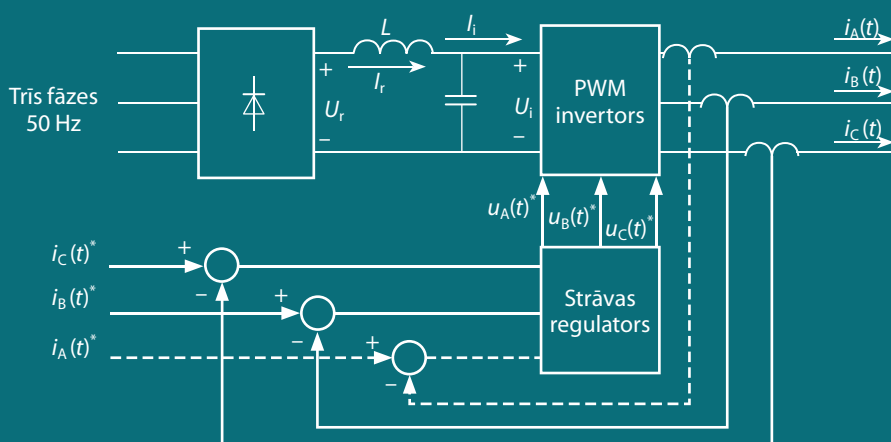


IEVADS ELEKTRISKAJĀS MAŠĪNĀS UN ELEKTROPIEDZIŅĀ

Donalds V. Novotnijs
Tomass A. Lipo
Tomass A. Džans



Donalds V. Novotnijs, Tomass A. Lipo, Tomass A. Džans

IEVADS ELEKTRISKAJĀS MAŠĪNĀS UN ELEKTROPIEDZIŅĀ

Tulkojuma zinātniskais redaktors Leonīds Ribickis

RTU Izdevniecība
Rīga 2019

Donalds V. Novotnijs, Tomass A. Lipo, Tomass A. Džans

Ievads elektriskajās mašīnās un elektropiedziņā

Rīga: RTU Izdevniecība, 2019. 324 lpp.

Mācību grāmatas autori ir Viskonsinas Universitātes (ASV) profesori, kuri grāmatu sarakstījuši, balstoties uz savu ilggadīgo pieredzi, pasniedzot topošajiem elektrotehnikas, enerģētikas, mehatronikas un datorzinātņu inženieriem studiju kursus, kas saistīti ar elektriskajām mašīnām, elektropiedziņu un elektropiedziņas regulēšanu.

Mācību grāmata paredzēta studentiem elektropiedziņas pamatjautājumu apgūvei, un to kā rokasgrāmatu var izmantot elektrotehnikas nozares speciālisti un citi interesenti. Grāmatā apskatīti izplatītākie elektropiedziņas veidi, iekļaujot līdzstrāvas, asinhronās un sinhronās maiņstrāvas piedziņas, kā arī piedziņas ar regulējamu ātrumu un griezes momentu.

Viskonsinas Universitātes (Medisona, Viskonsina, ASV) Elektrotehnikas un datorinženierijas nodaļa un Viskonsinas Energoelektronikas pētniecības centrs ir snieguši atļauju Rīgas Tehniskās universitātes Izdevniecībai tulkot un izdot autoru *D. W. Novotny, T. A. Lipo* un *T. M. Jahns* grāmatu "*Introduction to Electric Machines and Drives*".

Grāmatas tulkojuma iniciators ir akadēmiķis Leonīds Ribickis.

Zinātniskais redaktors un satura atbilstības konsultants Leonīds Ribickis

Tulkojums no angļu valodas Betija Blaževiča, Zane Broka

Terminoloģijas konsultante Anastasija Žiravecka

Terminoloģijas redaktore Zane Broka

Datordizainere Baiba Puriņa

Vāka dizains Paula Lore

<https://doi.org/10.7250/9789934223426>

ISBN 978-9934-22-341-9 (print)

ISBN 978-9934-22-342-6 (pdf)

© D. W. Novotny, T. A. Lipo un
T. M. Jahns, 2009; updated 2017
© Rīgas Tehniskā universitāte, 2019

AUTORU PRIEKŠVārDS PIRMAJAM IZDEVUMAM ANĢĻU VALODĀ

Grāmatas materiāli ir tapuši, docējot studiju kursu „Ievads elektropiedziņā”, ko jau vairāk nekā 25 gadus pasniedz Viskonsinas Universitātes vecāko kursu studentiem. Būsim priecīgi saņemt lasītāju ierosinājumus par nepieciešamajām izmaiņām.

*D. W. Novotny, T. A. Lipo, T. M. Jahns
Medisona, Viskonsina
2009. gada oktobris*

The material in this book has evolved from an introductory course taught yearly to senior/graduate students entitled “Introduction to Electric Drives” at the University of Wisconsin over the past 25 years. We welcome any suggestions for changes or omissions by the reader.

D.W. Novotny, T.A. Lipo, T.M. Jahns
Madison WI
October 2009
email: novotny@engr.wisc.edu
lipo@engr.wisc.edu
jahns@engr.wisc.edu

AUTORU PATEICĪBAS

Autori sirsnīgi pateicas saviem studentiem, kuri snieguši ieguldījumu grāmatas tapšanā, izstrādājot maģistra darbus un disertācijas. Grāmatas radīšanā piedalījušies arī daudzi citi studenti – gan ar tehniska rakstura palīdzību, gan ar teksta korektūru. Autori izsaka pateicību Deivida Greindžera fondam par finansiālo atbalstu un tehnisko nodrošinājumu.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors are indebted to their many graduate students, some of whom have contributed to the production of this book via their MSc and Ph.D. theses. In addition, numerous other graduate students have also assisted both through their technical contributions as well as through proof-reading of this text. The authors also wish to thank the David Grainger Foundation for funding and facilities provided.

| | |
|---|-----------|
| 1. nodaļa. Elektriskā piedziņa – rūpniecības dzinējspēks..... | 10 |
| 1.1. Ievads..... | 10 |
| 1.2. Ieskats vēsturē..... | 10 |
| 1.3. Energoelektronika un elektropiedziņa mūsdienās..... | 12 |
| 1.4. Noslēgums..... | 15 |
| Literatūra..... | 16 |
| 2. nodaļa. Ievads līdzstrāvas piedziņas sistēmu teorijā | 17 |
| 2.1. Ievads..... | 17 |
| 2.2. Līdzstrāvas mašīnas uzbūve un darbības principi..... | 17 |
| 2.2.1. Elektromagnētiskais griezes moments un elektrodzinējspēks..... | 19 |
| 2.2.2. Mašīnas izmēru ietekme uz elektromagnētisko momentu..... | 21 |
| 2.2.3. Polu skaita ietekme..... | 22 |
| 2.3. Līdzstrāvas mašīnu modelēšana..... | 24 |
| 2.3.1. Līdzstrāvas mašīnu pamatvienādājumi..... | 24 |
| 2.3.2. Sekundāri faktori..... | 25 |
| 2.4. Virknes ierosmes dzinējs..... | 27 |
| 2.5. Līdzstrāvas mašīnas darbība stacionārā režīmā ar nemainīgu magnētisko plūsmu..... | 29 |
| 2.5.1. Mehāniskās raksturliķnes..... | 29 |
| 2.5.2. Darba raksturliķnes..... | 32 |
| 2.5.3. Līdzstrāvas mašīnas jaudas zudumi un lietderības koeficients..... | 33 |
| 2.6. Pārejas procesi pie nemainīgas magnētiskās plūsmas..... | 35 |
| 2.6.1. Dinamiskais modelis ar nemainīgu magnētisko plūsmu..... | 35 |
| 2.6.2. Līdzstrāvas dzinēja vispārināts sakņu hodogrāfs..... | 38 |
| 2.7. Noslēgta vadība (vadība ar atgriezenisko saiti)..... | 39 |
| 2.7.1. Griešanās ātruma regulēšana..... | 40 |
| 2.7.2. Regulēšana ar strāvas atgriezenisko saiti..... | 41 |
| 2.7.3. Regulēšana ar ideālu strāvas atgriezenisko saiti..... | 43 |
| 2.7.4. Strāvas regulēšana, izmantojot stāvokļa mainīgos..... | 45 |
| 2.8. Elektromehāniskie līdzstrāvas piedziņas barošanas avoti..... | 48 |
| 2.8.1. G-D (Leonarda) sistēma..... | 48 |
| 2.8.2. G-D (Leonarda) sistēmas īpašības..... | 50 |
| 2.9. Līdzstrāvas tiristorpiedziņa..... | 51 |
| 2.9.1. Pusperioda tiristoru taisngriezis..... | 51 |
| 2.9.2. Divu pusperiodu tiristoru taisngriezis..... | 52 |
| 2.9.3. Taisngriežu ķēdes ieejas jaudas koeficients..... | 53 |
| 2.9.4. Divu pusperiodu tiristoru tilta shēmas darbība ar lielu slodzes induktivitāti un ideālu avotu..... | 54 |
| 2.9.5. Tiristoru shēma ar šuntējošo diodi..... | 58 |
| 2.9.6. Tiristoru trīsfāžu tilta shēma..... | 60 |
| 2.10. Barošanas avota un slodzes induktivitātes ietekme..... | 64 |

| | |
|--|-----------|
| 2.10.1. Barošanas avota induktivitāte | 64 |
| 2.10.2. Slodzes induktivitāte..... | 69 |
| 2.11. Četru kvadrantu līdzstrāvas piedziņa..... | 71 |
| 2.11.1. Viena, divu un četru kvadrantu tiristorpiedziņa | 71 |
| 2.11.2. DC–DC impulsu pārveidotājs (H tilts)..... | 73 |
| 2.12. Strāvas ierobežošana..... | 75 |
| 2.13. Noslēgums..... | 76 |
| 3. nodaļa. Asinhronās mašīnas teorētiskie pamati | 77 |
| 3.1. Ievads..... | 77 |
| 3.2. Uzbūve un darbības princips | 77 |
| 3.3. Stacionāra darbības režīma ierobežojumi..... | 79 |
| 3.4. Ekvivalentās shēmas izveide | 80 |
| 3.4.1. Stacionāra režīma ekvivalentā shēma ar faktisko rotora griešanās frekvenci..... | 80 |
| 3.4.2. Ekvivalentā shēma ar statora frekvenci | 81 |
| 3.4.3. Ekvivalentā shēma ar patvaļīgu redukcijas koeficientu a..... | 82 |
| 3.4.4. Izklīdes inductīvā pretestība un magnetizēšanas inductīvā pretestība | 83 |
| 3.5. Stacionārs darbības režīms | 83 |
| 3.5.1. Tradicionālā ekvivalentā shēma | 84 |
| 3.5.2. Griezes moments un jauda..... | 85 |
| 3.5.3. Tipiskas darba raksturlīknes..... | 86 |
| 3.5.4. Raksturīgas slīdes vērtības..... | 88 |
| 3.5.5. Griezes momenta attiecība pret strāvu | 90 |
| 3.5.6. Parametru izmaiņas | 94 |
| 3.5.7. Attiecināto vienību sistēma | 95 |
| 3.6. Mašīnu tipi un raksturīgie darba režīmi..... | 96 |
| 3.6.1. Vispārējās nozīmes (B tipa) mašīnas..... | 98 |
| 3.6.2. Aproximēts mašīnas matemātiskais modelis | 98 |
| 3.6.3. Speciālas nozīmes dzinēji..... | 99 |
| 3.7. Ātruma regulēšana..... | 100 |
| 3.7.1. Ātruma regulēšana ar sprieguma maiņu..... | 100 |
| 3.7.2. Ātruma regulēšana ar frekvences maiņu | 101 |
| 3.7.3. Režīms ar konstantu sprieguma un frekvences attiecību un nemainīgu griezes momentu | 102 |
| 3.7.4. Zemas frekvences strāvas anomālija..... | 109 |
| 3.7.5. Attiecināto vienību sistēmas izmantošana režīmiem ar regulējamu frekvenci | 111 |
| 3.7.6. Darba raksturlīknes | 114 |
| 3.8. Nesinusoidāla barošana | 120 |
| 3.8.1. Harmoniku ekvivalentās shēmas | 120 |
| 3.8.2. Harmoniku ietekme | 122 |
| 3.9. Darbība pārejas režīmā | 123 |
| 3.9.1. Pārejas inductīvā pretestība..... | 124 |
| 3.9.2. Spriegums aiz pārejas inductīvās pretestības..... | 124 |
| 3.9.3. Palaišana | 125 |

| | |
|--|------------|
| 3.10. Darbība kvazistacionārā režīmā | 125 |
| 3.10.1. Aprēķina secība | 125 |
| 3.10.2. Aprēķina piemērs | 126 |
| 3.11. Dzinēja darbības stabilitāte..... | 127 |
| 3.11.1. Sakņu hodogrāfs..... | 127 |
| 3.11.2. Minimālā slāpēšana..... | 128 |
| 3.12. Asinhronās mašīnas ar fāžu rotoru | 129 |
| 3.12.1. Uzbūve | 129 |
| 3.12.2. Ekvivalentā shēma..... | 130 |
| 3.12.3. Ātruma regulēšana ar rotora pretestības maiņu..... | 130 |
| 3.12.4. Ātruma regulēšana ar rotora barošanas maiņu | 130 |
| 3.13. Asinhrono mašīnu nesimetriskie režīmi..... | 131 |
| 3.13.1. Simetriskās komponentes | 132 |
| 3.13.2. Ekvivalentās shēmas | 136 |
| 3.13.3. Griezes moments un jauda | 138 |
| 3.13.4. Griezes momenta pulsācijas | 139 |
| 3.13.5. Sprieguma nesimetrija..... | 140 |
| 3.13.6. Vienfāzes režīms..... | 142 |
| 3.13.7. Pilnās pretestības nesimetrija divfāžu mašīnā | 144 |
| 3.14. Noslēgums | 144 |
| Literatūra | 145 |
| 4. nodaļa. Sinhrono mašīnu darbības principi | 146 |
| 4.1. Ievads | 146 |
| 4.2. Fiziskā uzbūve..... | 146 |
| 4.3. Darbības princips | 148 |
| 4.4. Ekvivalentā shēma mašīnai ar neizvirzītiem poliem | 149 |
| 4.5. Leņķa raksturlikne mašīnai ar neizvirzītiem poliem | 152 |
| 4.6. Vektoru diagrammas neizvirzītu polu mašīnām..... | 154 |
| 4.7. Mašīnas ar izvirzītiem poliem..... | 157 |
| 4.7.1. Vektoru diagramma mašīnai ar izvirzītiem poliem | 158 |
| 4.7.2. Garenlauka un šķērslauka sinhrono induktīvo pretestību mērīšana..... | 159 |
| 4.7.3. Leņķa raksturlikne mašīnai ar izvirzītiem poliem..... | 161 |
| 4.8. Darba režīms ar regulējamu frekvenci | 162 |
| 4.8.1. Regulējamas frekvences režīma attēlojums attiecinātajās vienībās..... | 162 |
| 4.8.2. Režīms ar konstantu sprieguma un frekvences attiecību..... | 163 |
| 4.8.3. Režīms ar konstantu spriegumu un regulējamu frekvenci..... | 165 |
| 4.8.4. Sinhronas mašīnas darba raksturliknes..... | 167 |
| 4.8.5. Statora pretestības ietekme..... | 168 |
| 4.9. Darbība pārejas režīmā | 171 |
| 4.9.1. Pārejas induktīvā pretestība un spriegums aiz tās | 172 |
| 4.9.2. Leņķa raksturliknes pārejas procesā..... | 173 |
| 4.10. Darbība dinamiskā režīmā..... | 174 |
| 4.11. Sinhronās reaktīvās mašīnas..... | 175 |
| 4.11.1. Fiziskā uzbūve..... | 176 |

| | |
|---|------------|
| 4.11.2. Vektoru diagramma un momenta vienādojums..... | 177 |
| 4.11.3. Ekvivalentā shēma..... | 179 |
| 4.11.4. Darbība ar regulējamu frekvenci | 182 |
| 4.11.5. Darbība dinamiskā režīmā..... | 182 |
| 4.12. Noslēgums..... | 184 |
| Literatūra | 184 |
| 5. nodaļa. Pastāvīgo magnētu mašīnas..... | 185 |
| 5.1. Ievads..... | 185 |
| 5.2. Fiziskā uzbūve..... | 185 |
| 5.3. Magnētiskā ķēde | 187 |
| 5.4. Vektoru diagramma un momenta vienādojums | 191 |
| 5.5. Darbība ar mainīgu ātrumu..... | 193 |
| 5.5.1. Idealizēts darba režīms ar “pastāvīgu jaudu” | 196 |
| 5.5.2. Novirzes no “pastāvīgas jaudas” darba režīma | 198 |
| 5.5.3. “Pastāvīgas jaudas” režīma iegūšana ar papildu induktīvo pretestību | 202 |
| 5.6. “Polu izvīrījumu” ietekme mašīnās ar rotorā iebūvētiem magnētiem .. | 203 |
| 5.7. “Izvīrītu” un neizvīrītu polu mašīnu darbības salīdzinājums..... | 207 |
| 5.8. Pastāvīgo magnētu mašīnas bez rievām..... | 211 |
| 5.8.1. Magnētiskā ķēde..... | 211 |
| 5.8.2. Rievotu un bezrievu PM dzinēju īpašību salīdzinājums..... | 212 |
| 5.9. Ekvivalentā shēma maiņstrāvas mašīnai ar “izvīrītiem poliem” | 215 |
| 5.10. Noslēgums..... | 220 |
| Literatūra | 220 |
| 6. nodaļa. Invertora darbība un modelēšana..... | 221 |
| 6.1. Ievads..... | 221 |
| 6.2. Invertoru shēmas un to komutācija | 221 |
| 6.2.1. Spēka shēmas konfigurācija..... | 222 |
| 6.2.2. Vadības signālu secība un vadāmības intervāli | 226 |
| 6.2.3. Idealizēta izejas signālu forma | 230 |
| 6.3. Pamatharmoniku ekvivalentās shēmas | 235 |
| 6.3.1. VSI un CSI stacionāra režīma signālu izvīrījums Furjē rindā..... | 235 |
| 6.3.2. Pamatharmoniku aproksimācija | 236 |
| 6.3.3. Jaudas bilance un invertora papildu ierobežojumi..... | 237 |
| 6.3.4. Vienas fāzes ekvivalentās shēmas | 238 |
| 6.4. Invertoru ekvivalento shēmu izmantošana..... | 241 |
| 6.4.1. Asinhrono dzinēju piedziņa ar VSI | 242 |
| 6.4.2. Pašierosme asinhronajā dzinējā ar VSI barošanu..... | 245 |
| 6.4.3. Neizvīrītu polu sinhronās mašīnas piedziņa ar CSI | 249 |
| 6.4.4. Izvīrītu polu sinhronās mašīnas piedziņa ar CSI..... | 253 |
| 6.5. VSI un CSI sistēmu salīdzinājums | 255 |
| 6.6. Noslēgums..... | 256 |
| Literatūra | 256 |

