5\pi$  kondensatora spriegums atbilst maksimālajai momentānajai vērtībai  $U_{Cm}$  (4-5), tad

$$U_{Cm} = U_d + \frac{I_{Lm}}{4\omega C}, \quad (4-9)$$

t.i., kondensatora maiņkomponentes amplitūda ir

$$U_{Cmk} = \frac{I_{Lm}}{4\omega C}. \quad (4-10)$$



4.3.zīm. Strāvas un sprieguma pamatharmoniku momentāno vērtību diagrammas

Šo izteiksmi var izmantot kondensatora kapacitātes aprēķinam pie pieļaujamās kondensatora sprieguma maiņkomponentes lieluma un uzdotās  $I_{Lm}$  vērtības. Piemēram, ja kondensators pie  $2\pi=100$  Hz var darboties ar sprieguma maiņkomponentes amplitūdu 50 V, bet  $I_{Lm}$  var sasniegt 100 A, tad nepieciešams kondensators ar kapacitāti

$$C \geq \frac{100}{4.314 \cdot 50} = 1592 \mu F \quad .$$

Droseles L induktivitāte nosaka strāvas  $i_L$  momentāno vērtību izmaiņu diapazonu, pārslēgšanās frekvenci, kā arī kondensatora sprieguma vidējo vērtību. Lai samazinātu kondensatora spriegumu apsteidzošās strāvas kompensācijas gadījumā, nepieciešams pieņemt pēc iespējas mazāku induktivitāti. Taču tad pieaug pārslēgšanās frekvence vai arī strāvas  $i_L$  izmaiņas diapazons modulācijas perioda laikā. Pēdējos divus parametrus var noteikt no strāvas  $i_L$  izmaiņu aprakstošā diferenciālvienādojuma A režīmā:

$$U_m \sin \omega t - U_d = L \frac{di_L}{dt} \quad . \quad (4-11)$$

Aizvietojojot  $di_L$  ar  $|\Delta I_L|$  un  $dt$  ar A režīma ilgumu  $t_A$ , var noteikt A režīma ilgumu

$$t_A = \frac{L|\Delta I_L|}{|U_m \sin \omega t - U_d|} \quad , \quad (4-12)$$

kur  $|\Delta I_L|$  ir strāvas  $i_L$  pilnās izmaiņas absolūtā vērtība A režīmā. Ievērojot (4-6), tranzistora pārslēgšanās frekvence pie konstanta uzdotā  $|\Delta I_L|$  aprēķināma kā

$$f = \frac{(\sin \omega t + 1)|U_{tm}(\sin \omega t - 1) - \omega L I_{Lm}|}{2L|\Delta I_L|} \quad (4-13)$$

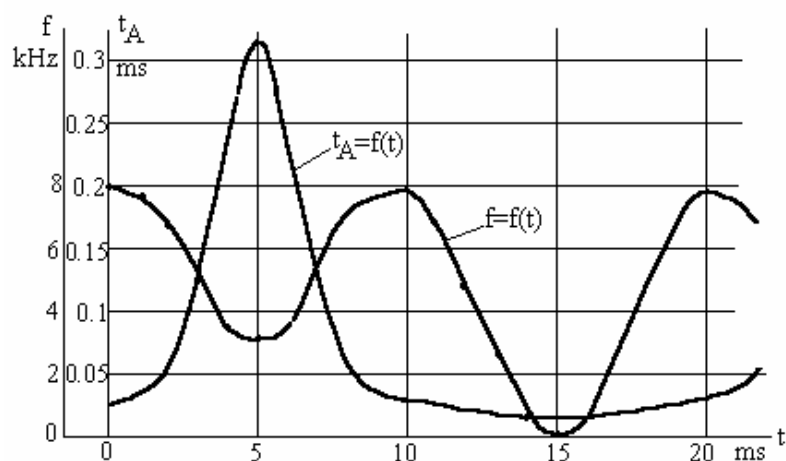
Maksimālā frekvence ir pie

$$\omega t = \arcsin \frac{\omega L I_{Lm}}{2U_{tm}} \quad (4-14)$$

kad maksimālā frekvence ir

$$f_{\max} = \frac{(2U_{tm} + \omega L I_{Lm})^2}{8U_{1m}L|\Delta I_L|} \quad (4-15)$$

Šo pēdējo izteiksmi var lietot, lai pēc uzdotā  $|\Delta I_L|$  un  $f_{\max}$  noteiktu droseles induktivitāti  $L$ . Tā, ja  $|\Delta I_L|=5$  A,  $U_{tm}=312$  V ( $U_t=220$  V),  $f_{\max}=10$  kHz,  $I_{Lm}=100$  A, tad nepieciešamā induktivitāte  $L=0,0055$  H.



4.4.zīm. A režīma pieslēguma laika un frekvences izmaiņas tīkla sprieguma perioda laikā pie

$$U_{1m}=312 \text{ V}, \omega=314 \text{ 1/s}, L=0,005 \text{ H}, I_{Lm}=50 \text{ A}, \Delta I_L=5 \text{ A}$$

Režīma A ilguma un pārslēgšanās frekvences izmaiņas viena perioda laikā attēlotas 4.4. zīm.

**Piemērs.**

Vienfāzes taisngriezis-kondicionieris darbojas ar  $90^\circ$  leņķī apsteidzošu ieejas strāvu. Vienfāzes tīkla sprieguma efektīvā vērtība ir  $U_t=220$  V, 50 Hz, ieejas droseles induktivitāte  $L=5$  mH, izejas kondensatora kapacitāte  $C=5000$   $\mu$ F, vadība tiek veikta ar ieejas strāvas nemainīgu pulsācijas amplitūdu  $\Delta I_L=5$  A un uzdoto sinusoīdas amplitūdu  $I_{Lm}=50$  A. Noteikt kondensatora sprieguma vidējo vērtību, kondensatora sprieguma pulsācijas pilnu amplitūdu, tranzistoru pārslēgšanās maksimālo frekvenci!

1. Kondensatora sprieguma vidējā vērtība

$$U_d = U_t \sqrt{2} + 2\pi f L I_{Lm} = 220\sqrt{2} + 314.5 \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 390,5V .$$

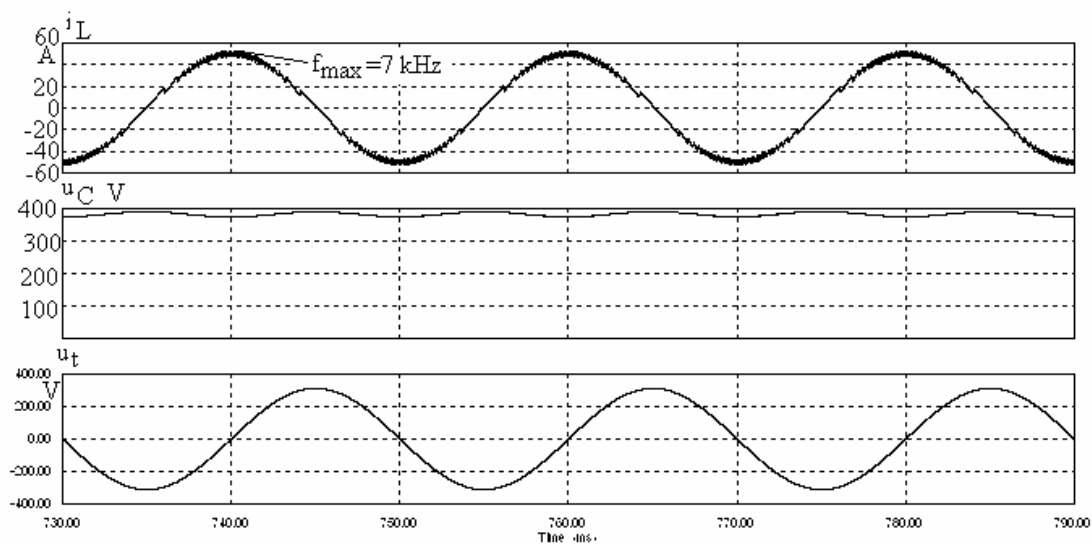
2. Kondensatora sprieguma pulsāciju pilna amplitūda

$$\Delta U_C = 2U_{Cmk} = \frac{I_{Lm}}{2\omega C} = \frac{50 \cdot 10^6}{2 \cdot 314 \cdot 5000} = 15,9V .$$

3. Tranzistoru pārslēgšanās maksimālā frekvence

$$f_{\max} = \frac{(2U_{tm} + \omega L I_{Lm})^2}{8U_{tm} L |\Delta I_L|} = \frac{(2 \cdot 312 + 314.5 \cdot 10^{-3} \cdot 50) \cdot 10^3}{8 \cdot 312 \cdot 5 \cdot 5} = 7908Hz .$$

Atbilstoši šiem piemēra datiem tika veikta shēmas datormodelēšana, un tās rezultāti atspoguļoti 4.5.zīm. Kā redzams, kondensatora sprieguma vidējā vērtība ir tuva aprēķinātajai. Tāpat sprieguma pulsācijas pilna amplitūda ir aptuveni 16 A. Arī maksimālā komutācijas frekvence ir tuva aprēķinātajai.



4.5.zīm. Droseles L strāvas un kondensatora C sprieguma līknes vienfāzes jaudas kondicioniera datormodelī apsteidzošās ieejas strāvas režīmā pie aprēķinu piemēra parametriem

**Ja kompensācijas strāva ir atpaliekoša**, tad kondensatora vidējais spriegums

$$U_d = U_{tm} - \omega L I_{Lm} \quad , \quad (4-16)$$

t.i., spriegums ir zemāks par tīkla sprieguma amplitūdu, bet kondensatora sprieguma momentāno vērtību maiņkomponentes amplitūda ir tāda pati kā iepriekš aplūkotajā kompensācijas veidā. Tomēr tranzistoru darbības režīms ir vieglāks, jo pie vienas un tās pašas droseles induktivitātes maksimālā pārslēgšanas frekvence būs mazāka.