| | |
|---|------------|
| 7. nodaļa. Regulējama ātruma maiņstrāvas piedziņas sistēmas | 257 |
| 7.1. Ievads | 257 |
| 7.2. Piedziņas sistēmas ar trīsfāžu sprieguma invertoriem | 257 |
| 7.3. Piedziņas sistēmas ar impulsu platuma modulācijas (PWM) invertoriem | 263 |
| 7.3.1. Ātruma regulēšana piedziņas sistēmās ar PWM invertoriem | 263 |
| 7.3.2. PWM piedziņas sistēmu īpašības | 264 |
| 7.4. Piedziņas sistēmas ar trīsfāžu strāvas invertoriem | 266 |
| 7.4.1. CSI pamatshēma | 266 |
| 7.4.2. Ātruma regulēšana piedziņas sistēmās ar CSI | 267 |
| 7.4.3. Īpašības piedziņas sistēmām ar CSI | 269 |
| 7.5. Regulējama ātruma piedziņas sistēmas palaišana | 270 |
| 7.5.1. Pamatmetode: vienmērīgs paātrinājums | 271 |
| 7.5.2. Strāvas ierobežojuma vadība | 272 |
| 7.5.3. U/f vērtības paaugstināšanas ietekme | 273 |
| 7.6. Noslēgums | 276 |
| 8. nodaļa. Piedziņas sistēmas ar regulējamu griezes momentu | 277 |
| 8.1. Ievads | 277 |
| 8.2. Līdzstrāvas mašīnas momenta vadība | 278 |
| 8.2.1. Līdzstrāvas mašīnas modelis | 279 |
| 8.2.2. Darbība ar regulējamu ātrumu | 280 |
| 8.2.3. Darbība ar regulējamu griezes momentu | 281 |
| 8.3. Prasības momenta regulēšanai | 281 |
| 8.4. Sinhronās mašīnas momenta vadība | 282 |
| 8.4.1. Sinhronā mašīna ar CSI (bez kolektora līdzstrāvas mašīna) | 283 |
| 8.4.2. Momenta vadība un leņķa γ vērtības izvēle | 285 |
| 8.5. Strāvas vadība | 288 |
| 8.6. Sinhronā elektropiedziņa ar regulējamu griezes momentu | 290 |
| 8.6.1. Momenta vadība, izmantojot CSI | 290 |
| 8.6.2. Momenta vadība, izmantojot CRPWM | 291 |
| 8.6.3. Darbība pārejas režīmos | 292 |
| 8.7. Asinhronās mašīnas momenta vadība | 293 |
| 8.7.1. Tradicionāla ekvivalentā shēma | 293 |
| 8.7.2. Pārveidota ekvivalentā shēma | 294 |
| 8.7.3. Momenta vadība, izmantojot strāvas komponentes $I_s \Phi$ un $I_s M$ | 296 |
| 8.7.4. Elektrodzinēja izejas parametri, izmantojot vadību ar $I_s \Phi$ un I_{sM} | 298 |
| 8.7.5. Momenta vadībai nepieciešamā plūsma un magnetizējošais spēks | 299 |
| 8.8. Asinhronā elektropiedziņa ar momenta vadību stacionārā režīmā | 300 |
| 8.9. Asinhronā elektropiedziņa ar momenta vadību | 302 |
| 8.9.1. Momenta vadība, izmantojot CSI | 303 |
| 8.9.2. Momenta vadība, izmantojot CRPWM | 304 |
| 8.9.3. Slīdes aprēķins plūsmas izmaiņu gadījumā | 306 |
| 8.9.4. Tieša lauka orientācija | 306 |
| 8.10. Noslēgums | 307 |

| | |
|--|------------|
| Pielikums. Maiņstrāvas elektromašīnu mērogošanas sakarības | 308 |
| P1. Ievads | 308 |
| P2. Gabarītu ietekme | 309 |
| P2.1. Attēlojums fizikālajās vienībās | 309 |
| P2.2. Attēlojums attiecinātajās vienībās | 313 |
| P3. Raksturizmēra izvēle | 316 |
| P4. Maiņstrāvas elektriskā mašīna | 317 |
| P4.1. Galvenie fiziskie izmēri | 317 |
| P4.2. Pola iedaļa kā raksturizmērs | 319 |
| P4.3. A. v. lielumiem izvirzītās prasības | 319 |
| P5. Maiņstrāvas mašīnas pilnās pretestības mērogošanas sakarības | 322 |
| P5.1. Izkliedes induktīvās pretestības regulēšana | 322 |
| P5.2. Nominālās jaudas mērogošanas problēmas | 323 |
| P6. Noslēgums | 324 |
| Literatūra | 324 |

Elektriskā piedziņa – rūpniecības dzinējspēks

1.1. Ievads

Vispārināti runājot, elektriskā piedziņa nodrošina noderīga mehāniskā darba veikšanu, izmantojot elektriskās mašīnas. Piedziņas sistēma patērē elektrisko enerģiju no tīkla, līdzstrāvas avota, akumulatoriem vai cita veida barošanas avota, un pārvērš to mehāniskajā enerģijā. Līdz pat 20. gadsimta sākumam galvenokārt izmantoja līdzstrāvas mašīnas, bet vēlāk līdz ar pusvadītāju izgudrošanu daudz izplatītākas kļuva maiņstrāvas mašīnas un piedziņas sistēmas. Jau vairāk nekā 50 gadus daudz pūļu veltīts, lai pilnībā izprastu šādas piedziņas sistēmas, kas ietver gan elektriskās enerģijas pārveidi citā enerģijas veidā, gan maiņstrāvas mašīnu darbību. Šī grāmata radīta, lai elektroinženieriem sniegtu nepieciešamās pamatzināšanas par piedziņas sistēmu darbības principiem un to izmantošanu, jo īpaši tāpēc, ka tā ir salīdzinoši jauna tehnoloģija.

1.2. Ieskats vēsturē

Elektrisko mašīnu vēsturi parasti saista ar elektroenerģijas ģeneratora darbības principa atklāšanu 1831. gadā, kad Maikls Faradejs izgudroja Faradeja disku. Pirmo ģeneratoru veidoja ar roku griežams disks, kas novietots starp diviem magnētiem, un tajā starp divām slīdošām sukām inducējās līdzspriegums. Tomēr nav plaši atzīts, ka elektriskās mašīnas jau tik sen būtu izmantotas dažādu rūpniecības procesu piedziņai. Tajā pašā gadā, kad izgudrots Faradeja disks, amerikāņu fiziķis Džozefs Henrijs publicēja rakstu, kurā izklāstīja elektrodzinēja darbības principu, kas pēc būtības bija tieši pretējs ģeneratora darbības principam. Savukārt 1834. gadā amerikāņu kalējs Tomass Devenports uzlaboja dzinēja darbības principu un sāka to izmantot savu urbju un kokapstrādes virpu darbināšanai. Vēlāk viņš savu izstrādāto līdzstrāvas dzinēju ieviesa arī elektriskajā dzelzceļā, tramvajā un elektriskajās iespiedmašīnās. Vilces dzinēju pirmoreiz sāka izmantot 1837. gadā Skotijā, kad Roberts Deivisons uzbūvēja ar akumulatoriem darbināmu elektrolokomotīvu. R. Deivisons veica vairākus braucienus ar savu elektrolokomotīvu pa

komerciālu sliežu ceļu starp Glāzgovu un Edinburgu. Tomēr ar toreizējo primitīvo konstrukciju lokomotīve varēja sasniegt vien 6,4 km/h ātrumu. Runā, ka lokomotīvi iznīcinājuši kādi tvaika mašīnu inženieri, baidīdamies no iespējamās konkurences mehāniskās vilces jomā [1].

Pārsteidzoši, ka jauno elektrisko iekārtu ieviešana plašajā rūpniecības nozarē notika ļoti lēni. Trīsdesmit gadu vēl pirms Henrija un Faradeja izgudrojumiem plaši izplatīta bija Vata tvaika turbīna, kas aizsāka industriālo revolūciju. Tādējādi ap 1830. gadu tvaika turbīnu izmantošana mehāniskā darba veikšanai bija jau dziļi iesakņojusies. Pie atziņas, ka elektrodzinēji ir piemērotāki mehāniskas slodzes piedziņai, nonāca tikai vēlāk, kaut arī mūsdienās tas ir tik acīmredzami. Tolaik, lai nodrošinātu pilnībā neelektrisku piedziņu, ražojot un izmantojot vien mehānisko enerģiju, jaudu no turbīnas vārpstas uz mehānisko slodzi pārvadīja, izmantojot virkni siksnu, virvju un rotējošu vārpstu. Kopējais lietderības koeficients bija sākot no aptuveni 75 % tādos lietojumos, kur slodze ir konstanta, līdz pat tikai 50 %, ja slodze ir ļoti mainīga. 19. un 20. gs. mijā rūpnīcas ar šāda veida sistēmām vēl bija ļoti daudz, un viens 1885. gada piemērs parādīts 1.1. attēlā. Skaidrs, ka garā kustīgo siksnu virkne bija ne vien bīstama, bet arī neefektīva masveida ražošanā. Turpretim 1.2. attēlā parādīta mūsdienīga Japānas uzņēmuma "Fanuc" rūpnīca, kurā ražo servodzinējus un špindelzīnējus. Šī paša uzņēmuma ražotie roboti veic dzinēju montāžu bez jebkādas cilvēka iesaistes, un rūpnīca mēnesī var saražot simttūkstoš dzinēju, tostarp 2000 dažādus modeļus. Tā kā servodzinējs ir viena no galvenajām robota sastāvdaļām, "Fanuc" rūpnīca ir piemērs tam, kā robots atražo pats sevi. Apgaismojums rūpnīcas telpās ir jāieslēdz vien reklāmas fotoattēlu uzņemšanai. Līdz ar to jāatzīst, ka filmā "Terminators" tik tiešām ir kaut kas no realitātes!



1.1. attēls. Rūpnīcas "McCormic" vārpstu telpa 1885. gadā. Šis uzņēmums ražoja arī slaveno "McCormic" pļaujmašīnu. Pievērsiet uzmanību siksnām, kas katru darba vietu savieno ar kopēju rotējošu vārpstu pie griestiem (avots: *Wisconsin Historical Society*).



1.2. attēls. Japānas uzņēmuma “Fanuc” servopiedziņas un špindelzdzinēju rūpnīca.

1.3. Energoelektronika un elektropiedziņa mūsdienās

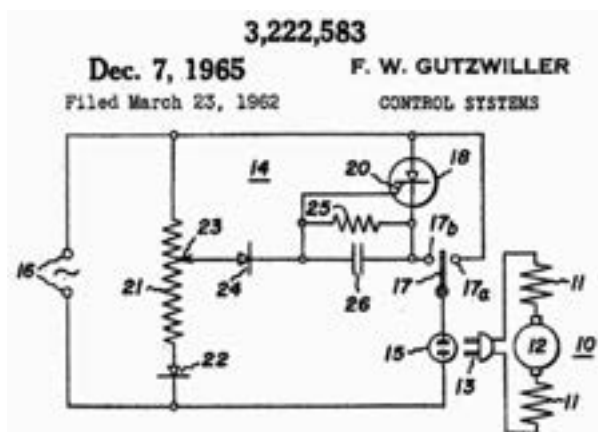
Rūpnieciskās elektropiedziņas modernais laikmets sākās vien 10 gadus pēc tam, kad 1947. gadā Bardīns un Brateins izgudroja punktt tranzistoru. 1957. gadā atklāja silīcija pusvadītāju diodes priekšrocības, salīdzinot ar līdz tam izplatītajām germānija diodēm. Bilam Gucvilleram, kādreizējam “General Electric” rūpnīcas darbiniekam, kas atradās Klaidā, netālu no Sirakjūsas Ņujorkas štatā, bija sapnis izveidot “vadāmu” taisngriezi. Bils izdomāja terminu “vadāms silīcija taisngriezis” (SCR – *silicon controlled rectifier*), vēl pirms vispār tapa zināms, vai šādu ierīci iespējams radīt! Bils savu ideju aizrautīgi popularizēja, līdz 1957. gadā viņu pārsteidza fiziķis Gordons Hols ar prototipu ierīcei ar trīs izvadiem, no kuriem viens bija jaunais vadības elektrodus. Iespējams, tas tika izdarīts tāpēc, lai Bilu vienkārši aplūsinātu. Taču viņam atlika vai nu sasniegt ko grandiozu, vai arī atmet visam ar roku. Gucvillers devās uz vietējo saimniecības preču veikalu, kur nopirka elektrisko urbi ar diviem ātrumiem un ieslēgšanas/izslēgšanas funkciju. Viņš tam pieslēdza fāzes regulatoru, kas līdzstrāvas dzinēju darbināja ar mainīgu ātrumu. Par šo panākumu ziņoja laikraksts “*Business Week*” 1957. gada 28. decembra numurā, un līdz ar to arī sākās energoelektronikas modernais laikmets. 1.3. attēlā redzama interesanta fotogrāfija, kurā Gucvillers montē savu urbja regulatoru, savukārt 1.4. attēlā parādīta viņa izgudrotā slēguma shēma urbja darbināšanai. Tīmekļa vietnē⁵ iespējams

⁵ http://www.semiconductormuseum.com/Transistors/GE/OralHistories/Gutzwiller/Gutzwiller_Index.htm

iepazīties ar saistošu tā laika notikumu atstāstu. Vien pirms dažiem gadiem tika svinēta energoelektronikas modernā laikmeta 50. gadadiena.

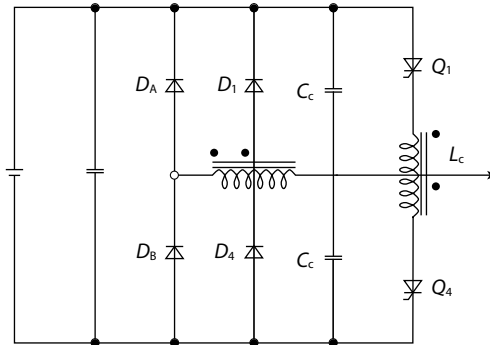


1.3. attēls. Bils Gucvillers ar pirmo elektrodzinēja pusvadītāju regulatoru.

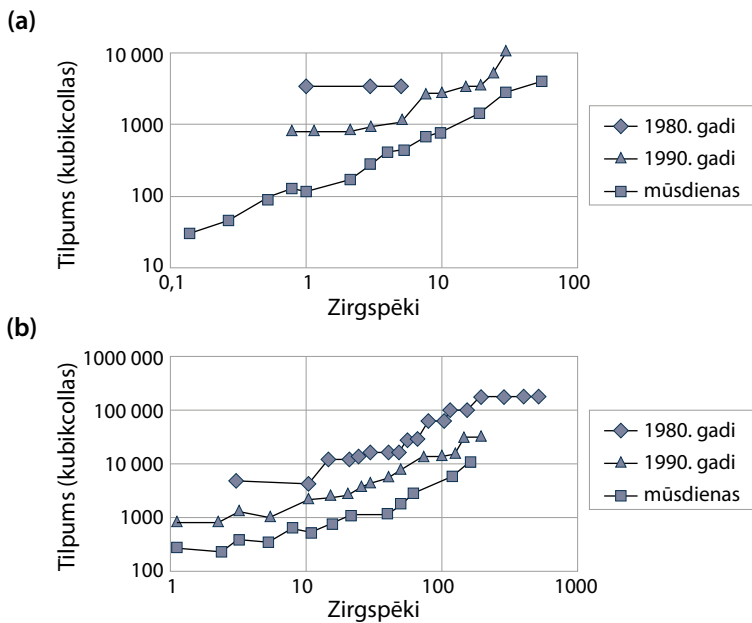


1.4. attēls. Bila Gucvillera izveidotā fāzes regulatora shēma līdzstrāvas dzinējam.

Vēl pirms energoelektronikas uzplaukuma slodzes piedziņai, ja bija nepieciešama ātruma regulēšana, izmantoja līdzstrāvas dzinējus. Taču drīz vien tika pierādīts, ka tagad iespējama arī droša maiņstrāvas dzinēju darbība pie mainīga ātruma, pārveidojot līdzstrāvu maiņstrāvā. Pirmo praktiski izmantojamo invertora slēguma shēmu (Makmareja-Bedforda invertoru) izveidoja jau atkal "General Electric" inženieri dažus gadus pēc vadāmā silīcija taisngrieža slēdža izgudrošanas. 1.5. attēlā dota šī invertora elektroskāme.



1.5. attēls. Makmareja-Bedforda invertora shēma. Parādīta tikai viena no trim strāvas pārveidotāja fāzēm.



1.6. attēls. Piedziņas iekārtu izmēra attīstības tendences⁶ sistēmām ar (a) 230 V invertoriem un (b) 460 V invertoriem.

Pēdējās desmitgadēs maiņstrāvas motori, jo īpaši īsslēgta rotora asinhronie dzinēji, gandrīz visās iekārtās ir strauji aizstājuši līdzstrāvas dzinējus, un šodien šī pāreja ir praktiski noslēgusies. Regulējamas rūpnieciskās elektropiedziņas lietojums pēdējos 20 gados kopumā ir pieaudzis par vairāk nekā 25 %, kas ir krietni vairāk nekā pirmajos 30 gados. Iemesli tik straujai izaugsmei ir arvien pieaugošais pieprasījums pēc efektīvas un drošas ražošanas procesu vadības, piedziņas sistēmu pielāgojamības un viedās vadības, kā, piemēram, kopīga vairāku piedziņas sistēmu

⁶ 1 zirgspēks $\approx 0,75$ kW un 1 kubikcolla $\approx 16,4$ cm³

vadības platforma, aizsardzība pret slodzes nomešanu vai elektrolīnijas bojājumu, atkārtota pieslēgšana rotējošam rotoram u. tml.