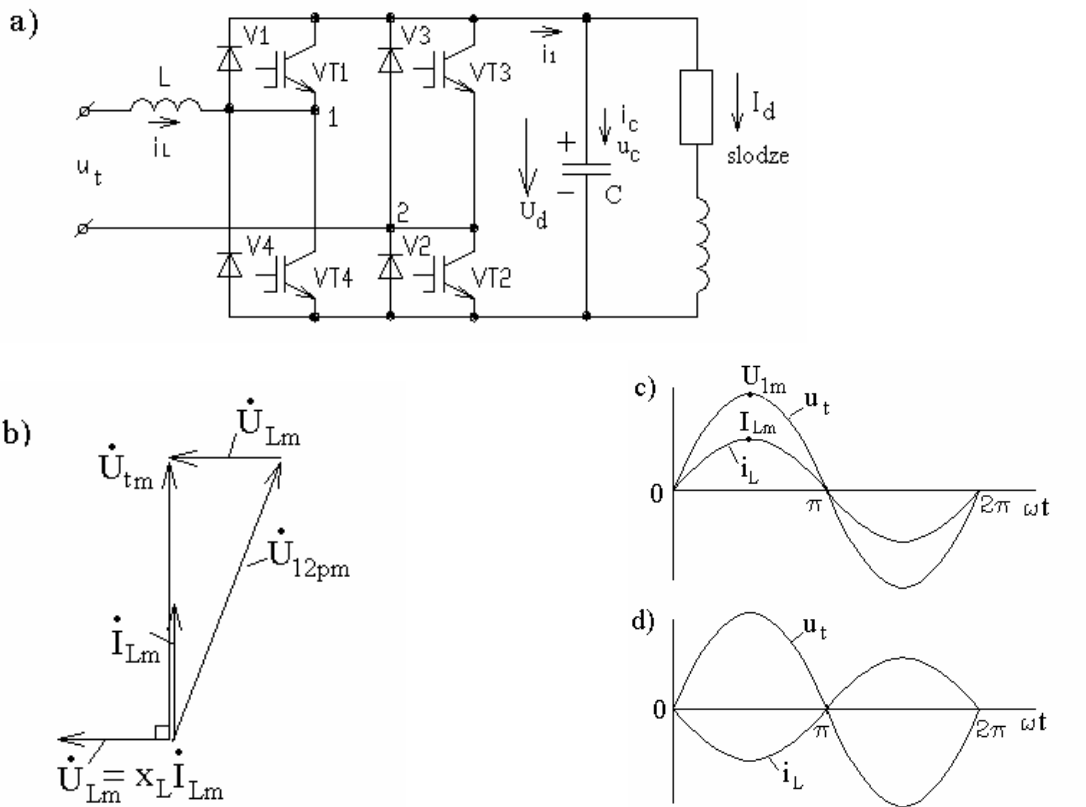
**Ja taisngriezis ir slogots**, t.i., paralēli kondensatoram ir pieslēgts patērētājs, kas patērē (vai arī pievada kondensatoram) līdzstrāvu  $I_d$  (4.6.zīm.a), tad vektoru diagrammā kondicioniera aktīvas jaudas gadījumā tilta ieejas sprieguma pamatharmonikas vektors  $\bar{U}_{12p}$  nav vienā fāzē ar tīkla sprieguma vektoru  $\bar{U}_t$  (4.6.zīm.b), bet gan atpaliek (ja  $I_d$  tiek patērēta) vai apsteidz šo vektoru (ja  $I_d$  tiek ģenerēta uz tīklu).

Vektoru diagrammā amplitūdas vērtībām sprieguma  $u_{12}$  pamatharmonikas amplitūda

$$U_{12pm} = \sqrt{U_{tm}^2 + U_{Lm}^2} = \sqrt{U_{tm}^2 + \omega^2 L^2 I_{Lm}^2} \quad (4-17)$$

No otras puses, ja strāva  $i_L$  sakrīt fāzē ar spriegumu  $u_t$ , tad

$$u_{12p} = u_t - L \frac{di_L}{dt} = U_{tm} \sin \omega t - L \omega I_{Lm} \cos \omega t = U_d \left( \frac{t_A}{T} - \frac{t_B}{T} \right) \quad (4-18)$$



4.6.zīm. Kondicioniera shēma darbam ar slodzi (a), vektoru diagramma aktīvas strāvas patēriņam (b), strāvas un sprieguma laika diagrammas patēriņa gadījumam (c) un ģenerēšanas gadījumam (d)

No šejienes modulācijas laiku starpība periodam

$$\left(\frac{t_A}{T} - \frac{t_B}{T}\right) = \frac{U_{tm}}{U_C} \sin \omega t - \frac{L\omega I_{Lm}}{U_C} \cos \omega t \quad . \quad (4-19)$$

Ja pieņem, ka kondensatora kapacitāte ir bezgalīgi liela, spriegums  $U_d = U_{cm} = U_{12pm}$  un ievieš

relatīvo attiecību  $U_L^* = \frac{\omega L I_{Lm}}{U_{tm}}$ , tad

$$\frac{t_A}{T} = \frac{\sin \omega t - U_L^* \cos \omega t + \sqrt{1 + U_L^{*2}}}{2\sqrt{1 + U_L^{*2}}} \quad . \quad (4-20)$$

Strāvas  $i_1$  pamatharmonika arī ir ieejas strāvas  $i_L$  modulācijas rezultāts:

$$i_{1p} = I_{Lm} \left(\frac{t_A}{T} - \frac{t_B}{T}\right) \sin \omega t \quad . \quad (4-21)$$

Ievērojot modulācijas intervālu laiku starpību,

$$i_{1p} = \frac{I_{Lm} U_{tm}}{U_C} \sin^2 \omega t - \frac{L\omega I_{Lm}^2}{2U_C} \sin 2\omega t \quad , \quad (4-22)$$

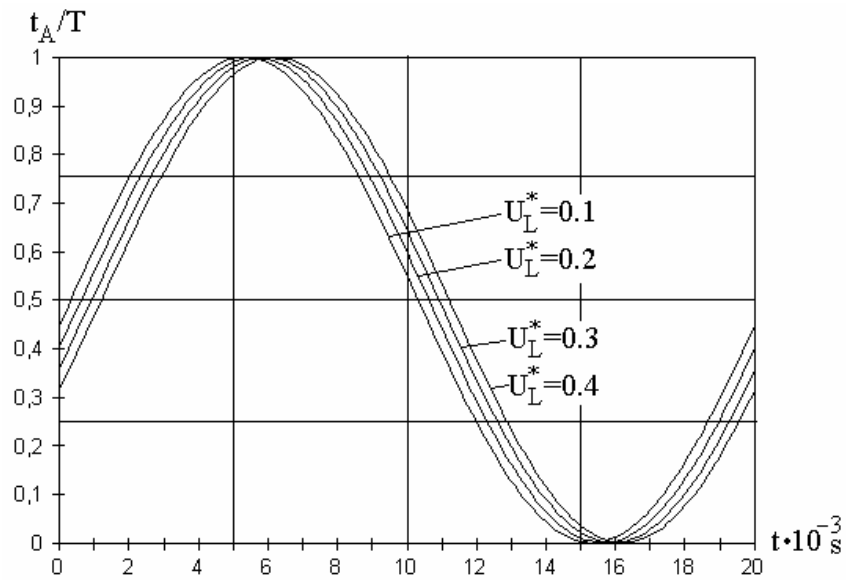
bet kondensatora strāvas pamatharmonika

$$i_{cp} = i_{1p} - I_d = \frac{I_{Lm} U_{tm}}{U_C} \sin^2 \omega t - \frac{\omega L I_{Lm}^2}{2U_C} \sin 2\omega t - I_d \quad . \quad (4-23)$$

Ievērojot pieņemtās relatīvās vienības,

$$i_{cp} = -I_d (\cos 2\omega t + U_L^* \sin 2\omega t) \quad . \quad (4-24)$$

Atbilstoši izteiksmei (4-20) 4.7.zīm. parādītas pieslēguma laika  $t_A$  relatīvās vērtības  $\frac{t_A}{T}$  tīkla sprieguma perioda laikā pie dažādām  $U_L^*$ . Kā redzams, attiecība mainās pēc sinusa likuma ar tīkla sprieguma frekvenci ap vidējo vērtību 0,5 un sasniedz gan vērtību 1 (shēmas punkts 1 pilnīgi pieslēgts kondensatora augšējai plātei), gan vērtību 0, kad punkts 1 pilnīgi atslēgts no kondensatora augšējās plātes.



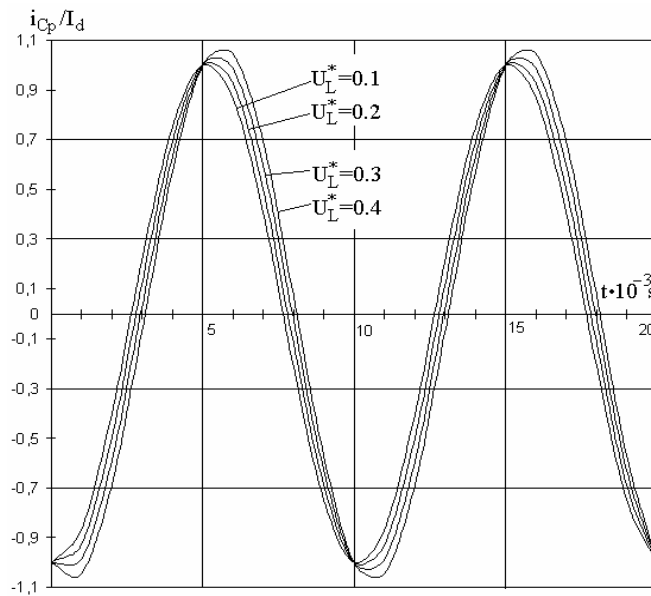
4.7.zīm. Pieslēguma relatīvā laika  $t_A$  izmaiņas  $t_A/T = f(t)$  tīkla sprieguma perioda laikā pie dažādām  $U_L^*$

Kondensatora strāvas relatīvās vērtības  $\frac{i_{Cp}}{I_d}$  izmaiņas perioda laikā pie dažādām  $U_L^*$  parādītas 4.8.

zīm. Kā redzams, strāva mainās ar divkārtu tīkla sprieguma frekvenci un amplitūdu, kas vienāda ar slodzes strāvu  $I_d$ .

Izmantojot kondensatora strāvas pamatharmonikas izteiksmi, var noteikt kondensatora sprieguma momentāno izmaiņu līkni:

$$u_{Cp} = \frac{1}{C} \int i_{Cp} dt + A = \frac{I_d U_L^*}{2\omega C} \cos 2\omega t - \frac{I_d}{2\omega C} \sin 2\omega t + A \quad (4-25)$$



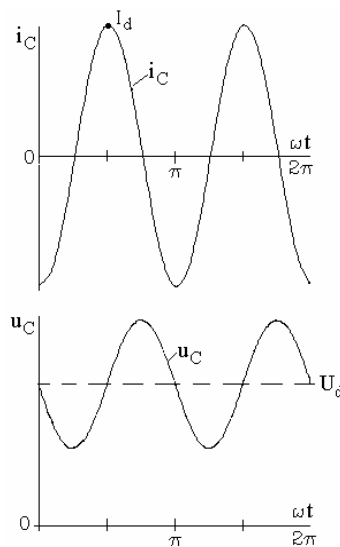
4.8.zīm. Kondensatora strāvas pamatharmonikas relatīvās vērtības izmaiņas  $i_{Cp}/I_d = f(t)$  perioda laikā pie dažādām  $U_L^*$

Ja pieņem, ka pie  $t=0$  spriegums  $u_{cp} = U_d = \frac{I_d U_L^*}{2\omega C} + A$ , tad iegūst sākuma vērtību

$A = U_d - \frac{I_d U_L^*}{2\omega C}$ . Ievērojot A, sprieguma momentāno izmaiņu likni apraksta kā

$$u_{cp} = U_d - \frac{I_d}{2\omega C} \sin 2\omega t - \frac{I_d U_L^*}{2\omega C} (1 - \cos 2\omega t) . \quad (4-26)$$

Kondensatora sprieguma momentāno vērtību izmaiņas perioda laikā attēlotas 4.9.zīm.



4.9.zīm. Kondensatora strāvas un sprieguma forma aktīvās patērētās strāvas režīmā perioda laikā

Kad  $\omega t = 135^\circ$ , tad

$$u_{Cp} = U_{Cm} = U_{12pm} = \sqrt{U_{tm}^2 + \omega^2 L^2 I_{Lm}^2} = \frac{I_d}{2\omega C} - \frac{I_d U_L^*}{2\omega C} + U_d .$$

No šejienes kondensatora sprieguma vidējā vērtība aprēķināma kā

$$U_d = U_{tm} \sqrt{1 + U_L^{*2}} - \frac{I_d}{2\omega C} (1 - U_L^*) . \quad (4-27)$$

Rezultātā

$$C = \frac{I_d (1 - U_L^*)}{2\omega (U_{tm} \sqrt{1 + U_L^{*2}} - U_d)} . \quad (4-28)$$

Aprēķini rāda: ja, piemēram,  $U_{tm} = 600V$ ,  $U_d = 500V$ ,  $U_L^* = 0,2$  un  $I_d = 200A$ , tad nepieciešamā kapacitāte  $C = 0,00227 F$ .

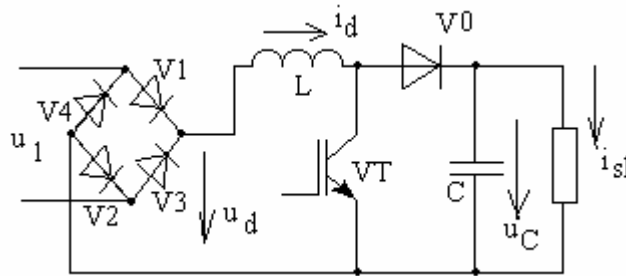
Tā kā ieejas un izejas aktīvās jaudas ir vienādas, tad

$$\frac{I_{Lm} U_{tm}}{2} = U_d I_d \quad (4-29)$$

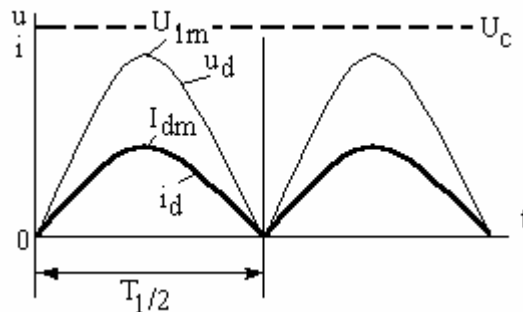
un droseles induktivitāte, ievērojot (4-29), pie  $\omega=314$  1/s būs vienāda ar  $L=1,14$  mH. Ievērojot (4-29), var formulēt droseles strāvas nepieciešamās amplitūdas operatīvā aprēķina principu vadības sistēmā. Kā redzams, aptuveni droseles strāvas amplitūdai ir jābūt divas reizes lielākai par slodzes strāvu.

## 4.2. Taisngriezis – tīkla strāvas formas korektors

Šāds korektors var tikt izveidots, piemēram, vienfāzes tiltveida taisngrieža veidā, kura izejā slodze pieslēgta caur spriegumu paaugstinošo impulsregulatoru (4.10.zīm.). Impulsregulators sastāv no virknē ar izeju slēgta reaktora  $L$  un paralēli slodzei slēgta tranzistora VT, kas no slodzes atdalīts ar diodi V0. Tranzistors tiek pārslēgts ar augstu frekvenci, un tā, ka reaktora strāva tiek uzturēta sinusoidāla vienpolāra pusviļņa formā, kas sakrīt fāzē ar taisngriežto spriegumu  $u_d$  (sk.4.11.zīm.).



4.10.zīm. Vienfāzes tiltveida taisngriezis ar koriģētu tīkla strāvu



4.11.zīm. Koriģētās taisngrieža izejas strāvas forma

Šajā shēmā kondensatora spriegums ir lielāks par  $u_d$  tekošajām vērtībām, jo, ja nebūtu tranzistora slēdzis, tad kondensatora spriegums būtu tieši saistīts ar  $u_d$  vērtībām, t.i., šajā shēmā jābūt  $U_C > U_{1m}$ . Ja pieņemts bezgala lielas kapacitātes kondensators, tad kondensatora spriegums būtu laikā nemainīgs un vienāds ar  $u_C = U_C$ , bet lielāks par sprieguma  $u_d$  amplitūdas vērtību  $U_{1m}$ .

Tā kā shēmas elementos nav jaudas zudumu, tad slodzes jauda un ieejas vidējā jauda ir vienādas:

$$U_{1m} I_{dm} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{U_{1m} I_{dm}}{2} = U_C I_{sl} \quad , \quad (4-30)$$

kur  $I_{sl} = \frac{U_C}{R}$  - slodzes ar rezistanci  $R$  strāva, kas pie nogludināta  $u_C$  arī ir nogludināta.

No šejienes kondensatora spriegums

$$U_C = \sqrt{\frac{U_{1m} I_{dm} R}{2}} > U_{1m} \quad . \quad (4-31)$$

Diodes V0 strāvas pamatlīknes  $i_{vp}$  vidējā vērtība tīkla sprieguma pusperioda  $T_1/2$  laikā ir vienāda ar slodzes strāvu  $I_{sl}$ , jo kondensatora strāvas vidējā vērtība ir nulle. Pati pamatlīkne ir strāvas  $i_d$  modulācijas ar tranzistoru rezultāts:

$$i_{vp} = \frac{t_B}{T} I_{dm} |\sin \omega t|, \quad (4-32)$$

kur  $T$  ir tranzistora slēdža pārslēgšanas periods, bet  $t_B$  ir laika intervāls šajā periodā, kad tranzistors ir aizvērts un strāva  $i_d$  plūst caur diodi.

Attiecība  $t_B/T$  pusperioda laikā var tikt noteikta no sakarības

$$U_{1m} |\sin \omega t| = \frac{t_B}{T} U_C, \quad (4-33)$$

kas raksturo spriegumu attiecību līdzspriegumu paaugstinošā impulsregulatora gadījumā.

Kā redzams, tad

$$\frac{t_B}{T} = \frac{U_{1m}}{U_C} |\sin \omega t| = \sqrt{\frac{2U_{1m}}{I_{dm}R}} |\sin \omega t| < 1. \quad (4-34)$$

Šai laiku attiecībai ir jābūt mazākai par 1, jo  $U_{1m} < U_C$ . Tas nozīmē, ka  $2U_{1m} < I_{dm} R$ , t.i., vadības procesā reaktora  $L$  strāvas amplitūda jāuztur kā

$$I_{dm} > 2U_{1m} / R. \quad (4-35)$$

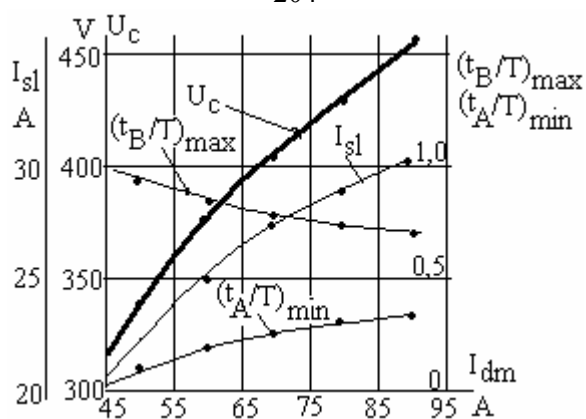
Izmantojot  $t_B/T$  vērtību, diodes strāvas pamatlīkne var tikt aprakstīta kā

$$i_{vp} = \frac{U_{1m} I_{dm}}{U_C} \sin^2 \omega t. \quad (4-36)$$

Tranzistora slēdža VT ieslēgšanas laika relatīvā attiecība nosakāma kā

$$\frac{t_A}{T} = 1 - \frac{t_B}{T} = 1 - \sqrt{\frac{2U_{1m}}{I_{dm}R}} |\sin \omega t| < 1. \quad (4-37)$$

Iegūtās izteiksmes ļauj aprēķināt visus galvenos stacionārā elektromagnētiskā procesa parametrus. Tā, piemēram, ja  $U_{1m}=312$  V,  $\omega=314$  1/s un  $R=15\Omega$ , tad  $I_{dm}$  jābūt lielākam par 42 A. Kondensatora sprieguma, slodzes strāvas un pārslēgšanas relatīvo laiku ekstremālo vērtību izmaiņas atkarībā no  $I_{dm} > 42$  A attēlotas 4.12.zīm.