Pēdējos gados būtiski samazinājies maiņstrāvas piedziņas iekārtu izmērs – tas noticis galvenokārt pusvadītājslēdžu arvien lielākas ātrdarbības dēļ, un, pateicoties tam, samazinās iekārtu komutācijas zudumi. 1.6. attēlā parādītas 230 V un 460 V invertoru izmēra attīstības tendences līdz 2000. gadam [4]. Logaritmiskā ass uzskatāmi liecina par straujiem tehnoloģiskajiem uzlabojumiem pēdējo gadu gaitā. Galveno izgudrojumu hronoloģija pēdējo 50 gadu laikā apkopota 1.1. tabulā. Daudzi no šiem tematiem tiks sīkāk aplūkoti turpmākajās nodaļās.

1.4. Noslēgums

Rūpnieciskās elektropiedziņas nozare ir ļoti plaša un pilna izaicinājumiem – lai aizvien veiksmīgāk izmantotu iekārtas, jārisina šķietami nebeidzams jautājumu loks. Tas ietver, piemēram, ātruma regulēšanas diapazonu, prasības nominālajam griezes momentam, ātruma pulsācijas, paātrināšanās ilgumu, palaišanas momentu, diagnostikas apjomu, vidi, vairākdzinēju piedziņas sistēmas, aizsardzību, komunikācijas prasības un daudzus citus jautājumus. Taču šiem izaicinājumiem vajadzētu padarīt aplūkojamus tematus vēl saistošākus, un tieši tāds ir autoru mērķis.

1.1. tabula

Regulējamas maiņstrāvas piedziņas attīstības hronoloģija

| Gads | Izgudrojums | Izgudrotājs (-i) |
|-----------|---|--|
| 1957 | vadāms silīcija taisngriezis (SCR) | <i>F. W. Gutzwiller, G. Hall</i> |
| 1961 | Makmareja-Bedforda invertors | <i>W. McMurray, B. Bedford</i> |
| 1964 | Makmareja invertors | <i>W. McMurray</i> |
| 1969 | asinchronā dzinēja netiešā vektoru vadība | <i>K. Hasse</i> |
| 1970 | aizverams SCR | <i>H. Storm</i> |
| | Darlingtona bipolārais lielizmēra tranzistors | <i>Toshiba Co.</i> |
| 1971 | asinchronā dzinēja tiešā vektoru vadība | <i>F. Blaschke</i> |
| 1973 | aizverams tiristors | <i>E. Wolley, R. Yu, R. Steigerwald*</i> |
| 1979 | lieljaudas lauktranzistors (MOSFET) | <i>A. Lidlow*</i> |
| 1980 | matricveida pārveidotājs | <i>M. Venturini</i> |
| 1980 | daudzlīmeņu pārveidotājs | <i>A. Nabai, I. Takahashi, H. Akagi</i> |
| 1982–1983 | izolēta aizvara bipolārais tranzistors (IGBT) | <i>B. J. Baliga, J. P. Russel</i> |
| 1983 | griezes momenta regulēšana bez ātruma sensora (bezsensoru vadība) | <i>R. Joteen, G. Maeder</i> |
| 1985 | histērezes strāvas regulatori | <i>D. Brod, D. Novotny*</i> |
| 1986 | sinhrona strāvas regulēšana | <i>T. Rowan, R. Kerkman*</i> |
| 1996 | silīcija karbīda lauktranzistors (SiC FET) | <i>C. Weitzel et. al.*</i> |

Tabulā ar * atzīmēti tie tehnoloģiskie sasniegumi, pie kuriem nonāca lēnas, ilgstošas attīstības rezultātā. Norādīti tie autori, kuru publikācijas visvairāk citētas.

Literatūra

1. Francis H. Davies, "Electric Power and Traction", Archibald Constable & Co. Ltd, London, 1907, <http://books.google.com>.
2. Fanuc's Corporate Profile Booklet, Fanuc Ltd. Oct. 2008, <http://www.fanuc.co.jp>.
3. W. Gutzwiller, "Silicon Controlled Rectifier Circuit including a Variable Frequency Oscillator" U.S. Patent 3,040,270, Granted 6/16/62.
4. R. J. Kerkman, G. L. Skibinski and D. W. Schlegel, "AC Drives: Year 2000 (Y2K) and Beyond," IEEE APEC'99, March 14–18, 1999.

2. NODAĻA

levads līdzstrāvas piedziņas sistēmu teorijā

2.1. levads

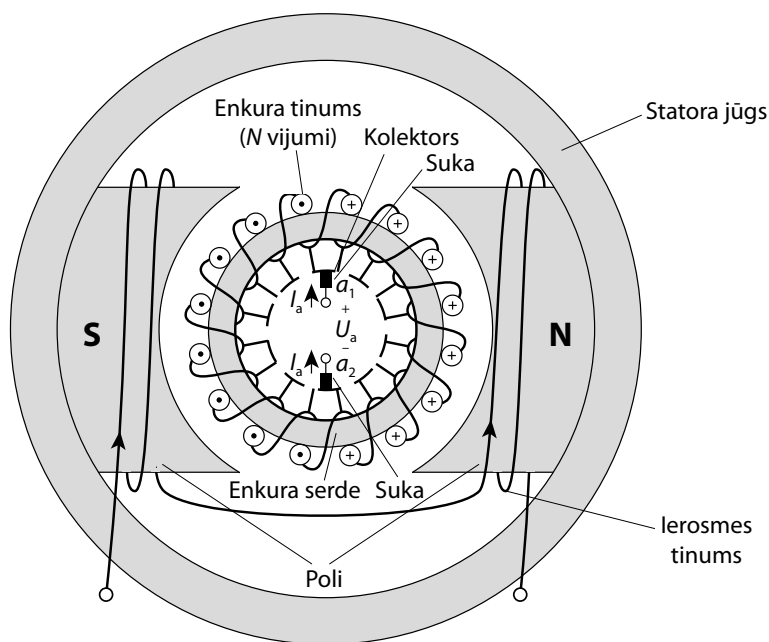
Kaut arī līdzstrāvas mašīnas komerciālām vajadzībām tikušas izmantotas jau vairāk nekā 100 gadu, tās pakāpeniski gandrīz visās lietojuma sfērās tiek aizstātas ar maiņstrāvas iekārtām. Lai gan līdzstrāvas mašīnas mūsdienās izmanto daudz mazāk nekā maiņstrāvas, to īpašības joprojām ir svarīgas. Daudzviet joprojām norāda līdzstrāvas mašīnas raksturlielni griezes momentam attiecībā pret ātrumu, kas kalpo kā prasība konkurētspējīgas maiņstrāvas mašīnas izmantošanai tam pašam mērķim, kaut arī faktiskā maiņstrāvas iekārtas raksturlielne var būt ievērojami atšķirīga. Tādējādi līdzstrāvas mašīnu īpašības kalpo kā “atskaites punkts” jebkurai piedziņas sistēmās izmantojamai elektromašīnai. Līdz ar to ir lietderīgi piedziņas sistēmu apguvi sākt tieši ar līdzstrāvas mašīnu darbības rūpīgu analīzi.

2.2. Līdzstrāvas mašīnas uzbūve un darbības principi

Līdzstrāvas mašīnai (2.1. att.) ir nekustīgi, izvirzīti **poli**. Elektromagnētisko lauku ierosina līdzstrāva vai pastāvīgie magnēti (neliela izmēra mašīnās). Rotējošais **enkurs** (jaudas pārveides elements) ir cilindriskas formas, un tā rievās ievietoti vienmērīgi sadalīti tinumi. Enkura rotācijas dēļ magnētiskā plūsma tajā ir mainīga, tāpēc, lai samazinātu virpuļstrāvas, izmanto slāņotu magnētserdi, kas salikta no savstarpēji izolētām plāksnēm. Lai gan stacionārā režīmā polu magnētiskais lauks ir nemainīgs un līdz ar to elektromašīnas polu serdi nebūtu jāveido no plāksnēm, tomēr tieši slāņota serdes struktūra bieži vien ir vajadzīga, lai vienkāršotu ražošanu un ļautu ātri mainīt polu magnētisko plūsmu vai tās virzienu.

Enkura tinumus baro ar suku palīdzību, kuras nodrošina slīdošu kontaktu ar **kolektoru**, kas izveidots no vadoša materiāla plāksnītēm. Šāda veida komutācija īstenota, lai radītu telpisku enkura strāvas sadalījumu neatkarīgi no enkura ātruma vai pagrieziena leņķa. To ilustrē Gramma gredzenveida tinums (2.1. att.), kur uzskatāmi redzams, ka, enkuram griežoties, pārvietojas arī tā sekcijas, taču ar kolektoru īstenotā komutācija nodrošina nemainīgu strāvas telpisko sadalījumu.

Gamma gredzenveida enkurs (2.1. att.) ir piemērots mašīnām ar lielu diametru un īsa garuma vārpstu. To izmanto elektromašīnās, kurām ir augsts griezes moments un mazs ātrums (tās mēdz saukt arī par griezes momenta dzinējiem). Taču tradicionālās mašīnās šāds garš, neaktīvs, aksiāls enkura tinuma vads strāvas atgriezes nodrošināšanai ir mazefektīvs, tāpēc izmanto dažādas citas enkura tinuma konstrukcijas. Šajās konstrukcijās nav nepieciešams neaktīvais atgriezes vads, jo šim nolūkam izmanto vienu no enkura tinuma sekcijas aktīvajām malām, kas ievietota enkura rievā aptuveni vienas pola iedaļas attālumā. Kaut arī tas palielina atgriezes vada garumu, tipiskām elektromašīnas diametra un garuma attiecībām tādējādi tiek iegūts efektīvāks tinums. Jebkurā gadījumā komutācijas princips ir tāds pats kā Gamma gredzenveida tinumam, ko ir viegli izprast.



2.1. attēls. Līdzstrāvas mašīnas uzbūve.

Kolektora darbību var skaidrot arī kā paņēmienu atsevišķu enkura tinuma sekciju EDS summēšanai, lai iegūtu kopējo enkura tinumā inducēto EDS. Kā parādīts 2.1. attēlā, enkuram rotējot, tinuma sekcijas vads mašīnas augšdaļā pārvietojas no mašīnas dienvidpola zonas uz ziemeļpola zonu. Tādējādi izmainās tinuma sekcijas vadā inducētā EDS polaritāte (un līdz ar to arī atbilstošās tinuma sekcijas EDS polaritāte). Vienlaikus līdz ar kolektora veikto komutāciju enkura tinuma sekcija pārvietojas no kreisās puses ķēdes uz labo pusi. Līdzīgi procesi notiek mašīnas apakšējā daļā pie otras sukas. Tā rezultātā starp sukām tiek uzturēts konstants līdzspriegums (ar nelielu pulsāciju komutācijas dēļ), kaut arī enkura tinuma sekcijām atsevišķi ir pielikts maiņspriegums.

2.2.1. Elektromagnētiskais griezes moments un elektrodzinājspēks

Līdzstrāvas mašīnā radītā elektromagnētiskā griezes momenta vidējo vērtību var viegli noteikt, zinot vidējo momentāno spēku viena mašīnas apgrieziena laikā, kas darbojas uz kādu no enkura tinuma vadiem. Tā kā magnētiskās indukcijas B un strāvas I_a virzieni ir savstarpēji perpendikulāri, kā parādīts 2.2. attēlā, momentānais elektromagnētiskais griezes moments, ko rada strāva I_a enkura aploces punktā θ , izsakāms kā

$$M(\theta) = rF_{\text{spraugai}}(\theta) = r \left[l \frac{I_a}{a} B_{\text{spraugai}}(\theta) \right], \quad (2.1.)$$

kur I_a – enkura strāva (A);

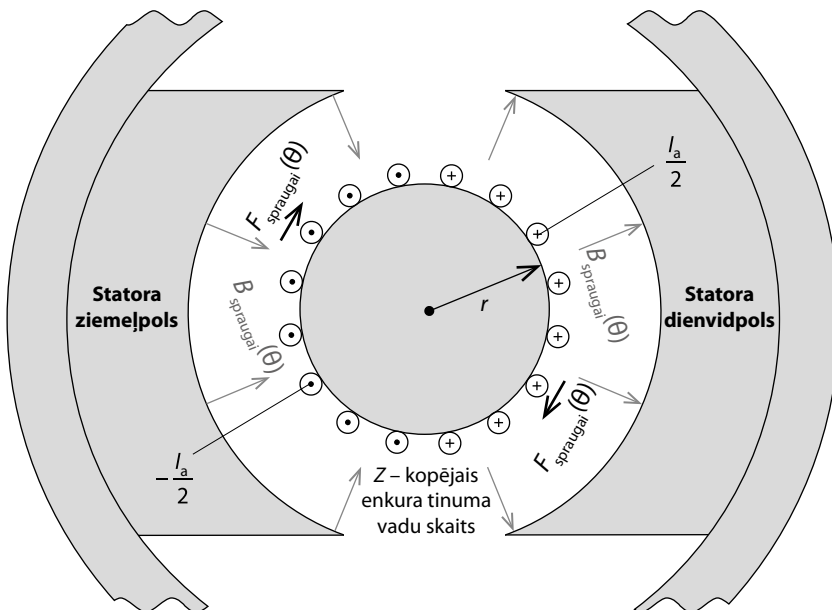
l – mašīnas vārpstas garums (m);

r – enkura rādiuss (m);

a – enkura tinuma paralēlo zaru skaits (Gamma gredzenveida tinumam (2.1. att.) $a = 2$);

$B_{\text{spraugai}}(\theta)$ – magnētiskā indukcija gaisa spraugas punktā θ (T);

$F_{\text{spraugai}}(\theta)$ – spēks, kas darbojas uz enkura tinuma vadu punktā θ (N).



2.2. attēls. Elektromagnētiskā griezes momenta radīšana līdzstrāvas mašīnā.

Kopējo elektromagnētiskā momenta vērtību var noteikt, summējot momentānās vērtības (2.1.) Z vadiem viena magnētiskā pola laukā. Pieņemot, ka viena pola platu-

mā magnētiskajai indukcijai B_{spraugai} ir konstanta vērtība B_s , bet starppolu telpā tās vērtība ir vienāda ar nulli, kopējais elektromagnētiskais moments vienam polam

$$M_{e1} = rl \left(\alpha Z_p \frac{I_a}{a} \right) B_s, \quad (2.2.)$$

kur αZ_p – enkura tinuma aktīvo vadu skaits pola laukā,

Z_p – kopējais vienam polam atbilstošais vadu skaits,

α – attiecība, kas izsaka aktīvo vadu relatīvo skaitu, proti,

$$\alpha = \frac{\tau_i}{\tau_p}, \quad (2.3.)$$

kur τ_i ir statora pola loka platums un τ_p ir pola iedaļa (attālums starp divu blakus polu atbilstošiem punktiem). Kopējo elektromagnētisko momentu atrod, reizinot M_{e1} ar polu skaitu $2p$:

$$M_e = Z \alpha r l \frac{I_a}{a} B_s, \quad (2.4.)$$

kur $Z = 2pZ_p$.

Pievērsiet uzmanību, ka šajā izteiksmē ir pieņemts, ka vadītāji starppolu telpā $\pi(1 - \alpha)$ nepiedalās griezes momenta radīšanā.

No iegūtajām sakarībām izriet, ka optimālai magnētiskajai indukcijai, attēlojot tās sadalījumu gaisa spraugā, būtu taisnstūrveida viļņa forma. Tomēr tieši šāda grafiskā forma nekad netiek sasniegta, jo pola efektīvais platums vienmēr ir mazāks par pola loka faktisko platumu. Tādējādi magnētiskās indukcijas grafiskajam attēlojumam ir drīzāk trapeces forma, nevis taisnstūra.

Izteiksmi (2.4.) bieži vien izsaka, izmantojot viena pola magnētisko plūsmu Φ_p :

$$\Phi_p = \frac{\text{kopējais laukums}}{\text{polu skaits}} \cdot B_s = \frac{2\pi r l}{2p} B_s, \quad (2.5.)$$

iegūstot

$$M_e = \frac{\alpha Z p}{\pi a} \Phi_p I_a. \quad (2.6.)$$

Zinot virknē savienoto polu pāru skaitu, iegūst kopējo polu magnētisko plūsmu:

$$\Phi = \frac{2p}{a/2} \Phi_p. \quad (2.7.)$$

Tādējādi

$$M_e = k_t \Phi I_a, \quad (2.8.)$$

kur

$$k_t = \frac{\alpha Z}{4\pi} \quad (2.9.)$$

Līdzīgā ceļā var izteikt enkura tinumā inducēto EDS, kas atkarīgs no rotācijas ātruma (t. i., pretelektrodzinējspēku (pret-EDS)). Vadā inducētais momentānais EDS

$$e(\theta) = (r\omega_r)IB_{\text{spraugai}}(\theta), \quad (2.10.)$$

kur ω_r ir rotācijas leņķiskais ātrums un

$r\omega_r$ ir vada lineārais ātrums. Līdzīgi kā iepriekš, vienam polam atbilstošais EDS

$$e = (r\omega_r)IB_s, \quad (2.11.)$$

ko sareizinot ar aktīvo virknē slēgto vadu skaitu starp sukām ($\alpha Z/a$) iegūst

$$E = \frac{\alpha Z}{a}(r\omega_r)IB_s \quad (2.12.)$$

vai, izmantojot viena pola magnētisko plūsmu Φ_p :

$$E = \frac{\alpha Z p}{\pi a} \Phi_p \omega_r = k_v \Phi \omega_r, \quad (2.13.)$$

kur

$$k_v = \frac{\alpha Z}{4\pi}. \quad (2.14.)$$

Jāņem vērā, ka, ja mērvienības ir savstarpēji saskaņotas, $k_v = k_t$, un no šīs vienādības izriet enerģijas nezūdamība tādējādi, ka

$$\begin{aligned} P_i &= EI_a = k_v \Phi I_a \omega_r, \\ P_{iz} &= M_e \omega_r = k_t \Phi I_a \omega_r, \end{aligned} \quad (2.15.)$$

un acīmredzams, ka vienādība $P_i = P_{iz}$ ir spēkā tikai tad, ja $k_v = k_t$.