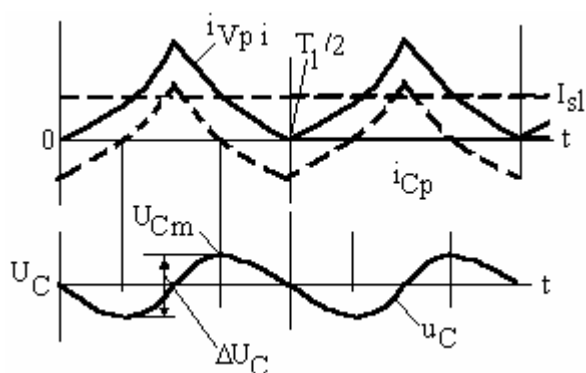


4.12.zīm. Kondensatora sprieguma, slodzes strāvas un pārslēgšanās relatīvo laiku ekstremālo vērtību atkarība no ieejas droseles strāvas amplitūdas

Ņemot vērā (4-36) izteiksmi, kondensatora  $C$  strāvas pamatlīknes izteiksme vienā tīkla sprieguma pusperiodā ir

$$i_{Cp} = i_{Vp} - I_{sl} = \frac{U_{1m} I_{dm}}{U_C} \sin^2 \omega t - I_{sl} \quad (4-38)$$

Atbilstoši šai izteiksmei 4.13.zīm. attēlotas diodes un kondensatora strāvas, kā arī kondensatora sprieguma izmaiņas tīkla sprieguma pusperioda laikā.



4.13.zīm. Diodes un kondensatora strāvas pamatlīknes un kondensatora sprieguma maiņkomponentes izmaiņu līkne

Kondensatora spriegums sāk pieaugt no laika momenta, kad  $i_{Cp}$  ir nulle, un spriegums aug līdz laika momentam, kad atkal  $i_{Cp}$  ir nulle. Šie laika momenti pusperioda laikā var tikt noteikti no (4-38):

$$t_{e1} = \frac{1}{\omega} \arcsin \sqrt{\frac{I_{sl} U_C}{U_{1m} I_{dm}}} = \frac{1}{\omega} \arcsin \sqrt{\frac{1}{2}} = \frac{0,523}{\omega} \quad \text{un } t_{e2} = T_1/2 - t_{e1} .$$

Ievērojot pieauguma laika intervālu, kā arī aptuveni pieņemot, ka sprieguma palielinājumu nosaka puse no kondensatora strāva pamatlīknes pozitīvās amplitūdas, sprieguma pieaugums aprēķināms kā

$$\Delta U_C = \frac{\left( \frac{T_1}{2} - 2t_{e1} \right) \left( \frac{U_{1m} I_{dm}}{U_C} - I_{sl} \right) 0.5}{C} . \quad (4-39)$$

Šo izteiksmi var izmantot kondensatora nepieciešamās kapacitātes aprēķinam pēc uzdotās maksimālās sprieguma pulsācijas  $[\Delta U_C]$ :

$$C \geq \frac{\left( \frac{T_1}{2} - \frac{1,05}{\omega} \right) \sqrt{\frac{U_{1m} I_{dm}}{2R}}}{2[\Delta U_C]} . \quad (4-40)$$

Piemēram, ja iepriekš aplūkotajā piemērā  $I_{dm}=65$  A un  $[\Delta U_C]=30$  V, tad nepieciešams kondensators ar kapacitāti 2884  $\mu\text{F}$ .

Otrs elements, kas nosaka shēmas darbības raksturojumus, ir ieejas drosele L. Droseles strāvas momentāno vērtību pieaugums tranzistora ieslēgšanas intervāla  $t_A$  laikā ir

$$L \frac{\Delta I_d}{t_A} = U_{1m} \sin \omega t . \quad (4-41)$$

Pielietojot izteiksmi (4-37), droseles strāvas pilnais pieaugums intervāla  $t_A$  laikā

$$\Delta I_d = \frac{U_{1m} \sin \omega t \cdot T \left( 1 - \sqrt{\frac{2U_{1m}}{I_{dm} R}} |\sin \omega t| \right)}{L} . \quad (4-42)$$

Meklējot šī pieauguma maksimālo vērtību tīkla sprieguma pusperioda laikā no sakarības

$\frac{d(\Delta I_d)}{dt} = 0$ , var secināt, ka maksimums atbilst laika momentam

$$t_{\max} = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_{dm} R}{2U_{1m}}} \quad , \quad (4-43)$$

bet strāvas pieauguma maksimālā vērtība

$$\Delta I_{d \max} = \frac{U_{1 \max} T}{4L} \sqrt{\frac{I_{dm} R}{2U_{1m}}} \quad . \quad (4-44)$$

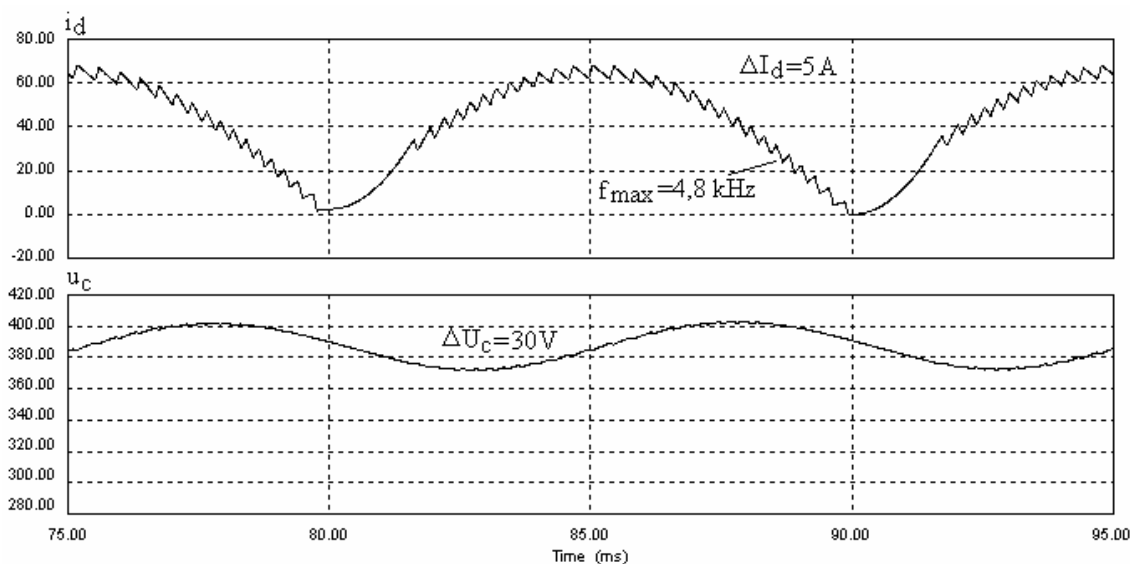
No šejienes nepieciešamā droseles induktivitāte pie uzdotā strāvas pieauguma maksimuma

$$L \geq \frac{\sqrt{U_{1m} I_{dm} R}}{4\sqrt{2} [\Delta I_{d \max}] f_k} \quad , \quad (4-45)$$

kur  $f_k = 1/T$  – slēdža pārslēgšanas frekvence.

Ja aplūkotajā piemērā  $f_k = 5$  kHz,  $[\Delta I_{d \max}] = 5$  A, tad pie  $I_{dm} = 65$  A nepieciešama drosele ar induktivitāti  $L = 3,9$  mH.

Lai pārbaudītu aprēķina izteiksmes, tika veikta shēmas datormodelēšana ar  $I_{dm} = 65$  A,  $U_{1m} = 312$  V, 50 Hz, droseles  $L = 3,9$  mH, kondensatora  $C = 2884$   $\mu$ F un  $\Delta I_d = 5$  A. Slodzes  $R = 15 \Omega$ . Kā redzams (4.14. zīm.) kondensatora sprieguma vidējā vērtība ir 390 V, kas aptuveni atbilst aprēķinātajai vērtībai. Maksimālā frekvence ir 4,8 kHz, kas arī atbilst aprēķiniem, bet  $\Delta U_c = 31$  V.



4.14. zīm. Droseles strāvas un kondensatora sprieguma līknes datormodelī pie aprēķinu datiem

## 5. UZDEVUMI KURSA MATERIĀLA NOSTIPRINĀŠANAI

### 5.1. 1.nodaļas materiālam atbilstošie uzdevumi

1. Pusvadītāju diodes strāva ir periodisku taisnstūrveida impulsu veidā ar strāvas amplitūdu  $(200 + mn) \text{ A}$ , katra impulsa ilgumu  $t_i = 1 \text{ ms}$  un atkārtotības frekvenci  $(300 + mn) \text{ Hz}$ . Noteikt idealizētās VAR noteiktos jaudas zudumus, ja VAR raksturojas ar tiešā virziena sliekšņa spriegumu  $U_0 = 0,9 \text{ V}$  un diferenciālo pretestību  $R_d = 1,5 \text{ m}\Omega$ !

Atbilde: pie  $mn = 00$  jaudas zudumi ir  $72 \text{ W}$ .

2. Noteikt 1. uzdevuma gadījumam atbilstošās diodes p-n pārejas temperatūru stacionārā režīmā, ja siltumpretestība ir  $0,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$  un apkārtējās vides temperatūra ir  $+35 \text{ }^\circ\text{C}$ !

Atbilde: pie  $mn = 00$  temperatūra ir  $78,2 \text{ }^\circ\text{C}$ .

3. Noteikt 1. un 2. uzdevuma apstākļos (ar doto impulsveida slodzi, VAR, siltumpretestības parametriem un vides temperatūru) pieļaujamo strāvas impulsa amplitūdu, ja pieļaujamā p-n pārejas temperatūra ir  $+130 \text{ }^\circ\text{C}$ !

Atbilde: pie  $mn = 00$  amplitūda ir  $364,72 \text{ A}$ .

4. Eksperimentējot ar iepriekš aplūkoto diodi, kura vada sinusoidāla pusviļņa strāvu, pieļaujamā temperatūra  $+130 \text{ }^\circ\text{C}$  pie vides temperatūras  $+20 \text{ }^\circ\text{C}$  sasniegta pie diodes strāvas vidējās vērtības stacionārā režīmā  $(250 + mn) \text{ A}$ . Noteikt dzesējošā radiatora siltumpretestību!

Atbilde: pie  $mn = 00$  siltumpretestība ir  $0,24 \text{ }^\circ\text{C/W}$ .

5. Diodes izslēgšanās lādiņš  $Q_r = 100 \mu\text{C}$ . Noteikt reversās izslēgšanās strāvas amplitūdu, ja diodes tiešajai strāvai ir sinusoidāla pusviļņa forma ar amplitūdu  $(300+mn)$  A un leņķisko frekvenci  $\omega = 628$  1/s !

Atbilde: pie  $mn=00$  reversās strāvas amplitūda ir 6,14 A.

6. Maksimālajam sprostsprīegumam  $(10+m)$  kV virknē savienotas 10 diodes ar nominālo sprīegumu  $(1500+m \cdot 100)$  V katrā. Katrā no diodēm šuntēta ar vienāda lieluma pretestībām. Noteikt nepieciešamo pretestības lielumu, aprēķinus veicot vienai diožu ķēdē ieslēgtai ideālai diodei (bez sprostsprīeguma izraisītas reversās noplūdes strāvas), caur kuras pretestību plūst pārējo diožu reversā noplūdes strāva 10 mA un pārējo šuntējošo pretestību strāva! Kādai jābūt pretestības pieļaujamai izkliedes jaudai ?

Atbilde: pie  $m=0$  pretestība ir 55,55 k $\Omega$ , jauda – 40,5 W.

7. Bipolārā tranzistora bāzes strāva ir 1 A, statistiskais pastiprinājuma koeficients kopemitera slēgumā ir 20, slodzes pretestība 5  $\Omega$ , bet kolektora-emitera ķēdī barojošais sprīegums ir  $(200+mn)$  V. Noteikt sprīegumu starp kolektoru un emiteru, kā arī jaudas zudumus tranzistorā!

Atbilde: pie  $mn=00$  sprīegums ir 100 V, jaudas zudumi - 2 kW.

8. Cik lielai jābūt bāzes strāvai pie iepriekšējā uzdevuma noteikumiem, lai tranzistoru pilnīgi piesātinātu ?

Atbilde: pie  $mn=00$  strāva ir 2 A.

9. Divi bipolārie tranzistori, katrs ar iepriekš minēto pastiprinājuma koeficientu, saslēgti Darlingtona slēgumā. Noteikt nepieciešamo bāzes strāvu slēdža piesātinājumam pie 7. uzdevuma noteikumiem!

Atbilde: pie  $mn=00$  strāva ir 0,0909 A.

10. Aprēķināt komutācijas zudumus, bipolārajam tranzistoram darbojoties slēdža režīmā ar aktīvu slodzi, ja frekvence ir 10 kHz, barojošais sprīegums ir  $(200+mn)$  V, slodzes pretestība ir 5  $\Omega$ , tranzistora ieslēgšanās laiks ir 1  $\mu\text{s}$ , izslēgšanās laiks ir 3  $\mu\text{s}$ , tranzistora kolektorsprīegums pārejas procesu laikā mainās lineāri !

Atbilde: pie  $mn=00$  komutācijas zudumi ir 53,33 W.

11. Tiristora abu ekvivalento tranzistoru strāvas pārvades koeficienti  $\alpha_1$  un  $\alpha_2$  mainās identiski atkarībā no tranzistoru emiteru strāvas: sāk pieaugt no nulles vērtības pie strāvas 30 mA un lineāri pieaug līdz vērtībai 0,6 pie strāvas 1, m A. Noteikt nepieciešamo tiristora vadības strāvu, lai ieslēgtu tiristoru, t.i., panāktu tiristora ķēdē strāvu 0,03 A ! Noplūdes strāvu pieņemt vienādu ar nulli!

Atbilde: 0,206 A pie  $m=0$ .

12. Noteikt nepieciešamo negatīvā virziena vadības strāvas impulsa amplitūdu, lai aizvērtu tiristoru, kas vada strāvu  $(200+mn)$  A, ja abu ekvivalento tranzistoru strāvas pārvades koeficienti ieslēgtā stāvoklī ir 0,8 katrs!

Atbilde: -150 A pie  $mn=0$ .

13. Tiristora idealizētās VAR sliekšņa spriegums ir 1,3 V, diferenciālā pretestība  $R_d = 3 \text{ m}\Omega$ . Tiristors vada aktīvās slodzes sinusoidāla pusviļņa strāvu ar ieslēgšanās kavējuma leņķi  $30^\circ$  no pusperioda sākuma un strāvas amplitūdu  $(300+mn) \text{ A}$ . Noteikt spriegumu uz tiristora pie strāvas amplitūdas, tiristora jaudas zudumus un p-n pārejas temperatūru, ja siltumpretestība ir  $0,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$  un vides temperatūra ir  $+35 \text{ }^\circ\text{C}$  !

Atbilde: 2,2 V, 181,36 W,  $89,4 \text{ }^\circ\text{C}$  pie  $mn=0$ .

14. Pirms ieslēgšanās tiristora anodspriegums ir  $(600+mn) \text{ V}$ , tiristora ieslēgšanās laiks ir  $10 \text{ }\mu\text{s}$ , pieļaujamais strāvas pieauguma ātrums  $150 \cdot 10^6 \text{ A/s}$ . Noteikt laika brīdi, kad strāva sasniegs slodzes strāvu 300 A, pieņemot, ka strāvas pieauguma ātrums tiek ierobežots ar lineāru droseļi, tiristora spriegums atvēršanās laikā samazinās lineāri un tiristora un droseles spriegumu summa ir  $(600+mn) \text{ V}$ ! Noteikt arī droseles induktivitāti un momentāno jaudas zudumu amplitūdu tiristorā ieslēgšanās intervālā !

Atbilde:  $6,32 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $L=4 \text{ }\mu\text{H}$ , 66,24 kW pie  $mn=0$ .

15. Caur tiristoru un to sprostvirzienā šuntējošu diodi tiek svārstību procesā caur droseļi L periodiski pārlādēts lielas kapacitātes kondensators. Pēc strāvas impulsa caur reverso diodi kondensatora spriegums ir  $(600+mn) \text{ V}$  tiristora vadāmības virzienā un veido tiešā sprieguma strauju pieaugumu uz tiristora, kam pieļaujamais  $du/dt$  ir  $100 \cdot 10^6 \text{ V/s}$ . Aprēķināt tiristora šuntējošā nelielā aizsardzības kondensatora nepieciešamo kapacitāti, ja svārstību kontūra droseles L induktivitāte ir  $20 \text{ }\mu\text{H}$  !

Atbilde:  $1,8 \text{ }\mu\text{F}$  pie  $mn=0$ .

16. Noteikt bipolāro tranzistoru, MOSFET un IGBT šuntējošā kondensatora nepieciešamo kapacitāti, lai nodrošinātu šo tranzistoru nulles strāvas izslēgšanās procesā, kura ilgums attiecīgi ir  $2 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $50 \text{ ns}$  un  $200 \text{ ns}$ , ja komutējamais spriegums ir  $(200+mn) \text{ V}$  un komutējamā strāva ir  $20 \text{ A}$  !

Atbilde: pie  $mn=0$  attiecīgi  $0,2 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $5 \text{ nF}$ ,  $20 \text{ nF}$ .

17. Noteikt ar bipolāro tranzistoru, MOSFET un IGBT virknē slēgtās droseles nepieciešamo induktivitāti, kas nodrošinātu bezsprieguma ieslēgšanās procesu shēmā, kurā slodze šuntēta ar reversu diodi, ja tranzistoru ieslēgšanās laiks attiecīgi ir  $1 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $10 \text{ ns}$ ,  $50 \text{ ns}$ ! Komutējamais spriegums ir  $(200+mn) \text{ V}$  un slodzes strāva  $20 \text{ A}$ .

Atbilde: pie  $mn=0$  attiecīgi  $10 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $100 \text{ nH}$ ,  $500 \text{ nH}$ .

18. Noteikt maksimālo iespējamo spriegumu uz tranzistoriem izslēgšanās procesā ar iepriekšējo divu uzdevumu slāpētājķēdīšu parametriem un komutējamiem strāvas un sprieguma lielumiem!

**Atbilde: pie  $mn=0$  attiecīgi 341,4 V; 289,4 V; 300 V.**

19. Noteikt tranzistoru komutācijas zudumu jaudu un enerģiju darbā ar trijos iepriekšējos uzdevumos dotajiem komutējamiem strāvas un sprieguma parametriem, komutējot

slodzi, kas šuntēta ar diodi, kad ieslēgšanās norādītajos laika intervālos notiek ar pilnu spriegumu uz tranzistoriem, bet izslēgšana – ar pilnu strāvu, t.i., neievērojot slāpētājķēdītes! Darba frekvence ir  $(20+m+n)$  kHz. Ieslēgšanas procesa beigās spriegums uz tranzistora samazinās lineāri tādā pašā laikā, kā pieauga strāva; izslēgšanās procesa beigās strāva samazinās tādā pašā laikā, kā pieauga spriegums.

Atbilde: pie  $m=n=0$  zudumi BJT ir  $\Delta P_k=240$  W,  $E_k=12$  mJ

MOSFET - 4,8 W un 240  $\mu$ J

IGBT - 20 W, 1 mJ.

20. Noteikt aplūkoto triju veidu tranzistoru maksimālo komutācijas frekvenci 17. uzdevumā dotajos apstākļos, ja pieļaujamie komutācijas jaudas zudumi ir  $(20+m+n)$  W!

Atbilde: pie  $m=n=0$  attiecīgi 1,66 kHz; 83,3 kHz; 20 kHz.

## 5.2. 2. nodaļas materiālam atbilstoši uzdevumi

1. Vienfāzes tiltveida nevadāmā taisngrieža ar slodzi lielas induktivitātes un pretestības  $R=5 \Omega$  veidā izejas strāva  $I_d = (20+m+n)$  A. Noteikt barojošā transformatora aprēķina jaudu, ja tīkla barojošais spriegums ir 220 V!

**Atbilde: pie  $m=n=0$  aprēķina jauda ir 2220 VA.**

2. Trīsfāžu nullpunkta nevadāmā taisngrieža ar slodzi lielas induktivitātes un pretestības  $R=5 \Omega$  veidā izejas strāva  $I_d=(20+m+n)$  A. Noteikt barojošā transformatora aprēķina jaudu, ja primārā līnijaspirieguma vērtība ir 380 V!

Atbilde: pie  $m=n=0$  aprēķina jauda ir 2685,8 VA.

3. Trīsfāžu tiltveida nevadāmā taisngrieža ar slodzi lielas induktivitātes un pretestības  $R=5 \Omega$  veidā izejas strāva ir  $I_d=(20+m+n)$  A. Noteikt barojošā transformatora jaudu, ja primārā līnijaspirieguma vērtība ir 380 V!