2.2.2. Mašīnas izmēru ietekme uz elektromagnētisko momentu

Gan maiņstrāvas, gan līdzstrāvas mašīnās elektromagnētisko griezes momentu rada spēki, kas iedarbojas uz vadītājiem (t. i., $F = Bli$). Būtiski apsvērumi attiecībā uz radīto momentu izriet no izteiksmes (2.4.), proti,

$$M_e = \alpha Z r l \frac{I_a}{a} B_s, \quad (2.16.)$$

kuras abas puses pareizinot ar $(r\pi)/(r\pi)$ un sargrupējot reizinātājus iegūstam

$$M_e = 2\alpha \left(\pi r^2 l \right) \left(\frac{ZI_a}{2\pi ar} \right) B_s. \quad (2.17.)$$

Lielums $K_S = ZI_a/(2\pi ar)$ izsaka strāvas saķēdējumu uz enkura aploces garuma vienību, un tā vērtība raksturo tinumu elektriskos zudumus $I^2 R$, kas izdalās siltuma veidā. To sauc par elektriskā noslogojuma pakāpi un izmanto, lai raksturotu ti-

numa noslogojumu. Savukārt magnētiskā indukcija norāda uz magnētiskās serdes noslodzi. Tādējādi izteiksmi (2.17.) var izteikt:

$$\begin{aligned} M_e &= 2\alpha \cdot \text{rotora tilpums} \cdot K_s \cdot B_{s0} = \\ &= 2\alpha \cdot \text{rotora tilpums} \cdot \text{lineārā slodze} \cdot \text{magnētiskā indukcija,} \end{aligned} \quad (2.18.)$$

kas skaidri norāda, ka elektromagnētiskais moments, kas radīts pie vienas un tās pašas lineārās un magnētiskās noslodzes, ir tieši proporcionāls mašīnas rotora tilpumam.

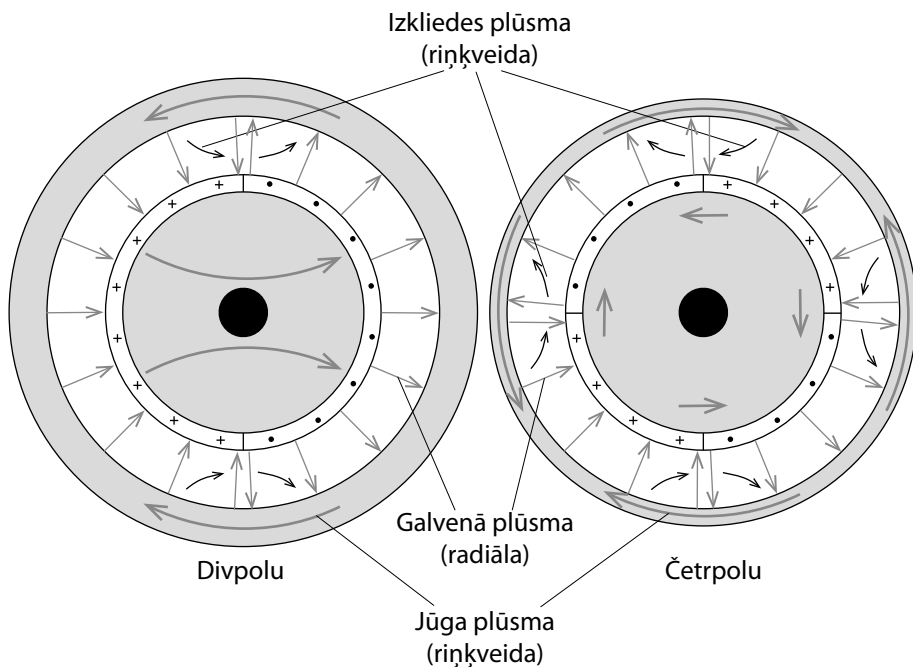
Tas ir būtisks rezultāts, kas norāda, ka, iegādājoties dzinēju, faktiski tiek maksāts par elektromagnētisko momentu, nevis jaudu. Piemēram, paredzams, ka dzinējam ar 10 ZS jaudu un rotācijas frekvenci 1800 min^{-1} gan rotora tilpums, gan izmaksas būs aptuveni divreiz mazākas nekā dzinējam ar 10 ZS jaudu un rotācijas frekvenci 900 min^{-1} . Izmaksas atkarīgas arī no saražoto vienību skaita, un tas var ievērojami mainīt izmaksas uz vienu tilpuma vienību. Tā rezultātā izmaksu salīdzinājums nebūs tik precīzs kā tilpuma pretnostatījums.

2.2.3. Polu skaita ietekme

Kaut arī polu skaits nav galvenais noteicošais elektromagnētiskā griezes momenta radīšanā, tam ir nozīmīga sekundāra ietekme, kas bieži vien nosaka optimālu polu skaitu noteiktiem mašīnu veidiem (piemēram, pastāvīgo magnētu vai elektromagnētiskā ierosme, liels ātrums pret mazu ātrumu, u. tml.). 2.3. attēlā salīdzinātas mašīnas ar diviem un četriem poliem, kurām ir vienāda rādiusa un garuma rotors. Kā redzams attēlā, abām mašīnām ir viens un tas pats enkura tinuma vadu skaits, kas piedalās elektromagnētiskā momenta radīšanā. Divpolu mašīnā vadi sakārtoti divās vienādās grupās zem abiem poliem, bet četrpolu mašīnā – četrās grupās, pa vienai zem katra pola. Tādējādi, ja magnētiskā indukcija B_s un enkura strāva I_a ir vienāda abām mašīnām, elektromagnētiskais moments arī ir vienāds.

Tomēr abām mašīnām ir acīmredzami atšķirīgs ārējais diametrs, jo statora jūga biežumam mašīnā ar diviem poliem jābūt lielākam, lai nodrošinātu lielāku magnētisko plūsmu uz katru polu. Divpolu mašīnā ir lielāka magnētiskā plūsma uz vienu polu tāpēc, ka pola virsmas laukums ir divreiz lielāks nekā četrpolu mašīnā. Ja pretnostatītu abas mašīnas ar vienādu ārējā diametra gadījumā (kas ir praktiskāks salīdzinājums), četrpolu mašīna izstrādātu lielāku momentu ar to pašu B un i , tā kā tās rotoram būtu lielāks rādiuss un līdz ar to efektīvāka darbība. Līdzīgi spriežot, sešpolu mašīna varētu būt vēl labāka. Te gan jāņem vērā, ka ir citi apsvērumi, kuru dēļ nav vēlams liels polu skaits, proti, izkliedes plūsma polu malās. Kā redzams 2.1. attēlā, izkliedes plūsma noslēdzas starp poliem, nešķērsojot gaisa spraugu, un nepiedalās elektromagnētiskā momenta radīšanā. Jo īpaši tas raksturīgs izvīrzītu polu mašīnām, kur tiešais ceļš no pola uz polu ir īpaši piemērots izkliedes plūsmai.

Abu minēto faktoru (mazāka plūsma uz polu un lielāka izkliedes plūsma) mijiedarbes rezultātā mašīnām ar ierosmes tinumu optimāls polu skaits ir no četri līdz seši, bet pastāvīgo magnētu mašīnām tas ir daudz lielāks (8–12 un vairāk) galvenokārt tāpēc, ka tām ir garāka efektīvā gaisa sprauga un lielākas izmaksas magnētu dēļ.



2.3. attēls. Divpolu un četrpolu mašīnas salīdzinājums ar vienādu rotora diametru (gaisa sprauga ilustratīvi attēlota platāka, izvirzītu polu ietekme netiek ievērota).

Jāpiebilst, ka mašīnās ar mazāku polu skaitu lielāka izmēra jūgs nepieciešams gan rotoram, gan statoram. Rotoram tas ir īpaši izteikti, tā kā rotora jūga izmērs ir ierobežots attiecībā pret rotora rādiusu. Proti, minimālais rotora jūga šķērsgrīzums, caur kuru plūst puse no pola magnētiskās plūsmas,

$$A_{\text{jūgs}} = rl, \quad (2.19)$$

neievērojot to daļu, ko aizņem vārpsta un rievas. Pola virsmas laukums

$$A_{\text{pols}} = \frac{\pi rl}{p}. \quad (2.20)$$

Jūga magnētiskās indukcijas un pola magnētiskās indukcijas attiecībā ir tāda pati kā puspolu virsmas laukumam un jūga laukumam:

$$\frac{B_{\text{jūgs}}}{B_{\text{pols}}} = \frac{A_{\text{pols}}}{A_{\text{jūgs}}} = \frac{\pi rl}{2p} = \frac{\pi}{2p}, \quad (2.21)$$

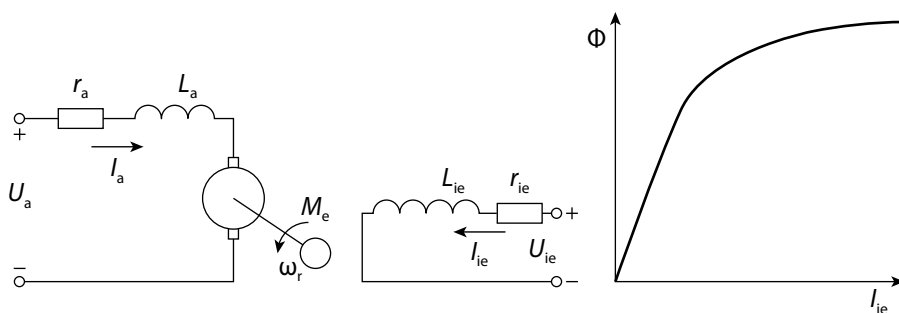
no kā izriet, ka, lai izpildītos $B_{\text{jūgs}} \approx B_{\text{pols}}$, jūga izmērs divpolu mašīnai acīmredzot būtu pārāk mazs, bet ir gluži atbilstošs četrpolu mašīnai (ievērojot arī vārpstu un rievās) un ir vairāk nekā pietiekams mašīnai ar lielāku polu skaitu. Šī iemesla dēļ ļoti reti ir sastopamas līdzstrāvas mašīnas ar diviem poliem (izņemot pavisam mazas iekārtas).

2.3. Līdzstrāvas mašīnu modelēšana

Līdzstrāvas mašīnu analīzei, kā arī līdzstrāvas piedziņas sistēmu analīzei un projektēšanai izmantotais modelis balstīts uz iepriekšējās sadaļās aprakstītajiem principiem, apvienojot tos ar elektrisko ķēžu un mehānikas pamatlikumiem. Tie vajadzīgi, lai aprakstītu kopējo enerģijas pārveides sistēmu, kuru veido elektriskā mašīna, mehāniska slodze un elektroapgāde. Šajā sadaļā dots mašīnas un slodzes apraksts, savukārt turpmākajās nodaļās pievērsīsimies arī elektroapgādei.

2.3.1. Līdzstrāvas mašīnu pamatvienādojumi

Līdzstrāvas mašīnas pamatvienādojumi ir enkura ķēdes un ierosmes tinuma elektriskie vienādojumi, elektromagnētiskā griezes momenta un elektrodzinējspēka vienādojumi, kustības jeb momentu vienādojums un magnetizēšanas raksturliķne.



2.4. attēls. Līdzstrāvas mašīnas ekvivalentā shēma.

Enkura ķēdes vienādojums:

$$U_a = I_a r_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E. \quad (2.22.)$$

Ierosmes tinuma ķēdes vienādojums:

$$U_{ie} = I_{ie} r_{ie} + L_{ie} \frac{dI_{ie}}{dt}. \quad (2.23.)$$

Elektrodzinējspēka vienādojums (tāds pats kā (2.13.)):

$$E = k_v \Phi \omega_r. \quad (2.24.)$$

Elektromagnētiskā griezes momenta vienādojums (tāds pats kā (2.6.)):

$$M_e = k_t \Phi I_a. \quad (2.25.)$$

Kustības vienādojums:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r + M_{sl} = M_e. \quad (2.26.)$$

Magnetizēšanas raksturliķne:

$$\Phi = f(I_{ie}), \quad (2.27.)$$

kur r_a – enkura pretestība (Ω),

L_a – enkura induktivitāte (H),

r_{ie} – ierosmes tinuma pretestība (Ω),

L_{ie} – ierosmes tinuma induktivitāte (H),

k_v – EDS konstante (V·s/Wb),

k_t – momenta konstante (N·m/(Wb·A)),

J – kopējais inerces moments (N·m·s²),

D – berzes koeficients (N·m·s),

M_e – dzinēja elektromagnētiskais griezes moments (N·m),

M_{sl} – slodzes moments (N·m),

U_a – enkura spriegums (V),

I_a – enkura strāva (A),

U_{ie} – ierosmes tinuma spriegums (V),

I_{ie} – ierosmes tinuma strāva (A),

ω_r – rotora leņķiskais ātrums (rad/s),

Φ – ierosmes tinuma radītā magnētiskā plūsma gaisa spraugā (Wb).

2.3.2. Sekundāri faktori

Modelis, ko apraksta vienādojumi (2.22.)–(2.27.), vairumā gadījumu ir atbilstošs. Tomēr ir daži papildu sekundāri faktori, kas izraisa novirzes no šī modeļa. Tāpēc tie ir jāatpazīst un reizēm jāizmanto analīzei. Šajā sadaļā aprakstīti divi papildu faktori: sprieguma kritums sukās un enkura strāvas atmagnetizējošā iedarbe.

Sprieguma kritums sukās. Mašīnās ar cietām sukām, kam ir palielināta pārējas pretestība, kontaktvirsmā starp suku un kolektoru rodas nelineārs sprieguma kritums. Vismaz daļēji to nosaka suku materiāls, kas izvēlēts tā, lai veicinātu komutācijas strāvas vienmērīgu samazināšanos līdz nullei un otrādi. Modelējot pirmajā tuvinājumā var pieņemt, ka uz katras sukas rodas neliels konstants sprieguma kritums, kura vērtība ir 0,5–1,0 V. Līdz ar to enkura tinuma pretestības ko-

pējais sprieguma kritums ir nelineāra enkura strāvas funkcija. Enkura pretestības vērtība ir relatīvi liela pie mazas strāvas, bet neliela, gandrīz konstanta – pie lielām strāvām. Lai gan šo apstākli parasti var neievērot, tā rezultātā enkura tinuma pretestību nav iespējams izmērīt, izmantojot nelielu strāvu, kā to parasti dara ar ommetru. Enkura ķēdes pretestība tāpēc jāmēra vai nu pie tāda strāvas stipruma, kas tuvs nominālajai strāvai, vai arī izveidojot tiešu kontaktu ar atbilstoši novietotām kolektora plāksnītēm un izmantojot neliela stipruma strāvu.

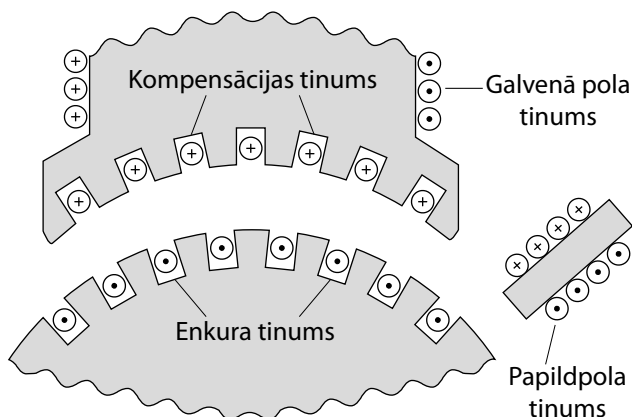
Mašīnās ar papildpoliem sprieguma kritums suku kontaktos ir nenozīmīgāks, tāpēc nav nepieciešams suku raksturlielumus izvēlēties ar mērķi uzlabot komutāciju. Papildpoli ir šauri magnētiskie poli un novietoti starp galvenajiem poliem tā, lai komutējamā sekcijā inducētu EDS, kas ierobežo strāvas izmaiņas ātrumu. Papildpolu novietojums attiecībā pret galvenajiem poliem un enkuru parādīts 2.5. attēlā. Tā kā inducējamā EDS vērtība atkarīga no komutācijas strāvas stipruma, papildpolu tinumu slēdz virknē ar enkura tinumu, un tādējādi tie rada nepieciešamo magnētiskā lauka intensitāti pie jebkura strāvas stipruma. Papildpoli ir ļoti efektīvs līdzeklis komutācijas uzlabošanai, tādēļ tos izmanto gandrīz visās mašīnās, izņemot nelielas jaudas mašīnas ar ierosmes tinumu.

Enkura strāvas atmagnetizējošā iedarbe. Enkura strāva rada savu magnētisko lauku (enkura lauku), kura ass ir perpendikulāra polu magnētiskajam laukam. Tādējādi mašīnas rezultējošais magnētiskais lauks tiek nobīdīts attiecībā pret polu asi, un šo enkura lauka iedarbi sauc par enkura reakciju. Tās darbības rezultātā zem vienas pola malas magnētiskais lauks tiek pastiprināts, bet zem otras – pavājināts. Ja magnētiskais materiāls būtu pilnīgi lineārs, palielināto magnētisko indukciju vienā pusē līdzsvarotu atbilstoši samazināta indukcija otrā pusē, un kopējā magnētiskā plūsma nemainītos. Plūsmas sadalījums (un līdz ar to EDS uz vienu vijumu) mainītos, bet rezultējošā plūsma (un kopējais inducētais EDS) saglabātos nemainīga. Tomēr praksē magnētserdei rodas piesātinājums, kā rezultātā magnētiskās indukcijas pieaugums zem vienas pola malas ir mazāks par tās samazinājumu zem otras pola malas. Līdz ar to, enkura strāvai pieaugot, samazinās polu magnētiskā plūsma un arī enkura tinumā inducētais EDS.