Atbilde: pie  $m=n=0$  aprēķina jauda ir 2108 VA.

4. Vienfāzes nevadāmā transformatīvā taisngrieža ar slodzi lielas induktivitātes un pretestības  $R=5 \Omega$  veidā izejas strāva  $I_d=(20+m+n)$  A. Noteikt barojošā transformatora jaudu, ja tīkla spriegums ir 380 V!

Atbilde: pie  $m=n=0$  aprēķina jauda ir 2674 VA.

5. Sešfāžu nevadāmā taisngrieža bez izlīdzinošā reaktora ar slodzi lielas induktivitātes un pretestības  $R=5 \Omega$  veidā izejas strāva  $I_d=(20+m+n)$  A. Noteikt barojošā transformatora jaudu, ja tīkla spriegums ir 380 V (līnijas)!

Atbilde: pie  $m=n=0$  aprēķina jauda ir 3096,7 VA.

6. Sešfāžu nevadāmā taisngrieža ar izlīdzinošo reaktoru ar slodzi lielas induktivitātes un pretestības  $R=5\ \Omega$  veidā izejas strāva  $I_d=(20+m+n)$  A. Noteikt barojošā transformatora jaudu, ja tīkla spriegums ir 380 V (līnijas)!

Atbilde: pie  $m=n=0$  aprēķina jauda ir 2533 VA.

7. Vienfāzes nevadāmā tilta taisngrieža barojošā transformatora (pēc 1. uzdevuma datiem) īsslēguma attiecība ir 5 %. Noteikt komutācijas leņķa lielumu un vidējo slodzes spriegumu, ja slodzes strāva ir  $(20+m+n)$  A! Cik lielai jābūt slodzes rezistencei?

Atbilde: 0,376 rad; 96,46 V; 4,82  $\Omega$  pie  $m=n=0$ .

8. Trīsfasžu nevadāmā nullpunkta taisngrieža barojošā transformatora (pēc 2. uzdevuma datiem) īsslēguma attiecība ir 5 %. Noteikt komutācijas leņķa lielumu un vidējo slodzes spriegumu, ja slodzes strāva ir  $(20+m+n)$  A! Cik lielai jābūt slodzes rezistencei?

Atbilde: 0,2862 rad; 97,95 V; 4,89  $\Omega$  pie  $m=n=0$ .

9. Trīsfasžu tiltveida nevadāmā taisngrieža barojošā transformatora (pēc 3. uzdevuma datiem) īsslēguma attiecība ir 5 %. Noteikt komutācijas leņķa lielumu un vidējo slodzes spriegumu, ja slodzes strāva ir  $(20+m+n)$  A! Cik lielai jābūt slodzes rezistencei?

Atbilde: 0,316 rad; 97,5 V; 4,87  $\Omega$  pie  $m=n=0$ .

10. Trīsfasžu tiltveida nevadāmā taisngrieža slodze ir ar lielu induktivitāti un pretestību  $R=5\ \Omega$ . Slodzes strāva ir  $(20+m+n)$  A. Neievērojot komutāciju, noteikt tīkla strāvas pamatharmonikas un visu citu harmoniku (līdz 7-ai ieskaitot) amplitūdas!

Atbilde: pie  $m=n=0$  (1.) = 22,07 A; (2.,3.,4.,6.) = 0; (5.) = 4,4 A; (7.) = 3,12 A.

11. Vienfāzes tiltiņa taisngrieža ieejas spriegums ir  $(100+mn)$  V, 50 Hz, slodzes pretestība ir 1,m  $\Omega$ , slodzes pret-EDS ir  $(75+mn)$  V. Noteikt slodzes strāvas nepārtrauktībai nepieciešamo slodzes droseles induktivitāti!

Atbilde: pie  $mn=0$  droseles induktivitāte ir 6,1 mH.

12. Trīsfasžu nullpunkta taisngrieža barojošās fāzes spriegums ir  $(100+mn)$  V, slodzes pret-EDS ir  $(100+mn)$  V, slodzes pretestība ir 1,m  $\Omega$ . Noteikt slodzes strāvas nepārtrauktībai nepieciešamo slodzes droseles induktivitāti!

Atbilde: pie  $mn=0$  droseles induktivitāte ir 1,87 mH.

13. Trīsfasžu tiltiņa taisngrieža barojošais līnispriegums ir  $(100+m+n)$  V, slodzes pret-EDS ir  $(120+mn)$  V, slodzes pretestība ir 1,m  $\Omega$ . Noteikt slodzes strāvas nepārtrauktībai nepieciešamo slodzes droseles induktivitāti!

Atbilde: pie  $mn=0$  droseles induktivitāte ir 0,34 mH.

14. Noteikt vienfāzes tiltveida ideāla vadāmā taisngrieža slodzes spriegumu aktīvas slodzes un aktīvi induktīvas slodzes ar lielu induktivitāti gadījumos, ja tiltu barojošais maiņspriegums ir  $(220+mn)$  V, bet regulēšanas leņķis  $\alpha=60^\circ$ !

Atbilde: pie  $mn=0$  spriegums attiecīgi ir 148,5 V un 99 V (R-L slodze).

15. Iepriekšējā uzdevumā noteikt slodzes strāvu, ja slodzes pretestība ir  $R=5\ \Omega$  un slodzē virknē ieslēgts pret-EDS  $E=40\text{ V}$ . Aprēķināt abos gadījumos tīkla strāvas efektīvo vērtību!

Atbilde: pie  $m=n=0$  slodzes strāvas attiecīgi ir 25,84 A un 11,8 A ; tīkla strāvas ir attiecīgi 35,17 A un 11,8 A.

16. Cik liels būs trīsfāžu nullpunkta vadāmā taisngrieža slodzes spriegums darbā ar nogludinātu slodzes strāvu  $I_d=(20+m+n)\text{ A}$ , ja transformatora sekundārā tinuma fāzes spriegums ir 220 V, 50 Hz, fāzes inductivitāte  $L=1\text{ mH}$ , bet regulēšanas leņķis  $\alpha=1,2\text{ rad}$ ?

Atbilde: pie  $m=n=0$  spriegums ir 90,12 V.

17. Noteikt invertora režīmā maksimāli iespējamo invertējamo strāvu, ja trīsfāžu nullpunkta taisngriezim  $\alpha=150^\circ$ , tiristoru izslēgšanās rezerves leņķis ir  $2^\circ$ , bet taisngriezi barojošās fāzes inductīvā pretestība  $X_a=1,5\ \Omega$ ! Invertora barošanas fāzes spriegums ir  $(200+mn)\text{ V}$ .

Atbilde: pie  $m=n=0$  maksimālā strāva ir 21,85 A.

18. Trīsfāžu barojošā tīkla 380/220 V, 50 Hz, ar  $X_a=1\ \Omega$  tiltveida taisngriezis ar izejas spriegumu 300 V nodod strāvu  $I_d=(50+m+n)\text{ A}$  uz citu trīsfāžu tiltveida invertoru, kas pieslēgts tīklam 660/380 V, 50 Hz ar  $X_a=1,5\ \Omega$ . Noteikt abu taisngriežu regulēšanas leņķus, attiecīgi  $\alpha_1$  un  $\alpha_2$ !

Atbilde: pie  $m=n=0$  attiecīgi  $47,34^\circ$  un  $104,9^\circ$ .

19. Vienfāzes tiltveida vadāmais taisngriezis darbojas ar leņķi  $\alpha=50^\circ$  uz slodzi ar pretestību  $R=(5,m)\ \Omega$  un lielu inductivitāti. Noteikt aptuveni no tīkla patērējamās kopējās, aktīvās un reaktīvās jaudas komponentes un jaudas koeficientu, ja tīkla spriegums ir 380 V un  $X_a=0$ !

Atbilde: pie  $m=0$  jauda  $S=16,71\text{ kVA}$ ;  $P=9,67\text{ kW}$ ;  $Q=13,62\text{ kvar}$ ;  $\cos\varphi=0,58$ .

20. Vienfāzes tiltveida vadāmais taisngriezis darbojas ar iepriekšējā uzdevuma noteikumiem, taču tā slodzes ķēde šuntēta ar diodi. Noteikt iepriekšējā uzdevumā pieprasītos parametrus!

Atbilde:  $S=18,146\text{ kVA}$ ;  $P=15,865\text{ kW}$ ;  $Q=8,8\text{ kvar}$ ;  $\cos\varphi=0,874$  pie  $m=0$ .

21. Reversīvā vienfāzes tiltiņa taisngrieža viena grupa darbojas ar leņķi  $\alpha_1=(30+m+n)^\circ$ , bet otra grupa – saskaņoti ar leņķi  $180^\circ-\alpha_1$ . Barojošais maiņspriegums ir 220 V liels. Cik liela būs starp grupām ieslēgtā reaktora pilnā sprieguma amplitūda, ja slodze ir ar lielu inductivitāti? Iespējamās komutācijas leņķi neievērot!

Atbilde: pie  $m=n=0$  reaktora sprieguma amplitūda ir 312 V.

22. Noteikt iepriekšējā uzdevuma gadījumā izlīdzinošās strāvas caur reaktoru amplitūdas vērtību, ja reaktora inductivitāte ir  $(20+m+n)\text{ mH}$ , rezistence ir nulle un reaktora sprieguma momentāno vērtību izmaiņas laikā ir lineāras – starp pozitīvo un negatīvo amplitūdas vērtību. Tīkla sprieguma frekvence ir 50 Hz.

Atbilde: pie  $m=n=0$  strāvas amplitūda ir 12,99 A.

23. Vienfāzes tiltveida ciklokonvertora vadība tiek realizēta ar trīsstūrveida divpolāra vadības sprieguma, kura amplitūda ir  $(10+m+n)$  V un atkārtības periods ir  $(100+mn)$  ms, salīdzināšanu ar tiristoru taisngrieža tipa vadības sistēmas divpolāro zāģspriegumu. Šī zāģsprieguma amplitūda ir  $(15+m+n)$  V. Cik liela aptuveni ir slodzes strāvas efektīvā vērtība, ja slodzes induktivitāte ir 0,1 H, rezistence ir  $5 \Omega$ , bet tīkla barojošais maiņspriegums ir 380 V? Komutācijas procesu neievērot.

Atbilde: pie  $m=n=0$  strāvas efektīvā vērtība ir 25,95 A.

24. Vienfāzes maiņsprieguma regulators darbojas ar aktīvu slodzi un vadības leņķi  $\alpha=(50+m+n)^\circ$ . Tīkla sprieguma efektīvā vērtība ir 220 V, slodzes rezistence ir  $(5+m+n) \Omega$ . Noteikt strāvas efektīvo vērtību, kā arī patērētās aktīvās un kopējās jaudas attiecību!

Atbilde: pie  $m=n=0$  strāva ir 41,37 A un jaudu attiecība ir 0,94.

25. Vienfāzes maiņsprieguma tiristoru regulators darbojas ar aktīvi induktīvu slodzi, kuras rezistence  $R=(5+m+n) \Omega$  un induktivitāte  $L=(10+m+n)$  mH. Vadības leņķis  $\alpha$  ir  $100^\circ$ , tīkla sprieguma efektīvā vērtība ir 220 V, frekvence 50 Hz. Regulēšanas raksturlielņi aizvietot ar taisni starp koordinātēm  $\alpha=180^\circ$ ; 0 V un  $\alpha=\varphi$ ; 220 V, kur  $\varphi$  ir slodzes strāvas un sprieguma nobīdes leņķis sinusoidālā režīmā. Noteikt no līknes slodzes sprieguma efektīvo vērtību un aprēķināt slodzes strāvas efektīvo vērtību!

Atbilde: pie  $m=n=0$  120 V un 20,3 A.

26. Trīsfāžu maiņsprieguma regulators darbojas shēmā ar slodzes nullvadu un barojošo spriegumu 380/220 V. Aprēķināt no tīkla patērēto šķietamo, aktīvo un reaktīvo jaudu ar iepriekšējā uzdevuma slodzes fāzes parametriem un regulēšanas parametriem!

Atbilde: 13,4 kVA; 6,18 kW; 11,89 kvar pie  $m=n=0$ .

### 5.3. 3. nodaļas materiālam atbilstoši uzdevumi

1. Līdzstrāvas impulsregulēšanas sistēmā barošanas avota spriegums ir  $(200+mn)$  V, slodzes aktīvā pretestība ir  $(5+m+n) \Omega$ , induktivitāte ir 5 mH, komutācijas frekvence  $f=200$  Hz un slēdža ieslēgšanas koeficients  $\gamma=0,5$ . Vai slodzes strāva ir nepārtraukta?

Atbilde: pie  $m=n=0$  slodzes strāva nav nepārtraukta.

2. Palielināt 1. uzdevuma noteikumus slodzes induktivitāti līdz 20 mH un noteikt, vai slodzes strāvas līkne ir nepārtraukta, un, ja būs, tad slodzes strāvas vidējo vērtību un strāvas pilnu pulsāciju!

Atbilde: pie  $m=n=0$  strāva ir nepārtraukta, tās vidējā vērtība ir 20 A un pulsācija ir 12,5 A.

3. Cik lielai jābūt slodzes induktivitātei, lai pie citiem iepriekš minētajiem noteikumiem slodzes strāvas pulsācija būtu 10% no slodzes strāvas vidējās vērtības?

Atbilde: pie  $m=n=0$  induktivitātei jābūt 125 mH.

4. Noteikt pie 2. uzdevuma noteikumiem barojošā tīkla strāvas vidējo un efektīvo vērtību, ja pieņem, ka slodzes strāva pie ieslēgta slēdža aug lineāri laikā!

Atbilde: pie  $m=n=0$  attiecīgi 10 A un 14,37 A.

5. Paaugstinošajam impulsregulatoram līdzstrāvas barošanas avots ir ar spriegumu tukšgaitā  $(100+mn)$  V un iekšējo pretestību  $0,05 \Omega$ . Noteikt slodzes strāvu, ja slodzes rezistence ir  $10 \Omega$  un impulsregulatora relatīvais ieslēguma laiks periodā ir 0,6! Tīkla strāva ir nogludināta.

Atbilde: pie  $mn=0$  slodzes strāva ir 24,2 A.

6. Lai panāktu nogludinātu tīkla strāvu, tad virknē tīklā ieslēgta filtra drosele L, bet paralēli impulsregulēšanas sistēmas ieejai – filtra kondensators C. Noteikt nepieciešamos L un C, ja slodzes strāva ir  $(200+mn)$  A, tīkla spriegums ir  $(600+mn)$  V, impulsregulatora komutācijas frekvence ir 300 Hz, relatīvais ieslēgšanas koeficients ir 0,5 un maksimāli pieļaujamā tīkla strāvas un ieejas sprieguma pilnā pulsācija ir 10% no vidējās vērtības!

Atbilde: pie  $mn=0$   $L=2,5$  mH,  $C=2777 \mu\text{F}$ .

7. Lai panāktu nogludinātu slodzes strāvu, tai paralēli pieslēgts filtra kondensators C un virknē ar šo mezglu – filtra drosele L. Noteikt nepieciešamos L un C, ja slodzes rezistence ir  $5 \Omega$ , barojošā līdzstrāvas avota spriegums ir  $(300+mn)$  V, impulsregulatora komutācijas frekvence ir 300 Hz un relatīvais ieslēgšanas koeficients ir 0,5! Droseles strāvai jābūt ar 20% pulsāciju, kondensatora sprieguma pilnai pulsācijai – mazākai par 10% no slodzes vidējā sprieguma.

Atbilde: pie  $mn=0$   $L=41,66$  mH,  $C=166,6 \mu\text{F}$ .

8. Līdzstrāvas neatkarīgās ierosmes elektromotors ar magnētisko konstanti  $c\phi=0,1$  V.min darbojas caur enkura sprieguma impulsregulatoru no barošanas avota ar spriegumu  $(200+mn)$  V. Impulsregulatora komutāciju frekvence ir 200 Hz , relatīvais ieslēgšanas laiks periodā ir 0,5. Motora enkura induktivitāte ir 10 mH, rezistence ir 1  $\Omega$ . Noteikt motora vārpstas rotācijas ātrumu un enkura strāvas lielumu pie nepārtrauktās strāvas režīma robežgadījumā! Linearizēt enkura strāvas izmaiņu pārslēgšanās laikā!

Atbilde: pie  $mn=0$  ātrums ir 875 1/min , strāva – 12,5 A.

9. Impulsregulēšanas tipa barošanas avots ar enerģijas pārvadi uz slodzi pie transformatora primārā tinuma atslēgšanas (3.17.d zīm.) no barošanas avota ar spriegumu 30 V darbojas ar rezistīvo slodzi 10  $\Omega$  , kas šuntēta ar lielu kapacitāti. Transformatora primāro un sekundāro vijumu skaits ir vienāds, primārā tinuma induktivitāte ir  $(300+mn)$   $\mu$ H. Tranzistoru slēdža komutācijas frekvence ir 5 kHz , ieslēgšanas ilgums perioda ir 60  $\mu$ s. Cik liels ir slodzes spriegums?

Atbilde: pie  $mn=0$  spriegums ir 16,4 V.

10. Reversīvais tranzistoru līdzstrāvas impulsregulators ar elektromotora slodzi pieslēgts pie barošanas avota ar spriegumu  $(200+mn)$  V. Regulatoru vada, salīdzinot divpolāru simetrisku zāģspriegumu ar amplitūdu 15 V , frekvenci 2 kHz un pozitīvas polaritātes laikā maz mainīgu līdzsprieguma vadības signālu 7 V. Motora  $c\phi=0,1$  V.min, enkura pretestība ir 1  $\Omega$ , enkura ķēdes induktivitāte ir 10 mH, slodzes noteiktā enkura strāva ir 15 A. Cik liels ir motora vārpstas rotācijas ātrums un cik liela ir motora strāvas pilna pulsācija? Noteikt tranzistora strāvas amplitūdu un diodes strāvas vidējo vērtību!

Atbilde: pie  $mn=0$  ātrums ir 783 1/min, strāvas pulsācija ir 3,91 A, tranzistora strāvas amplitūda ir 16,95 A, diodes vidējā strāva ir 4 A.

11. Iepriekšējā uzdevuma noteikumos regulatora kreiso plecu vada, salīdzinot zāģspriegumu ar vadības līdzspriegumu +7 V, bet labās puses – salīdzinot šo pašu zāģspriegumu ar negatīvas polaritātes vadības spriegumu minus 7 V. Noteikt iepriekšējā uzdevumā prasītos parametrus!

Atbilde: pie  $m=n=0$  ātrums ir 783 1/min, strāvas pulsācija ir 1,24 A, tranzistora strāvas amplitūda ir 15,62 A, diodes vidējā strāva ir 8 A.

12. Aprēķināt tiristoru impulsregulatora komutācijas kondensatora nepieciešamo kapacitāti, ja barošanas spriegums ir  $(200+mn)$  V, slodzes strāva ir 100 A un galvenā tiristora (izslēdzamā) pases izslēgšanas laiks ir 70  $\mu$ s!

Atbilde: pie  $m=n=0$  kapacitāte ir 35  $\mu$ F.

13. Cik liels ir tiristoru impulsregulatora minimālais slodzes spriegums ar iepriekšējā uzdevuma datiem, ja kondensatora sagatavošanas pārlāde notiek caur galveno tiristoru kontūrā ar virknē slēgtu droseli, kuras  $L=(20+m+n)$   $\mu$ H? Impulsregulatora komutācijas frekvence ir 300 Hz, pārējie nepieciešamie dati pēc 12. uzdevuma.

Atbilde: pie  $m=n=0$  spriegums ir 13,4 V.

14. Tiltveida vienfāzes tranzistoru sprieguma invertora darbības frekvence ir 1 kHz, barojošā līdzsprieguma vērtība ir  $(300+mn)$  V, slodzes rezistances ir 5  $\Omega$ , induktivitāte ir 1 mH. Ar strāvas izmaiņu linearizācijas metodi (sk. sadaļu 3.2.2) noteikt laika nobīdi starp slodzes sprieguma un strāvas līknēm, slodzes strāvas amplitūdu, efektīvo vērtību, tranzistoru šuntējošās diodes vidējo strāvu un avota strāvas vidējo vērtību!

Atbilde: 0,129 ms un attiecīgi 57,67 A ; 33,33 A; 3,74 A ; 13,95 A pie  $m=n=0$ .