Enkura strāvai palielinoties, mašīnas magnētiskā plūsma (un līdz ar to arī momenta un pret-EDS konstante) nelineāri samazinās. Tas iespaido ātruma–momenta raksturliķni, radot nelielu nelinearitāti tās slīpajā daļā un izraisot ātruma krituma samazinājumu pie lielas strāvas. Visievērojamāk tas izpaužas pie liela ātruma un lielas strāvas, jo īpaši mašīnās ar ierosmes tinumu, izraisot ātruma pieaugumu pie lielas slodzes. Daļā mašīnu (stabilizētās šunta mašīnās) mēdz izmantot vāju virknes ierosmi, lai nepieļautu nestabilitāti, ko var radīt augoša ātruma–momenta raksturliķne. Atmagnetizējošās iedarbes samazināšanai polu uzgaļiem veido tādu formu, lai zem polu malām būtu garāka gaisa sprauga. Pastāvīgo magnētu mašīnās enkura reakcija izpaužas mazāk, jo, pateicoties mūsdienīgiem magnētiskajiem materiāliem, efektīvā gaisa sprauga ir lielāka.

Izmērītā momenta konstantes un pret-EDS konstantes vērtība enkura reakcijas dēļ nav vienāda (pat ja tās izteiktas MKS mērvienībās). Iemesls ir tas, ka momenta konstanti mēra pie nominālās strāvas, kad izpaužas atmagnetizēšana, bet pret-EDS konstanti mēra tukšgaitas režīmā, kad enkura reakcijas nav.

Enkura reakcijas izraisīto atmagnetizēšanu un kropļojošo ietekmi uz magnētisko lauku gaisa spraugā var novērst, izmantojot kompensācijas tinumu. Šim tinumam jāspēj vadīt tāda paša stipruma strāvu kā enkura tinumam. Kompensācijas tinumu slēdz virknē ar enkura tinumu un ievieto rievās, kas izveidotas polu uzgaļos, kā parādīts 2.5. attēlā. Ja nodrošināta atbilstošā polaritāte, šis tinums kompensē enkura magnetizējošo spēku un tādējādi novērš enkura reakciju.



2.5. attēls. Līdzstrāvas mašīnas konstrukcijas daļa, kur parādīts papildpola tinums un kompensācijas tinums.

2.4. Virknes ierosmes dzinējs

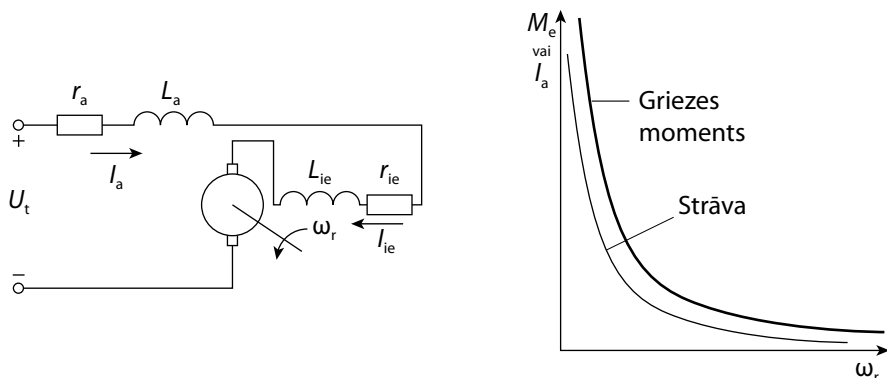
Virknes ierosmes dzinējā ierosmes tinums ir slēgts virknē ar enkuru, kā parādīts 2.6. attēlā, un tā elektrisko ķēdi raksturo viens vienādojums:

$$U_t = U_a + U_{ie} = I_a (r_a + r_{ie}) + (L_a + L_{ie}) \frac{dI_a}{dt} + k_v \Phi \omega_r. \quad (2.28.)$$

Tā kā plūsma Φ tagad ir atkarīga no I_a , šajā vienādojumā ir divi nelineāri komponenti: nelineāra raksturlielne plūsmam Φ atkarībā no strāvas I_a un nelinearitāte, kas izriet no reizinājuma $\Phi \omega_r$. Kustības vienādojums

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r + M_1 = k_t \Phi \omega_r \quad (2.29.)$$

arī ir nelineārs reizinājuma ΦI_a un nelineārās Φ no I_a raksturlīknes dēļ. Lai veiktu dzinēja darbības analīzi, vienādojumus parasti linearizē, izmantojot mazo signālu teoriju.



2.6. attēls. Virknes ierosmes dzinēja (universālā dzinēja) elektroshēma un darbības raksturlīknes.

Agrāk līdzstrāvas virknes ierosmes dzinējus plaši izmantoja elektrovilces iekārtās, bet tagad tos pārsvarā nomainījuši elektroniski vadāmi dzinēji ar neatkarīgu ierosmi vai arī maiņstrāvas mašīnas. Mūsdienās virknes ierosmes mašīnas visvairāk izmanto kā *universālo elektrodzinēju*. Tas ir izplatīts kā regulējama ātruma maiņstrāvas dzinējs. Virknes ierosmes dzinējs darbojas, izmantojot maiņstrāvu, jo magnētiskā plūsma un strāva sakrīt fāzē, kā rezultātā elektromagnētiskā griezes momenta virziens nemainās neatkarīgi no strāvas virziena. Tuvinātu dzinēja darbības raksturlīkni var iegūt, pieņemot, ka magnētiskā plūsma ir proporcionāla strāvai (neņemot vērā magnētisko piesātinājumu), kā arī vienādojumā (2.28.) neievērojot pretestību un induktivitāti:

$$\Phi = k_{ie} I_a; \quad (2.30.)$$

$$I_a \approx \frac{U_t}{k_v k_{ie} \omega_r}. \quad (2.31.)$$

Tad enkura strāva un elektromagnētiskais griezes moments kā ātruma funkcija ir:

$$I_a = \frac{U_t}{k_v k_{ie} \omega_r}, \quad (2.32.)$$

$$M_e = k_t \Phi_{ie} I_a \approx k_t k_{ie} I_a^2 \approx k_t k_{ie} \left(\frac{U_t}{k_v k_{ie} \omega_r} \right)^2 = \frac{1}{k_t k_{ie}} \left(\frac{U_t}{\omega_r} \right)^2. \quad (2.33.)$$

Raksturlīknēs 2.6. attēlā redzams, ka pie augsta rotācijas ātruma ir neliels griezes moments un strāva, bet pie zema ātruma – liela momenta un strāvas stipruma

vērtība. Šāda tipa raksturlīkne (liels moments pie maza ātruma un otrādi) ir ļoti piemērota dažāda veida iekārtās, piemēram, urbšanas, griešanas, maisīšanas un citās. Līdz ar to universālajiem dzinējiem ir plašs tirgus mazjaudas elektroiekārtu nozarē, un virknes ierosmes līdzstrāvas dzinējiem – rokas akumulatorinstrumentu un citu elektroiekārtu nozarē. Veikt precīzāku darbības režīmu aprēķinu ir daudz grūtāk, jo tajā jāiekļauj nelineārā sakarība starp Φ un I_a .

2.5. Līdzstrāvas mašīnas darbība stacionārā režīmā ar nemainīgu magnētisko plūsmu

Līdzstrāvas mašīnai darbojoties stacionārā režīmā ar nemainīgu magnētisko plūsmu, vienādojums enkura ķēdei un kustības vienādojums reducējas uz

$$U_a = I_a r_a + E = I_a r_a + k_v \Phi \omega_r, \quad (2.34.)$$

$$M_e = k_t \Phi I_a = M_{sl}. \quad (2.35.)$$

Šajā grāmatā ar lielajiem burtiem apzīmēti tādi parametri kā u un i , lai uzsvērtu, ka tie ir vienvirziena jeb līdzstrāvai atbilstoši lielumi (vienīgais izņēmums ir griešanās leņķiskais ātrums ω_r , kam izmantots mazais burts, jo ar Ω parasti apzīmē omus).

2.5.1. Mehāniskās raksturlīknes

Tukšgaitas režīmā ($M_{sl} = 0$) enkura strāva ir nulle un vienādojums (2.34.) reducējas uz

$$U_a = k_v \Phi \omega_{r,0}. \quad (2.36.)$$

Tādējādi tukšgaitas leņķiskais ātrums $\omega_{r,0}$ ir tieši proporcionāls enkura spriegumam U_a un apgriezti proporcionāls magnētiskajai plūsmai Φ . Fiziski dzinējam jāgriežas ar tādu ātrumu, ka inducētais EDS ir vienāds ar pieslēgto spriegumu:

$$E = k_v \Phi \omega_{r,0}. \quad (2.37.)$$

Dzinēju slogojot, enkura strāva sasniedz tādu vērtību, ka dzinēja attīstītais elektromagnētiskais griezes moments ir vienāds ar slodzes momentu jeb statisko pretestības momentu, kā tas redzams vienādojumā (2.35.). Enkura strāva rada sprieguma kritumu I_r , kas tiek atņemts no pieslēgtā sprieguma, tādējādi samazinot inducējamā EDS vērtību. Tā kā magnētiskā plūsma ir nemainīga, tā rezultātā samazinās griešanās ātrums. Šo pašu cēloņsakarību var aplūkot otrādi: enkura strāva, kas nepieciešama slodzes momenta radīšanai, var plūst tikai tad, ja dzinēja griešanās ātrums samazinās, kā rezultātā U_a un E vērtības atšķiras tieši par sprieguma krituma vērtību I_r .

Slodzes momenta pieaugums vienmēr izraisa griešanās ātruma samazināšanos. Attiecību starp leņķisko ātrumu un griezes momentu var izteikt, pārrakstot vienādojumu (2.34.):

$$\omega_r = \frac{U_d - I_a r_a}{k_v \Phi}. \quad (2.38.)$$

Tad, izmantojot vienādojumu (2.35.), no izteiksmes izslēdzam enkura strāvu:

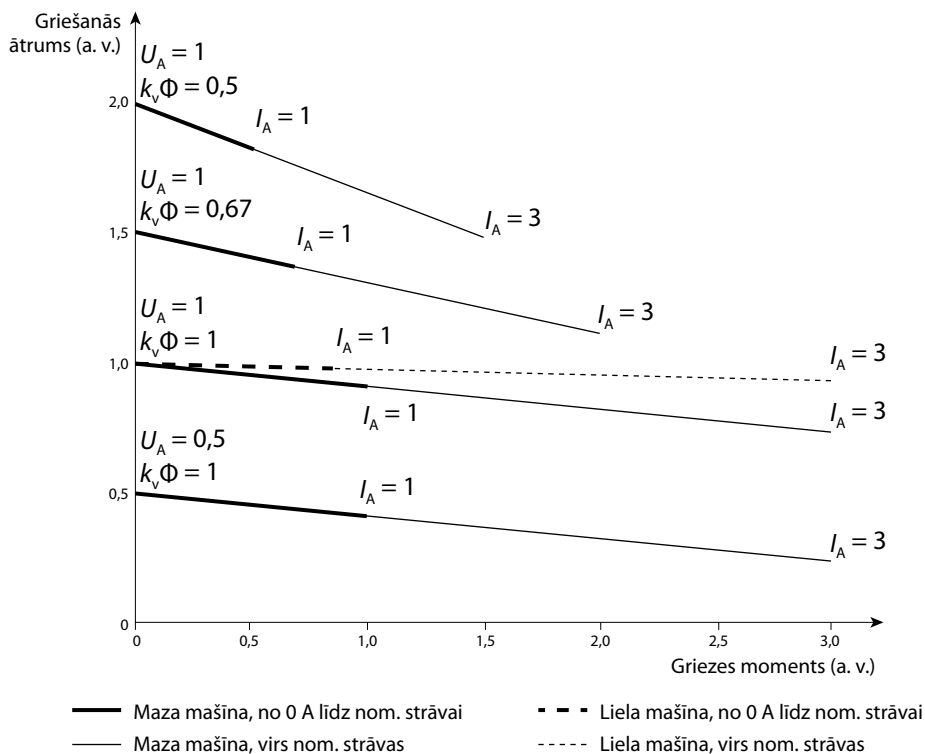
$$\omega_r = \frac{U_a}{k_v \Phi} - \frac{r_a}{k_v k_t \Phi^2} M_e = \omega_{r,0} - \frac{r_a}{k_v k_t \Phi^2} M_e. \quad (2.39.)$$

Vienādojums (2.39.) apraksta taisni, kura ordinātu asi krusto pie leņķiskā ātruma vērtības $\omega_{r,0}$ un kuras virziena koeficients vienāds ar $r_a / (k_v k_t \Phi^2)$.

Mehāniskās raksturlieknes piemēri parādīti 2.7. attēlā. Lielumi ir izteikti attiecinātajās vienībās (a. v.), kā bāzes lielumus izmantojot nominālo griešanās ātrumu un nominālo griezes momentu⁷. Pie nominālā sprieguma $U_A = 1$ a. v. un nominālās magnētiskās plūsmas $k_v \Phi = 1$ a. v. dotas divas līknes, lai parādītu, ka, salīdzinot ar neliela izmēra elektromašīnām, lielām mašīnām ātrums parasti samazinās lēnāk, jo pie nominālā sprieguma tām ir mazāks sprieguma kritums Ir . Uz raksturlieknēm atzīmēti punkti, kas atbilst nominālajai strāvai (1 a. v.) un trīskāršai tās vērtībai (3 a. v.). Līknes posms darbībai virs nominālās strāvas attēlots ar raustītu līniju, lai norādītu, ka šajā apgalā mašīna darbojas stacionārā režīmā ar pārstrāvu. Šādam režīmam ieilgstot, mašīna var pārkarst.

Samazinot pievadīto spriegumu, proporcionāli samazinās tukšgaitas ātrums, taču tas nemaina raksturlieknes slīpumu, kā redzams līknei ar $U_A = 1$ a. v. un $k_v \Phi = 1$ a. v. Līdz ar to raksturlieknes dažādām barošanas sprieguma vērtībām un ar vienu un to pašu magnētisko plūsmu ir savstarpēji paralēlas, bet ar atšķirīgu tukšgaitas ātrumu. Griešanās frekvenci bieži vien regulē, mainot enkuram pievadītā sprieguma vērtību un tādējādi darbinot mašīnu atbilstoši vienai no paralēlajām mehāniskajām raksturlieknēm.

⁷ Turpmāk attiecinātajās vienībās izteiktu lielumu apzīmēšanai izmantoti indeksi ar lielajiem burtiem.



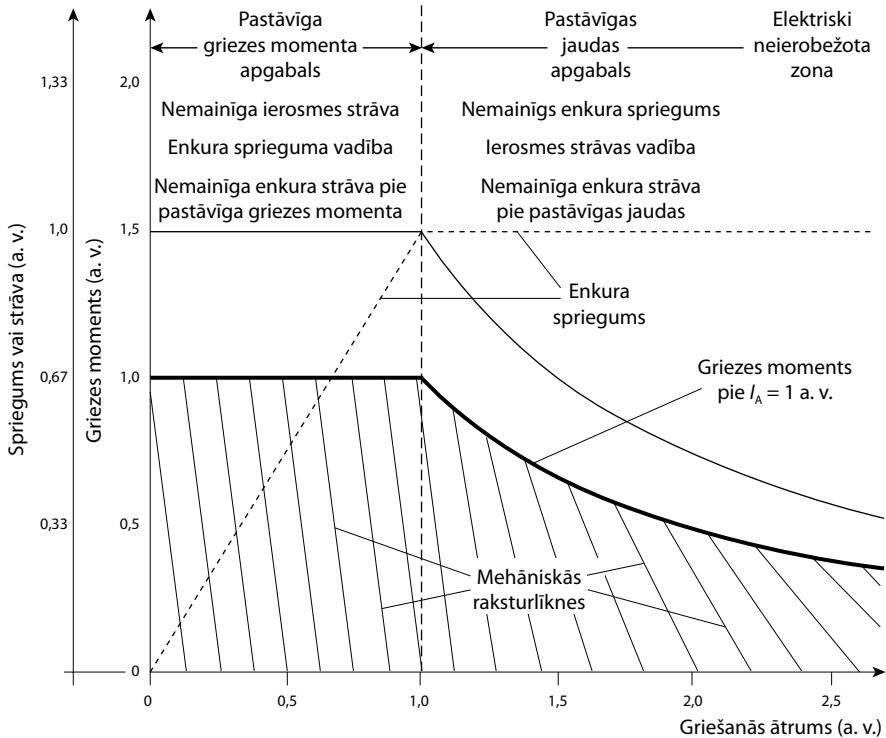
2.7. attēls. Līdzstrāvas mašīnas mehāniskās raksturlīknes.

Sarežģītāk ir tad, ja mainās magnētiskā plūsma, jo tiek ietekmēts gan tukšgaitas ātrums, gan līknes slīpums. Samazinoties magnētiskajai plūsmai, palielinās gan tukšgaitas ātrums, gan līknes virziena koeficients. Piemēram, magnētiskajai plūsmai samazinoties līdz 0,5 a. v., tukšgaitas ātrums pieaug divkārt un līknes virziena koeficients samazinās četrkārt, kā parādīts 2.7. attēlā. Attiecība starp momentu un strāvu samazinās divas reizes, kā rezultātā strāvai $I_A = 1$ a. v. tagad atbilst punkts ar pusi no tās momenta vērtības, kāda būtu pie nominālās magnētiskās plūsmas. Tādēļ tagad ātruma kritums, dzinējam sasniedzot nominālās strāvas režīmu, ir divreiz lielāks, nekā tas būtu gadījumā ar nominālo magnētisko plūsmu (sasniedzot nominālo momentu, tas ir četrreiz lielāks, taču tas atbilst pārstrāvas režīmam ar $I_A = 2$ a. v.).

Bieži vien griešanās ātrumu regulē ar magnētiskās plūsmas maiņu, bet galvenokārt tamdēļ, lai iegūtu ātrumu, kas pārsniedz nominālo. Ātruma regulēšanai ar mainīgu magnētisko plūsmu ir vairāki trūkumi: samazināts griezes moments, lielāks mehāniskās raksturlīknes slīpums un lēna reakcija uz magnētiskās plūsmas izmaiņām. Kā priekšrocības jāmin nelielā ierosmes jauda un lielāks iespējamais griešanās ātrums.

2.5.2. Darba raksturliknes

Elektriskās mašīnas griezes momenta attīstīšanas spēja bieži vien tiek attēlota, parādot to mehāniskās raksturliknes daļu, ko var iegūt, nepārsniedzot konkrētus elektriskos parametrus. Var tikt dotas gan stacionāra darbības režīma, gan īslaicīga pārejas režīma līknes. Šajā sadaļā aplūkosim tikai stacionāru režīmu.



2.8. attēls. Līdzstrāvas mašīnas darba raksturliknes (mehāniskās un elektromehāniskās) ilgstošā darbības režīmā.

Īsumā – stacionāra režīma raksturliknes attēlo to griezes momenta un griešanās frekvences diapazonu, ko iespējams iegūt, nepārsniedzot nominālo spriegumu vai nominālo strāvu. Griezes momentu parasti attēlo uz vertikālās ass kā atkarīgo mainīgo, kas ir funkcija no griešanās frekvences (uz horizontālās ass), kā parādīts 2.8. attēlā⁸. Līknes punkts, kurā gan momenta, gan ātruma vērtība ir 1 a. v., atbilst nominālajam darba režīmam ar sprieguma, strāvas un magnētiskās plūsmas vērtību 1 a. v. Zem nominālā ātruma mašīna var tikt darbināta ar pilnu nominālo plūsmu pie samazināta sprieguma un tā attīstīt pilnu nominālo griezes momentu, nepārsniedzot

⁸ Eiropas valstīs savukārt griezes momentu parasti attēlo uz horizontālās ass, bet griešanās ātrumu – uz vertikālās ass kā atkarīgo mainīgo, kuru nosaka slodzes izmaiņas. Mehāniskā raksturlikne: $n = f(M)$, elektromehāniskā raksturlikne: $n = f(I)$.

nominālo strāvu. Šo apgabalu sauc par *pastāvīga griezes momenta apgabalu*, jo griezes momenta vērtība nemainās un ir vienāda ar 1 a. v. Jebkuru režīmu, kas atbilst mehāniskās raksturlīknes apgabalam zem $\omega_R = 1$ a. v. un $M_E = 1$ a. v., var iegūt, izvēloties atbilstošu sprieguma un strāvas vērtību. Paralēlās līnijas, kas novilkta šajā apgabalā, attēlo mehānisko raksturlīkņu saimi pie dažādām sprieguma vērtībām – no 0 līdz 1 a. v. Parādītas arī ierosmes strāvas un sprieguma izmaiņas pastāvīga griezes momenta apgabalā: nepārtrauktā līnija atbilst nemainīgai ierosmes strāvai ar vērtību 1 a. v., un raustītā līnija attēlo lineāru sprieguma izmaiņu no 0 līdz 1 a. v.

Režīmā virs nominālās griešanās frekvences jeb nominālā ātruma spriegums jau ir sasniedzis savu maksimālo vērtību, un tas ir jāuztur nemainīgs. Šo ierobežojumu parasti nosaka barošanas avots, nevis paša dzinēja īpašības. Šajā apgabalā gan U_A , gan I_A maksimālā vērtība ir 1 a. v. un līdz ar to arī jauda ir ierobežota ar nemainīgu vērtību 1 a. v. Tādēļ šo apgabalu sauc par *pastāvīgas jaudas apgabalu*. Lai iegūtu lielāku griešanās frekvenci pie nemainīga sprieguma, magnētiskā plūsma ir jāsamazina apgriezti proporcionāli ātrumam. Tas samazina griezes momenta un enkura strāvas attiecību, un tādēļ arī iegūstamo griezes momentu. Pie enkura strāvas vērtības 1 a. v. griezes momenta mehāniskā raksturlīkne ir hiperboliska, un momenta maksimālā vērtība samazinās pretēji ātrumam, kā rezultātā atdotās jaudas vērtība ir nemainīga un vienāda ar momenta un ātruma reizinājumu. Jebkurš punkts zem šīs raksturlīknes ir sasniedzams, atbilstoši samazinot magnētisko plūsmu un tādējādi iegūstot mehānisko raksturlīkņu saimi, kas parādīta 2.7. attēlā. Jāpievērš uzmanība, ka līkņu slīpums mainās, palielinoties griešanās frekvencei. Tā kā pastāvīgas jaudas apgabalā nepieciešama samazināta magnētiskā plūsma, to bieži sauc par *lauka vājināšanas apgabalu*. Darbību šajā apgabalā sauc par *darbību pie vājināta lauka*.

Lai gan pastāvīgas jaudas apgabals ir teorētiski neierobežots līdz pat bezgalīgai griešanās frekvences vērtībai, to ierobežo dzinēja mehāniskās īpašības un komutācijas problēmas, kas rodas pie liela ātruma. No otras puses, pastāvīgas jaudas apgabals ir ierobežots arī pie mazām griešanās frekvences vērtībām pasliktinātas dzesēšanas dēļ, ja vien nav nodrošināta neatkarīga dzesēšanas sistēma ar konstantu darbības ātrumu.

2.5.3. Līdzstrāvas mašīnas jaudas zudumi un lietderības koeficients

Līdzstrāvas mašīnās ir vairāki zudumu avoti. Galvenie no tiem ir šādi:

- 1) zudumi enkura tinumos: $P_a = I_a^2 r_a$;
- 2) ierosmes zudumi: $P_{ie} = I_{ie}^2 r_{ie}$;
- 3) zudumi dzelzī: P_{Fe} ;
- 4) zudumi kolektora suku kontaktos: P_{ks} ;
- 5) berzes un ventilācijas zudumi: $P_{b,v}$.

Līdz ar to kopējie zudumi $\Delta P_{\Sigma} = P_a + P_{ie} + P_{Fe} + P_{ks} + P_{b,v}$.

No visiem zudumu veidiem vislielākie parasti ir enkura zudumi P_a . Ierosmes zudumi P_{ie} ir vienādi ar nulli, ja ierosmei izmanto pastāvīgos magnētus, tādējādi izslēdzot zudumus ierosmes tinumu pretestībā. Zudumi dzelzī P_{Fe} (magnētiskie zudumi) galvenokārt rodas enkura serdē, kur tos izraisa magnētiskā histerēze un virpuļstrāvas. Neliela sprieguma mašīnās būtiski var būt zudumi kolektora suku kontaktos P_{ks} , jo sprieguma kritums sukās veido ievērojamu enkuram pievadītā sprieguma daļu. Zudumu komponenti sukās nereti modelē, atbilstoši palielinot enkura tinumu pretestības r_a vērtību. Berzes un ventilācijas zudumi $P_{b,v}$ līdzstrāvas mašīnās ir pietiekoši mazi, tādēļ bieži vien tos neievēro.

Mūsu izmantotajā līdzstrāvas mašīnas modelī īpaši atspoguļoti ir tikai zudumi enkura tinumos P_a un ierosmes zudumi P_{ie} , ko raksturo attiecīgi ar enkura tinumu pretestību r_a un ierosmes tinumu pretestību r_{ie} . Lietderības koeficienta aprēķinos pārējās zudumu komponentes neievērosim, tādējādi vienkāršojot kopējo zudumu izteiksmi:

$$\Delta P_{\Sigma} = P_a + P_{ie}.$$

Līdzstrāvas mašīnas lietderības koeficientu izsaka ar attiecību:

$$\eta = \frac{P_{iz}}{P_i}, \quad (2.40.)$$

kur P_{iz} ir mašīnas atdotā (izejas) jauda, kas var būt vai nu mehāniska vai elektriska atkarībā no tā, vai mašīna darbojas dzinēja vai ģenerators režīmā. Līdzīgi P_i ir mašīnas saņemtā (ieejas) jauda, kas arī var būt vai nu elektriska vai mehāniska atkarībā no mašīnas darbības režīma.

Mašīnas ieejas jauda ir vienāda ar izejas jaudas un zudumu summu:

$$P_i = P_{iz} + \Delta P_{\Sigma}. \quad (2.41.)$$

Apvienojot izteiksmi (2.40.) ar (2.41.), lietderības koeficientu var izteikt:

$$\eta = \frac{P_{iz}}{P_{iz} + \Delta P_{\Sigma}}. \quad (2.42.)$$

Izteiksmes ieejas jaudas un izejas jaudas aprēķinam mainās atkarībā no tā, vai mašīna darbojas dzinēja vai ģenerators režīmā.

Dzinējam:

$$P_{iz} = M_e \omega_r, \quad (2.43.)$$

$$P_i = U_a I_a + U_{ie} I_{ie}. \quad (2.44.)$$

Ģeneratoram:

$$P_{iz} = U_a I_a \quad (2.45.)$$

$$P_i = M_e \omega_r + U_{ie} I_{ie}. \quad (2.46.)$$

Ieejas jaudas un izejas jaudas izteiksmes izmanto, lai aprēķinātu līdzstrāvas mašīnas lietderības koeficientu dzinēja vai ģeneratora režīmā atbilstoši formulai (2.40).

Noderīga ir arī sakarība, kas izsaka mašīnas lietderības koeficienta maksimālo robežu dzinēja režīmā, ņemot vērā tikai zudumus enkura tinumā, kas, kā jau minēts, ir lielākā zudumu komponente. Atbilstošās ieejas un izejas jaudas izteiksmes dzinējam tad ir šādas:

$$P_{iz} = EI_a, \quad (2.47.)$$

$$P_i = U_a I_a. \quad (2.48.)$$

Līdz ar to lietderības koeficienta augšējo robežu saskaņā ar (2.40.) var izteikt:

$$\eta = \frac{P_{iz}}{P_i} < \frac{EI_a}{U_a I_a} = \frac{E}{U_a}. \quad (2.49.)$$

To pašu var pierakstīt arī citādi, izmantojot Kirhofa otro likumu līdzstrāvas mašīnas enkura ķēdei stacionārā režīmā:

$$\eta < \frac{E}{U_a} = \frac{U_a - I_a r_a}{U_a} = \frac{E}{E + I_a r_a}. \quad (2.50.)$$

Svarīgi ņemt vērā, ka tādējādi tiek iegūta tikai lietderības koeficienta maksimālā robeža, jo vienādojumos (2.49.) un (2.50.) ietverti tikai zudumi enkura tinumos un nav ievēroti pārējie zudumu avoti.

2.6. Pārejas procesi pie nemainīgas magnētiskās plūsmas

Paralēlas ierosmes līdzstrāvas dzinēja enkura ķēdei un ierosmei izmanto vai nu atsevišķu barošanu, vai arī abas ķēdes slēdz paralēli. Vadības iekārtās vienmēr izmanto divus atsevišķus barošanas avotus. Visplašāk lietotā sistēma ir ar nemainīgu magnētisko plūsmu un mainīgu enkura spriegumu. Savukārt vadībai ar mainīgu magnētisko plūsmu ir tāda priekšrocība, ka ierosmes ķēdei nepieciešams mazjaudīgs regulators, toties šāda sistēma ir ļoti lēndarbīga lielās ierosmes ķēdes laika konstantes dēļ.

2.6.1. Dinamiskais modelis ar nemainīgu magnētisko plūsmu

Nemainīgas magnētiskās plūsmas gadījumā nav jāievēro nelineārā magnetizēšanas raksturlīkne (Φ atkarībā no I_{ie}), kā rezultātā sistēmu iespējams aprakstīt ar lineāriem vienādojumiem. Tie ir šādi:

$$U_a = r_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + k_v \Phi \omega_r; \quad (2.51.)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r + M_{sl} = k_t \Phi I_a. \quad (2.52.)$$

Pielietojot šiem vienādojumiem Laplasa transformāciju (ar nulles sākumnosacījumiem), iegūstam:

$$U_a(p) = (r_a + pL_a)I_a(p) + K_v\omega_r(p); \quad (2.53.)$$

$$(Jp + D)\omega_r(p) + M_{sl}(p) = K_t I_a(p), \quad (2.54.)$$

kur Laplasa operators apzīmēts ar p , nevis ar s , kam asinhrono mašīnu teorijā ir cita nozīme. Ar K apzīmētas “dzinēja konstantes” MKS mērvienībās, kas atbilst konkrētajai magnētiskās plūsmas Φ vērtībai un izsakāmas kā:

$$K_v = k_v \Phi;$$

$$K_t = k_t \Phi.$$

Vienkāršošanas labad var pieņemt, ka

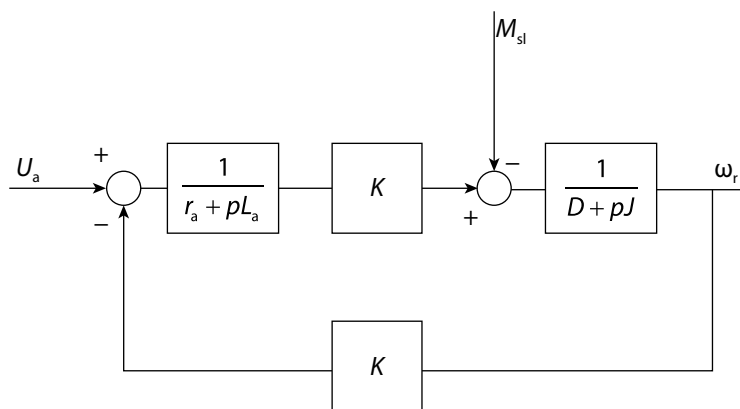
$$K_v = K_t = K. \quad (2.55.)$$

Šis pieņēmums ir pilnīgi precīzs, ja neievēro zudumus dzelzī. Tad, vienādojumus pārrakstot šādā formā:

$$I_a(p) = \frac{U_a(p) - K\omega_r(p)}{r_a + pL_a}, \quad (2.56.)$$

$$\omega_r(p) = \frac{KI_a(p) - M_{sl}(p)}{pJ + D}, \quad (2.57.)$$

iegūstam 2.9. attēlā parādīto blokshēmu.



2.9. attēls. Līdzstrāvas dzinēja blokshēma ar nemainīgu magnētisko plūsmu.

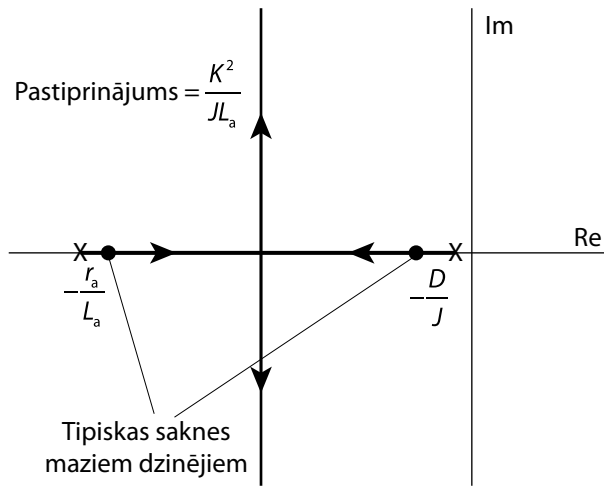
Šai blokshēmai pārvades funkcija attiecībā pret ieejas spriegumu, ja $M_{sl}(p) = 0$, izsakāma kā

$$\frac{\omega_r(p)}{U_a(p)} = \frac{K}{(r_a + pL_a)(D + pJ) + K^2}. \quad (2.58.)$$

Modelim atbilstošais sakņu hodogrāfs ir parādīts 2.10. attēlā kā funkcija no pastiprinājuma $K^2/(JL_a)$. Tipiskiem dzinējiem enkura laika konstante L_a/r_a ir daudz mazāka nekā inerces laika konstante J/D , kā tas parādīts 2.10. attēlā. Mazos dzinējos pastiprināšanas koeficientam $K^2/(JL_a)$ parasti ir tāda vērtība, kas dod divas reālas un ievērojami atšķirīgas saknes, kā norādīts attēlā. Bieži vien dzinēja modeli var aproksimēt, neievērojot enkura laika konstanti un berzes koeficientu D .

Vienādojumā (2.58.) doto pārvades funkciju var pārrakstīt kā

$$\frac{\omega_r(p)}{U_a(p)} = \frac{\frac{K}{JL_a}}{p^2 + \frac{Jr_a + DL_a}{JL_a}p + \frac{r_a D + K^2}{JL_a}}. \quad (2.59.)$$



2.10. attēls. Līdzstrāvas dzinēja sakņu izmaiņas atkarībā no pastiprināšanas koeficienta $K^2/(JL_a)$.

Izslēdzot berzes koeficientu D , iegūstam:

$$\frac{\omega_r(p)}{U_a(p)} = \frac{\frac{K}{JL_a}}{p^2 + \frac{r_a}{L_a}p + \frac{K^2}{JL_a}}. \quad (2.60.)$$

Turpinot vienkāršošanu, izslēdzam enkura induktivitāti:

$$\frac{\omega_r(p)}{U_a(p)} = \frac{\frac{K}{Jr_a}}{p + \frac{K^2}{Jr_a}}. \quad (2.61.)$$

Šai (pirmās kārtas) aproksimācijai atbilstošā laika konstante

$$\tau_m = \frac{Jr_a}{K^2}, \quad (2.62.)$$

un to bieži sauc par *elektromehānisko laika konstanti*. Daudzos gadījumos abas 2.10. attēlā norādītās tipiskās saknes maziem dzinējiem iespējams aproksimēt, lielāko no saknēm izsakot kā enkura laika konstantes L_a/r_a apgriezto lielumu un mazāko sakni – kā laika konstantes (2.62.) apgriezto lielumu.

Pārvades funkcija griešanās ātrumam attiecībā pret slodzes momentu M_{sl} atšķiras ar skaitītāju (pastiprināšanas koeficientu un pieskaitītu nulli). Lai izteiktu pārvades funkciju ω_r/M_{sl} , vienādojumi (2.58.)–(2.61.) jāpārveido, tos pareizinot ar $(1/K(r_a + pL_a))$.