15. Starp vienfāzes tranzistoru tiltveida sprieguma invertora abu vertikālo plecu katram barošanas avota polam pieslēgto tranzistoru pārslēgšanas momentiem ieviesta laika nobīde 0,1 ms. Šai laikā ieslēgti abu plecu pretējie tranzistori. Noteikt slodzes sprieguma efektīvo vērtību, ja barošanas spriegums ir  $(200+mn)$  V un invertora darbības frekvence ir 3 kHz! Ar strāvas izmaiņu linearizācijas metodi noteikt slodzes strāvas amplitūdas vērtību, ja slodzes  $L=5$  mH,  $R=20$   $\Omega$ , pieņemot, ka slodzes ķēdes īsslēgtajos intervālos strāvas momentānās vērtības nemainās!

Atbilde: 154,9 V ; 2,14 A pie  $m=n=0$ .

16. Vienfāzes tiltveida sprieguma invertora diagonālie tranzistori tiek modulēti ar IPM metodi, salīdzinot divpolāru trīsstūrveida zāģspriegumu ar amplitūdu 20 V, frekvenci 5 kHz ar sinusoidālu vadības spriegumu  $(10+m)\sin 314t$ . Cik liela aptuveni būs slodzes sprieguma pamatharmonikas amplitūda, kā arī slodzes strāvas amplitūda, ja  $R=10\ \Omega$ ,  $L=10\ \text{mH}$  un barošanas avota spriegums ir  $(200+mn)\ \text{V}$ ? Kāda ir slodzes sprieguma frekvence?

Atbilde: 100 V ; 9,55 A; 50 Hz pie  $m=n=0$  .

17. Trīsfāžu tranzistoru sprieguma invertors, kura tranzistoru vadāmība ir pusperiodu ilga, tiek darbināts ar frekvenci 2 kHz. Cik lieli ir slodzes (zvaigznes slēgums) fāzes un līnijas efektīvie spriegumi, ja barošanas avota spriegums ir  $(500+mn)\ \text{V}$ ? Noteikt spriegumu pamatharmoniku efektīvās vērtības!

Atbilde: pie  $mn=0$  līnijas spriegumam un tā pamatharmonikai efektīvās vērtības ir attiecīgi 408,2 V un 387,9 V; fāzes spriegumam – attiecīgi 235,7 V un 224,3 V.

18. Trīsfāžu tranzistoru sprieguma invertora ar iepriekšējiem datiem slodzes fāzes induktivitāte ir 1, m mH, rezistānce ir  $(10+m+n)\ \Omega$ . Noteikt (pēc sprieguma pamatharmonikas) fāzes strāvas efektīvo vērtību, amplitūdu un fāzes nobīdi pret fāzes sprieguma pamatharmoniku! Novērtēt līdzstrāvas avota strāvas iespējamās polaritātes (vienpolāra vai divpolāra)!

Atbilde: pie  $m=n=0$  attiecīgi 13,96 A; 19,83 A;  $51,47^0$  ; vienpolāra strāva.

19. Iepriekšējiem diviem uzdevumiem pēc pamatharmonikām noteikt barošanas avota strāvas vidējo vērtību!

Atbilde: pie  $m=n=0$  vidējā vērtība ir 11,7 A.

20. Trīsfāžu tiltveida tranzistoru sprieguma invertora katra vertikālā pleca tranzistori tiek modulēti pēc sinusa likuma, salīdzinot trīsstūrveida divpolāru zāģspriegumu, kura frekvence ir 5 kHz un amplitūda ir 20 V, ar katrai fāzei savu nobīdītu par  $120^0$  sinusoidālu vadības spriegumu  $(10+m)\sin 314t$ . Cik lielas būs zvaigznes slēgumā savienotas slodzes līnijas

un fāzes spriegumu pamatharmoniku efektīvās vērtības, ja barošanas avota spriegums ir  $(500+mn)$  V?

Atbilde: pie  $m=n=0$  līnijas spriegums ir 152,5 V; fāzes spriegums ir 88,0 V.

21. Vienfāzes strāvas invertora ieejas spriegums ir  $(200+mn)$  V, tiristoru vadības frekvence ir 1 kHz. Aktīvi induktīvās slodzes rezistances ir  $10, m \Omega$ , induktivitāte ir  $1, n$  mH. Noteikt avota strāvas vērtību un slodzei paralēlā kondensatora  $C=50 \mu\text{F}$  sprieguma amplitūdu, pieņemot, ka invertora izejas strāvas (gan slodzes, gan kondensatora) ir sinusoidālas!

Atbilde: 215,7 A un 1101,6 V pie  $m=n=0$ .

22. Cik lielam iepriekšējā uzdevuma apstākļos jābūt kondensatoram, lai slodzes sprieguma amplitūda nepārsniegtu 426 V (efektīvā vērtība 300 V)? Cik liela būs avota strāva pie šī sprieguma?

Atbilde: pie  $m=n=0$  attiecīgi  $19,92 \mu\text{F}$  un 32,32 A.

23. Cik lielai jābūt paralēli slodzei pieslēgtas droseles induktivitātei, lai pie sākotnējās kondensatora kapacitātes  $50 \mu\text{F}$  panāktu sprieguma amplitūdu 426 V?

Atbilde: pie  $m=n=0$  jāslēdz drosele ar induktivitāti 0,84 mH.

24. Viena pusperioda rezonanses invertora barošanas spriegums ir  $(300+mn)$  V, droseles induktivitāte ir 10 mH, kondensatora kapacitāte ir  $100 \mu\text{F}$ , slodzes rezistances ir  $10 \Omega$ . Sinusoidālas darbības režīmā noteikt vadības frekvenci, kondensatora negatīvās polaritātes sprieguma amplitūdu un slodzes strāvas efektīvo vērtību!

Atbilde: pie  $mn=0$  frekvence ir 137,9 Hz, amplitūda ir 58,4 V, strāva ir 11,66 A.

#### 5.4. 4. nodaļas materiālam atbilstoši uzdevumi

1. Vienfāzes tiltveida reaktīvās jaudas kompensatora-kondicioniera tīkla spriegums ir 220 V, 50 Hz. Izejas kondensatora sprieguma maksimālā vērtība ir  $(350+mn)$  V, ieejas

sinusoidālās strāvas amplitūda ir  $(50+m+n)$  A. Noteikt nepieciešamo ieejas droseles induktivitāti, kā arī kondensatora nepieciešamo kapacitāti, ja pieļaujamā izejas līdzsprieguma maiņkomponentes amplitūda ir 10% no šī sprieguma vidējās vērtības!

Atbilde:  $L=2,4$  mH;  $C=1138$   $\mu$ F pie  $m=n=0$ .

2. Vienfāzes tiltveida reaktīvās jaudas kompensatora-kondicioniera tīkla spriegums ir 220 V, 50 Hz. Izejas kondensatora sprieguma vērtība ir  $(150+mn)$  V, ieejas sinusoidālās strāvas amplitūda ir  $(50+m+n)$  A. Noteikt nepieciešamo ieejas droseles induktivitāti, kā arī kondensatora nepieciešamo kapacitāti, ja pieļaujamā izejas līdzsprieguma maiņkomponentes amplitūda ir 10% no šī sprieguma vidējās vērtības!

Atbilde: pie  $m=n=0$   $L=10,3$  mH;  $C=2654$   $\mu$ F.

3. Vienfāzes tiltveida taisngrieža ar strāvas korekciju ieejas spriegums ir 220 V, 50 Hz. Noteikt slodzes  $R=10$   $\Omega$  strāvu, ja ieejas sinusoidālās strāvas amplitūda ir  $(75+m+n)$  A! Noteikt nepieciešamo kondensatora kapacitāti, ja pieļaujamā pilnā slodzes sprieguma pulsācija ir 10% no slodzes vidējā sprieguma!

Atbilde: pie  $m=n=0$  34,08 A un 3325  $\mu$ F.

## NOSLĒGUMS

Šis ir trešais atkārtotais un nedaudz pilnveidotais mācību līdzeklis vienā no modernākajiem elektrotehniskajiem priekšmetiem – energoelektronikā. Tā aplūko pusvadītāju elementu – diožu, tiristoru, tranzistoru - pielietošanu elektriskās enerģijas parametru regulēšanai un enerģijas realizācijas veida izmaiņai. Šie uzdevumi – maiņsprieguma pārveidošana līdzspriegumā, līdzsprieguma pārveidošana maiņspriegumā, kā arī maiņsprieguma beztransformatīvā un līdzsprieguma bezreostatu regulēšana - ir ļoti aktuāli uzdevumi gan elektrotehnikā, gan enerģētikā. Tāpēc šī priekšmeta apgūšana ir nozīmīgs pasākums modernas elektrotehnikas izglītības realizācijā.

Studentam vajadzētu atrisināt visus dotos uzdevumus, kas ļautu pamatīgāk apgūt priekšmetu. Nepieciešams arī veikt laboratorijas darbus, kas ļautu labāk izprast iekārtu darbību, redzēt to tehnisko izpildījumu un iegūstamo efektu. Daži no paredzētajiem laboratorijas darbiem ir datorprogrammu veidā, kas ļauj virtuāli iepazīties ar iekārtu darbību. Šādu laboratorijas darbu skaits nākotnē pieaugs, jo tas ir ērts veids, kā apgūt priekšmetu padziļināti.

### LITERATŪRAS SARAKSTS

1. Raņķis I. Energoelektronika. – Rīga: RTU, 2002, 142 lpp.
2. Greivulis J., Raņķis I. Iekārtu vadības elektroniskie elementi un mezgli. Rīga: Avots, 1997, 287 lpp.
3. Stiprās strāvas rūpniecības elektronika / E.Blumbergs, J.Greivulis u.c. – Rīga: Liesma, 1974, 246 lpp.
4. Чиженко И., Руденко В., Сенько В. Основы преобразовательной техники. – Москва: Высшая школа, 1974, 430 стр.
5. Ранькис И.Я. Основы преобразовательной техники. Полупроводниковые элементы и выпрямители. Рига:РПИ, 1979, 110 стр.
6. Ранькис И.Я. Основы преобразовательной техники. Тиристорные преобразователи и регуляторы. Рига:РПИ, 1980, 110 стр.
7. Thorborg K. Power Electronics – in Theory and Practice. – Lund: Studentlitteratur, 1997, 522 pp.

8. Mohan N., Undeland T., Robbins W. Power Electronics: Converters, Application, Design. – NY: John Wiley and sons, 1989, 667 pp.

9. Muhammad H. Rashid Power Electronics. Handbook. – Academic Press, London, 2001, 895 pp.