2.6.2. Līdzstrāvas dzinēja vispārināts sakņu hodogrāfs

Līdzstrāvas dzinēja pārvades funkcijai un sakņu hodogrāfam īpaši noderīga ir tāda forma, ko iegūst, kā parametrus izmantojot enkura laika konstanti τ_a un elektromehānisko laika konstanti τ_m . Pārrakstām vienādojumu (2.60.):

$$\frac{\omega_r(p)}{U_a(p)} = \frac{\frac{1}{K} \cdot \frac{r_a}{L_a} \cdot \frac{K^2}{Jr_a}}{p^2 + \frac{r_a}{L_a}p + \frac{r_a}{L_a} \cdot \frac{K^2}{Jr_a}} = \frac{\frac{1}{K\tau_m\tau_a}}{p^2 + \frac{1}{\tau_a}p + \frac{1}{\tau_a\tau_m}}, \quad (2.64.)$$

kur

$$\tau_a = \frac{L_a}{r_a},$$

$$\tau_m = \frac{Jr_a}{K^2}.$$

Izsakām kvadrātvienādojuma saknes:

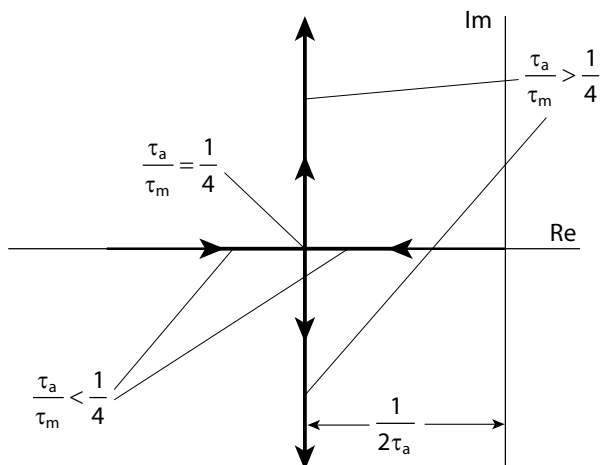
$$p = -\frac{1}{2\tau_a} \mp \sqrt{\frac{1}{4\tau_a^2} - \frac{1}{\tau_a\tau_m}} =$$

$$= \begin{cases} -\frac{1}{2\tau_a} \mp \frac{1}{\tau_a} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{\tau_a}{\tau_m}}, & \text{jā } \frac{\tau_a}{\tau_m} \leq \frac{1}{4} \\ -\frac{1}{2\tau_a} \mp j \frac{1}{\tau_a} \sqrt{\frac{\tau_a}{\tau_m} - \frac{1}{4}}, & \text{jā } \frac{\tau_a}{\tau_m} \geq \frac{1}{4}. \end{cases} \quad (2.65.)$$

$$(2.66.)$$

Iegūtais atrisinājums attēlots sakņu hodogrāfā 2.11. attēlā. Kad τ_a/τ_m vērtība ir maza (tātad enkura laika konstante ir neliela), elektriskajai mašīnai ir divas reālas saknes: viena netālu no koordinātu sākumpunkta un otra netālu no $-1/\tau_a$. Elek-

triskās laika konstantes vērtībai pieaugot attiecībā pret elektromehānisko laika konstanti, abas saknes tuvinās viena otrai. Kad $\tau_a/\tau_m = 1/4$, saknes kļūst vienādas, bet aiz šī punkta tās iegūst divas dažādas kompleksas vērtības, kā izteikts vienādojumā (2.66.).



2.11. attēls. Līdzstrāvas dzinēja vispārināts sakņu hodogrāfs.

Kopumā ņemot, attiecība τ_a/τ_m ir neliela maziem dzinējiem, un tā pieaug, dzinēja izmēram palielinoties. Elektromehāniskā laika konstante ir tieši atkarīga no inerces, tāpēc lielas slodzes inerces gadījumā τ_m pieaug, un tad parasti ir divas reālas, nevis kompleksas saknes. Ja attiecība τ_a/τ_m ir mazāka par aptuveni 0,1, reālā sakne netālu no koordinātu sākumpunkta tuvināti ir vienāda ar $-1/\tau_m$ un ir spēcīgā vienkāršojums (2.61).

2.7. Noslēgta vadība (vadība ar atgriezenisko saiti)

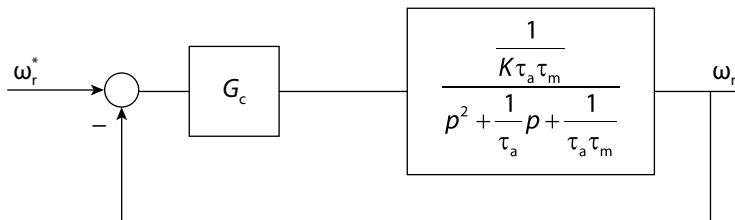
Līdzstrāvas mašīnas tiek plaši izmantotas noslēgtās kustības vadības sistēmās, jo tām ir izcilas regulēšanas īpašības un ātra reakcija. Ja neņem vērā tādus sekundārus faktorus kā enkura reakcijas izraisītā atmagnetizēšana vai nelineārā iedarbe, ko rada suku slīdes berze pa komutatoru, līdzstrāvas mašīnas darbību ar nemainīgu magnētisko plūsmu labi attēlo iepriekšējā nodaļā aplūkots lineārais modelis. Tāpēc, lai projektētu un analizētu tādas vadības sistēmas, kurās elektromehānisko enerģijas pārveidi veic līdzstrāvas mašīnas, izmanto lineāru vadības sistēmu teoriju. Turpmākajās sadaļās aplūkoti daži līdzstrāvas mašīnu vadības sistēmu veidi.

2.7.1. Griešanās ātruma regulēšana

Dzinēja blokshēmai pievienojot griešanās frekvences atgriezenisko saiti, iegūstam 2.12. attēlā doto blokshēmu. Ja izmanto proporcionāli integrējošo regulatoru, kuram $G_c(p) = K_p + K_i/p$, kopējā tiešās pārvades funkcija izsakāma kā

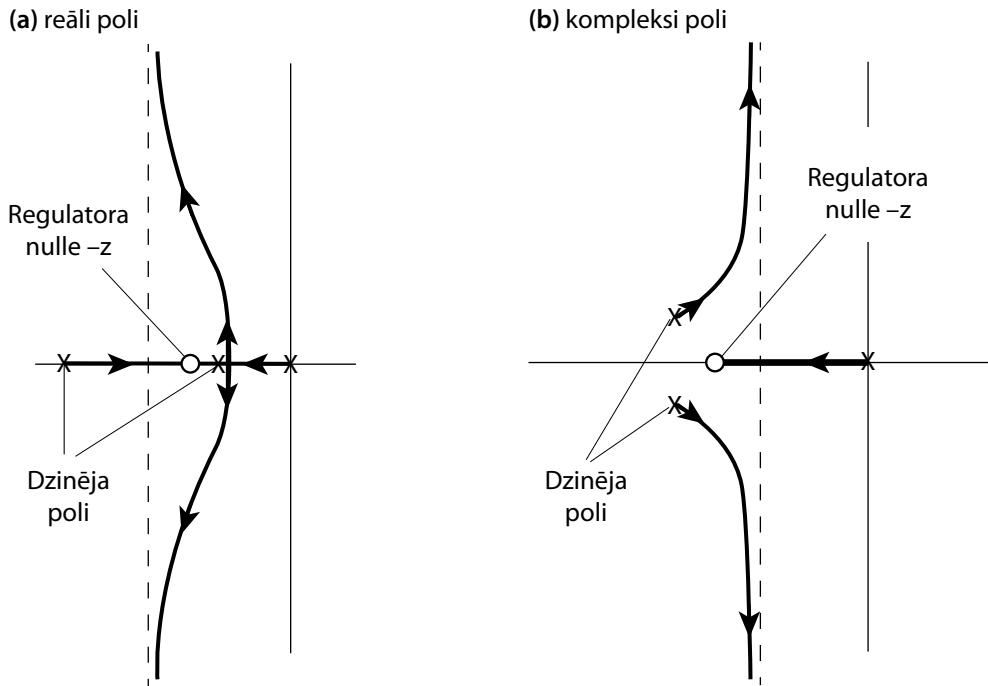
$$G = G_c G_m = K_p \frac{(p+z)}{p} \frac{1}{p^2 + \frac{1}{\tau_a} p + \frac{1}{\tau_a \tau_m}}, \quad (2.67.)$$

kur $z = K_i/K_p$. Te un turpmāk funkcionālā atkarība no Laplasa operatora kā, piemēram, $G(p)$ vienādojumā (2.67.), pieņemta kā zināma un netiks īpaši norādīta.



2.12. attēls. Līdzstrāvas dzinējs ar griešanās frekvences atgriezenisko saiti.

Kopējās vadības sistēmas sakņu hodogrāfam var būt vairākas formas atkarībā no regulatora pārvades funkcijas nulles punkta atrašanās vietas un no tā, vai dzinēja pārvades funkcijai ir reāli vai kompleksi poli. 2.13. attēlā parādīti divi gadījumi: viens ar reāliem poliem un otrs ar kompleksi poliem. Abos gadījumos sistēmas reakciju nosaka kompleksie poli, un, lai gan pārregulējumu iespējams ierobežot, rimšanas laiku lielā mērā nosaka dzinēja laika konstantes. Pārvietojot regulatora nulles punktus, iespējami vien nelieli uzlabojumi. Kopumā daudzām piedziņas sistēmām reakcijas laika uzlabošanai nepieciešams izmantot kādu paņēmieni.



2.13. attēls. Sakņu hodogrāfi līdzstrāvas dzinējam ar griešanās frekvences regulatoru.

2.7.2. Regulēšana ar strāvas atgriezenisko saiti

Līdzstrāvas dzinēja mazās dinamiskās pilnās pretestības dēļ ($r_A \approx 0,03-0,06$ a. v.) perturbāciju laikā var būt ļoti liela pārejas strāva, ja vien tā netiek ierobežota. Viens no veidiem, kā to ierobežot, ir ar iekšējo strāvas atgriezenisko saiti, ierobežojot uzdotās strāvas vērtību uz šo saiti. Tas parādīts 2.14. (a) attēlā.

Šo shēmu var pārzīmēt, kā redzams 2.14. (b) attēlā, un tad pārvades funkcija statora blokam ar atgriezenisko saiti un tikai proporcionālo PI regulatora daļu K_p izsakāma kā:

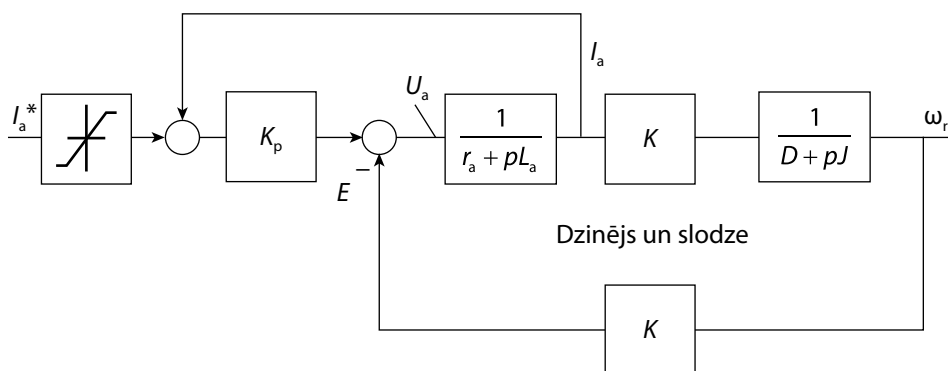
$$\frac{I_a}{U_x} = \frac{1}{1 + \frac{K_p}{r_a + pL_a}} = \frac{1}{r_a + K_p + pL_a}. \quad (2.68.)$$

Tā rezultātā enkura pretestība palielinās no r_a uz $r_a + K_p$, un tam ir divu veidu ietekme. Pirmā ir ļoti vēlama – samazinās enkura laika konstante, savukārt otra ir mazāk vēlama – palielinās elektromehāniskā laika konstante. Attiecība τ_a/τ_m tiek krietni samazināta (tā ir proporcionāla $1/r_a^2$), kā rezultātā dzinēja poli sadalās divos

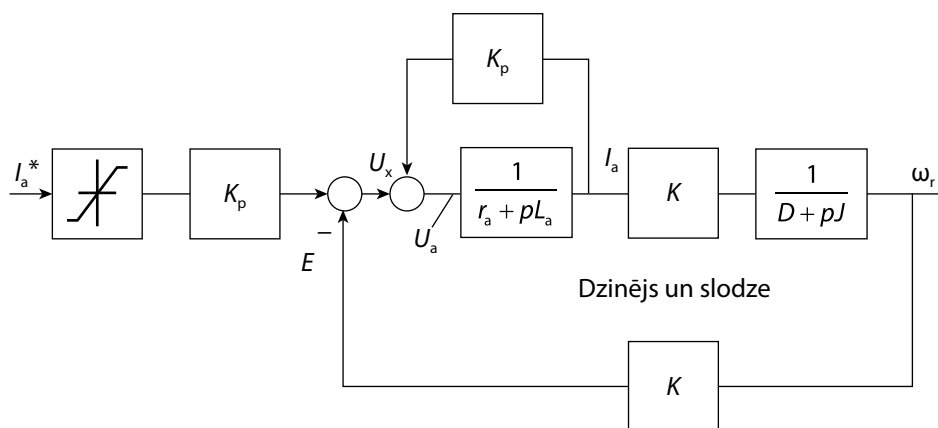
reālos polos. Parasti dominējošais reālais pols atrodas ļoti tuvu jaunajai τ_m vērtībai. Tāpēc sakņu hodogrāfa forma ātruma regulatoram ar iekšējo strāvas atgriezenisko saiti ir kā 2.13. (a) attēlā, kur dzinēja elektriskais pols atrodas tālu pa kreisi. Līdz ar to sistēmai ir ātrāka reakcija, un to ir daudz vienkāršāk projektēt attiecībā uz regulatora nulles punkta atrašanās vietu.

Strāvas un ātruma atgriezenisko saišu signāli parasti ir jāfiltrē, lai novērstu augstfrekvences troksni, bet projektēšanu sarežģī filtrēšanas izraisītā laika aizture. Jo īpaši tas izpaužas strāvas atgriezeniskajā saitē, kur vēlams ir liels pastiprināšanas koeficients K_p un vienlaikus jāizvairās no pārregulējuma, lai veiksmīgi ierobežotu pārejas strāvu.

(a) shēma ar iekšējo strāvas atgriezenisko saiti



(b) shēmas pārveidojums



2.14. attēls. Strāvas atgriezeniskā saite ar ierobežotāju.

Bieži vien ir nepieciešami daudz sarežģītāki strāvas saites koriģēšanas pastiprinātāji, lai nodrošinātu ātru sistēmas reakciju ar mazu pārregulējumu.

2.7.3. Regulēšana ar ideālu strāvas atgriezenisko saiti

Ar atbilstošu un rūpīgi izstrādātu strāvas saites shēmu iespējams iegūt tik lielu efektīvo pastiprinājumu K_p (2.14. att.), ka izmainīto enkura laika konstanti var neievērot. Šajā gadījumā pārvades funkciju I_a/U_x vienādojumā (2.68.) var aproksimēt:

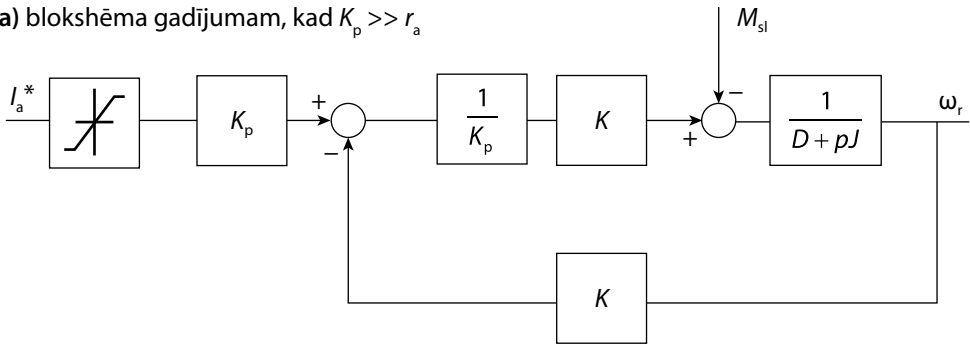
$$\frac{I_a}{U_x} = \frac{1}{r_a + K_p + pL_a} \approx \frac{1}{K_p}, \quad (2.69.)$$

un 2.14. (b) attēla blokshēma vienkāršojas līdz 2.15. (a) attēlā dotajai.

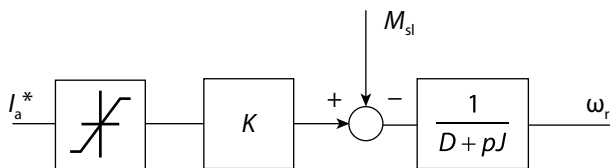
Kopējā pārvades funkcija šādai idealizētai sistēmai (bez strāvas ierobežotāja):

$$\frac{\omega_r}{I_a^*} = K_p \frac{\frac{K}{K_p} \cdot \frac{1}{D+pJ}}{1 + \frac{K^2}{K_p} \cdot \frac{1}{D+pJ}} = \frac{K}{pJ + D + \frac{K^2}{K_p}}. \quad (2.70.)$$

(a) blokshēma gadījumam, kad $K_p \gg r_a$



(b) vienkāršota blokshēma, kad $K_p \gg K^2$



2.15. attēls. Līdzstrāvas dzinējs ar ideālu liela pastiprinājuma strāvas atgriezenisko saiti.

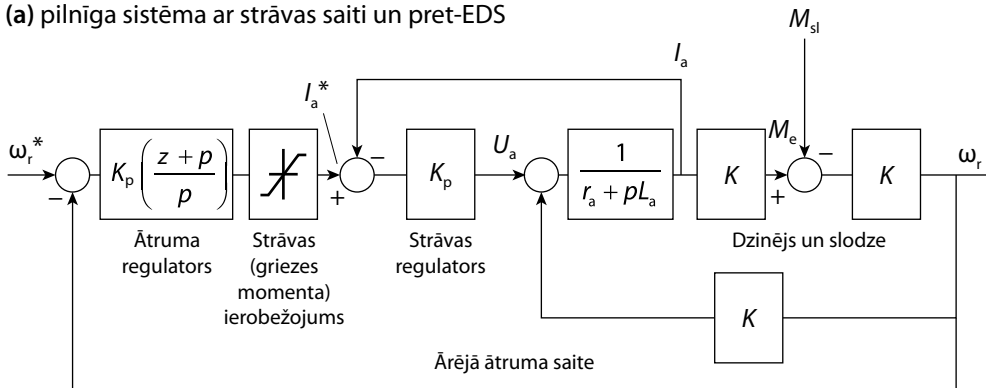
Ja pastiprināšanas koeficients K_p ir liels, salīdzinot ar K^2 , pēdējo saskaitāmo saucējā var izslēgt, tādējādi iegūstot ļoti vienkāršu vadības sistēmu, kas dota 2.15. (b) attēlā.

Iegūtā rezultāta fizikālā interpretācija ir ļoti vienkārša. Ideāla strāvas regulatora gadījumā dzinēja strāva precīzi seko vadības strāvai, un dzinēja pret-EDS nav nekādas ietekmes uz tā strāvu. Tā kā dzinēja griezes moments ir tieši atkarīgs no strāvas (pie nemainīgas magnētiskās plūsmas), dzinējs kļūst par vadāma griezes momenta ierīci, kuras attīstītais moments vienmēr ir vienāds ar KI_a^* . Ja izmanto strāvas regulatoru, griešanās frekvences atgriezeniskajai saitei 2.15. (a) attēlā vairs

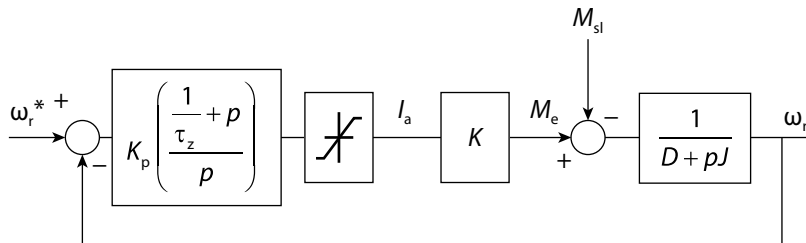
nav nozīmes. Dzinējam pieslēgtajam spriegumam tiek nodrošināta tāda vērtība, kāda nepieciešama vadības strāvas iegūšanai pie faktiskā dzinēja griešanās ātruma.

Strāvas regulēšanai ir būtiska nozīme praktiski visās augstas veiktspējas līdzstrāvas elektropiedziņās. Pēc būtības dzinējs tiek pārveidots par vadāma griezes momenta ierīci, un nepieciešamo griezes momenta (strāvas) vadības signālu radīšanai izveido ārējas vadības saites. Vienkāršā blokshēma 2.15. (b) attēlā atbilstoši attēlo dzinēju, un to var izmantot, lai projektētu ārējas vadības saites ātruma vai stāvokļa vadībai. Tam pamatā ir vajadzīgs “ideāls” strāvas regulators ar ievērojami mazāku reakcijas laiku, nekā nepieciešams ārējām saitēm. 2.16. attēlā dota vispārīga ātruma vadības sistēmas blokshēma.

(a) pilnīga sistēma ar strāvas saiti un pret-EDS



(b) ekvivalentā sistēma ideāla strāvas regulatora gadījumā ($\tau_z = K_p/K_i$)



2.16. attēls. Līdzstrāvas dzinēja ātruma vadības sistēma ar strāvas regulatoru.

Jēdzienu *ideāls strāvas regulators* izmanto arī augstas veiktspējas maiņstrāvas dzinēju vadībā, kur regulators dzinējam piegādā nepieciešamo trīsfāžu strāvu. Gan līdzstrāvas, gan maiņstrāvas gadījumā dzinēja darbību var attēlot ar vienkāršoto 2.15. (b) attēla blokshēmu ar nosacījumu, ka strāvas regulators darbojas kā ideāls regulators. Šāda veida strāvas regulatora darbību galu galā ierobežo jaudas pastiprinātāja spēja nodrošināt strauji mainīgu spriegumu, kas nepieciešams dzinēja strāvas vadībai atbilstoši regulatora komandām.

2.7.4. Strāvas regulēšana, izmantojot stāvokļa mainīgos

Iepriekš aplūkotās tradicionālās sistēmas vietā strāvas regulēšanu var īstenot arī citu metodi – izmantojot stāvokļa mainīgo atgriezenisko saiti. Stāvokļa saites izmantošana sniedz vairākas priekšrocības attiecībā uz regulēšanas kvalitāti un iestatīšanu, kā arī tā ļauj izprast strāvas regulēšanu no cita skatupunkta.

Līdzstrāvas mašīnas blokshēma ar stāvokļa mainīgajiem dota 2.17. attēlā. Tajā parādītas arī divas stāvokļa mainīgo atgriezeniskās saites ar pastiprināšanas koeficientu K_r un K_ω . Sistēmu raksturo šādi vienādojumi, kas izteikti attiecībā pret stāvokļa mainīgajiem i un ω :

$$\frac{dI_a}{dt} = -\left(\frac{r_a}{L_a} + \frac{K_a K_r}{L_a}\right) I_a - \left(\frac{K}{L_a} + \frac{K_a K_\omega}{L_a}\right) \omega_r + \frac{K_a}{L_a} U_i; \quad (2.71.)$$

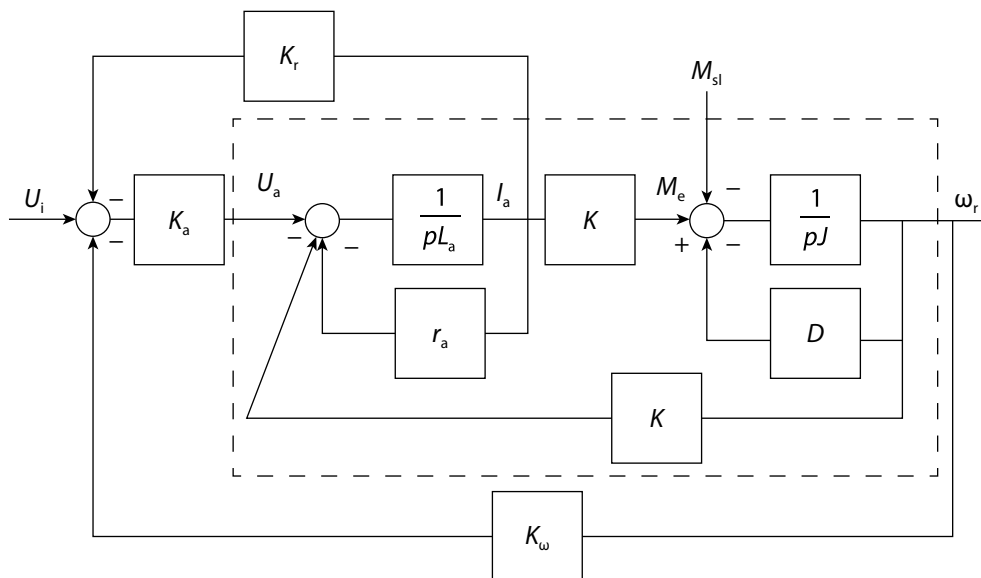
$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{K}{J} i_a - \frac{D}{J} \omega_r - \frac{M_1}{J}. \quad (2.72.)$$

Ir noderīgi saprast, ka stāvokļa mainīgo atgriezenisko saišu pastiprināšanas koeficientiem ir tādas pašas mērvienības kā fiziskā stāvokļa saitēm, kas eksistē dzinējā. Tāpēc K_r mērvienība ir oms un K_ω mērvienība ir V/rad/s.

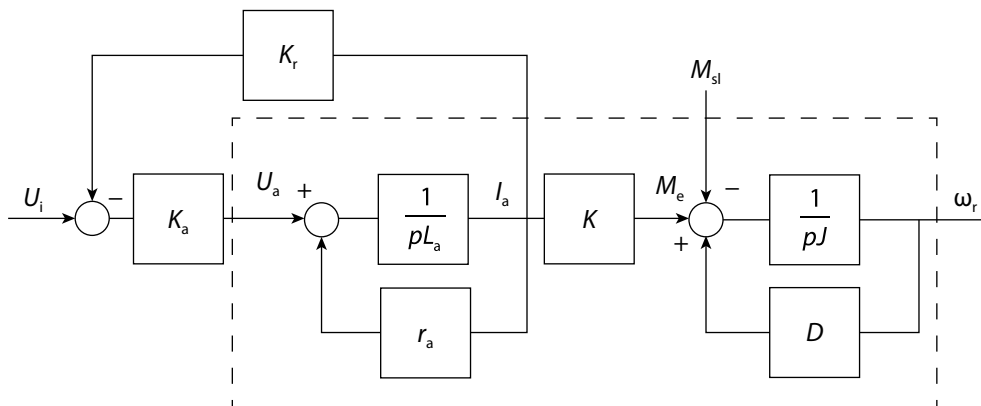
Ja aplūkojam strāvas regulēšanu no tāda viedokļa, ka tai jāseko ieejas signālam U_i , tad pret-EDS radītā fiziskā stāvokļa atgriezeniskā saite K_ω ir kā traucējums, kurš līdz ar to ir jāsamazina. Tradicionālajā pieejā to panāk ar ļoti lielu strāvas regulatora pastiprināšanas koeficientu K_p . Savukārt stāvokļa mainīgo metodē pret-EDS ietekmi novērš, fiziskajai saitei pretdarbojoties ar atbilstošu vadības saites iedarbi. Tāpēc koeficientam ω_r vienādojumā (2.71.) jābūt vienādam ar nulli, kā rezultātā iegūstam:

$$K_\omega = -\frac{K}{K_a}. \quad (2.73.)$$

Jāpiebilst, ka šo pastiprināšanas koeficienta iestatījumu var viegli noteikt eksperimentāli, proti, mainot K_ω vērtību līdz brīdim, kad ātruma izmaiņām vairs nav nekādas ietekmes uz dzinēja strāvu (piemēram, ja uzdotā strāvas vērtība ir nulle, ātruma izmaiņām nevajadzētu radīt nekādas strāvas novirzes).



2.17. attēls. Līdzstrāvas mašīnas blokshēma (apvilkta ar raustītu līniju) ar stāvokļa mainīgo strāvas regulatoru.



2.18. attēls. Līdzstrāvas mašīnas blokshēma (apvilkta ar raustītu līniju) ar stāvokļa mainīgo strāvas regulatoru, kam ātruma saites pastiprināšanas koeficients izvēlēts tāds, lai izslēgtu pret-EDS iedarbi.

Ar atbilstoši vienādojumam (2.73.) izvēlētu pastiprināšanas koeficientu K_ω fiziskā ātruma saite un vadības ātruma saite, savstarpēji pretdarbojoties, viena otru "izslēdz", kā rezultātā iegūstam reducētu blokshēmu, kas attēlota 2.18. att. Lai pabeigtu vadības sistēmas izveidi, K_r vērtība jāizvēlas tāda, lai efektīvā elektriskā laika konstante būtu pietiekami maza. Jāņem vērā, ka K_r faktiski pievieno regulatoram "aktīvo" pretestību un līdz ar enkura induktivitāti nosaka laika konstanti. Apvienojot

abas 2.18. attēlā dotās saites, iegūstam reducētu blokhēmu (2.19. (a) att.), no kā varam izteikt pārvades funkciju posmā no uzdotās strāvas uz dzinēja strāvu:

$$\frac{I_a}{U_i} = K_a \frac{\frac{1}{pL_a}}{1 + r_a + \frac{K_r K_a}{pL}} = \frac{K_a}{r_a + K_r K_a} \frac{1}{1 + p \frac{L_a}{r_a + K_r K_a}}. \quad (2.74.)$$

Ja laika konstante ir pietiekami maza, lai to varētu neievērot, pārvades funkcija vienkāršojas uz šādu izteiksmi:

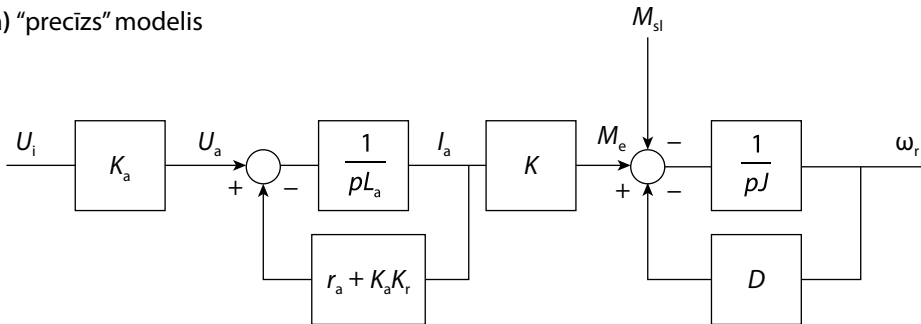
$$\frac{I_a}{U_i} = \frac{K_a}{r_a + K_r K_a}. \quad (2.75.)$$

Parasti reizinājuma $K_r K_a$ vērtība ir daudz lielāka par r_a vērtību, līdz ar to vienādojumu varam papildus reducēt:

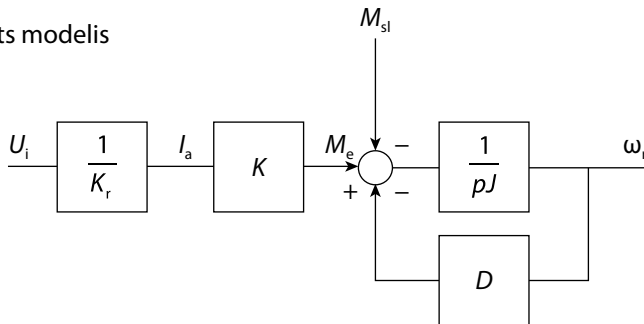
$$\frac{I_a}{U_i} \approx \frac{1}{K_r}. \quad (2.76.)$$

Tā rezultātā strāvas vērtību tiešā veidā nosaka uzdotais spriegums U_i un stāvokļa saites pastiprinājums K_r , kā parādīts 2.19. (b) attēlā.

(a) "precīzs" modelis



(b) aproksimēts modelis

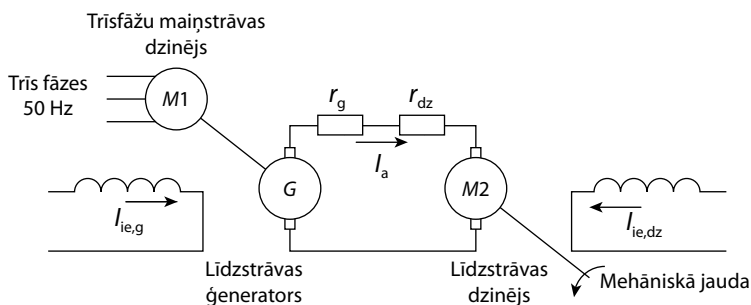


2.19. attēls. Līdzstrāvas mašīnas blokhēma ar stāvokļa mainīgo strāvas regulatoru, kam ātruma saites pastiprināšanas koeficients izvēlēts tāds, lai izslēgtu pret-EDS iedarbi.

Tādējādi stacionārā režīmā ar stāvokļa mainīgo strāvas regulatoru tiek sasniegts tāds pats rezultāts kā ar tradicionālu regulatoru. Taču tam ir labāka dinamiskā veiktspēja, jo pret-EDS iedarbe tiek izslēgta kā statiskā, tā dinamiskā darba režīmā. Mazas neprecizitātes pret-EDS ietekmes novēršanā koriģē ar strāvas saiti, līdz ar to tās nerada problēmas. Trūkums ir tāds, ka ir nepieciešams ātruma atgriezeniskās saites sensors, kas palielina iekārtas izmaksas, ja vien sensors nav vajadzīgs arī citiem mērķiem (piemēram, ātruma regulēšanai).

2.8. Elektromehāniskie līdzstrāvas piedziņas barošanas avoti

Iepriekšējās sadaļās aplūkojām regulējama sprieguma līdzstrāvas barošanas avota izmantošanu dzinēja darbināšanai nepieciešamajā ātruma diapazonā. Taču turpat 100 gadu kopš līdzstrāvas dzinēju izmantošanas pirmsākumiem to barošanai bija pieejami vien līdzstrāvas ģeneratori ar regulējamu magnētisko plūsmu un akumulatori ar virknē slēgtām pretestībām. Kaut arī šādām sistēmām bija salīdzinoši ilgs reakcijas laiks un zems lietderības koeficients, tomēr daudzās nozarēs tās bija ievērojami pārākas par tīri mehānisku piedziņu ar regulējamu ātrumu. Pagrieziena punkts līdzstrāvas piedziņas izmantošanā notika līdz ar tādu elektronisku vadības sistēmu ieviešanu, kas nodrošināja kilovatos mērāmas jaudas regulēšanu. Līdz ar to līdzstrāvas piedziņa kļuva par rūpniecības dzinējspēku lietojumos, kur nepieciešams mainīgs ātrums.



2.20. attēls. Leonarda (G-D) līdzstrāvas piedziņas sistēma.

2.8.1. G-D (Leonarda) sistēma

Pirms tika izgudrots tiristors (SCR), elektropiedziņai ar mainīgu ātrumu izmantoja līdzstrāvas ģeneratora-dzinēja (G-D) sistēmu, ko sauc arī par Leonarda jeb Varda-Leonarda sistēmu. Šādas sistēmas elektroshēma dota 2.20. attēlā. Ģenerators tiek darbināts ar gandrīz nemainīgu ātrumu, izmantojot asinhrono dzinēju vai, ja

nepieciešama jaudas koeficienta korekcija, izmantojot sinhrono dzinēju. G-D sistēmu veido piedziņas elektrodzinējs $M1$ un līdzstrāvas ģenerators G . Lai piedziņu iedarbinātu, vispirms palaiž G-D sistēmu un attīsta pilnu dzinēja ierosmes strāvu; līdzstrāvas dzinējs $M2$ tikmēr vēl negriežas. Pēc tam, līdzstrāvas ģeneratoram pievadot ierosmes strāvu, palielina tā EDS, sākot no nulles vērtības. Tā kā līdzstrāvas ģenerators EDS sākotnēji ir 0 V, tad arī dzinēja ātrums sākotnēji ir vienāds ar nulli. Palielinoties līdzstrāvas ģenerators ierosmes strāvai, palielinās strāva enkura ķēdē, kā rezultātā attīstītais griezes moments izraisa dzinēja paātrināšanos. Pie maksimālās ģenerators ierosmes strāvas vērtības enkura spriegumam ir pilna nominālā vērtība, un līdz ar to dzinējs griežas ar nominālo ātrumu. Lai palielinātu griešanās frekvenci, iespējams samazināt dzinēja ierosmes strāvu.

Tagad aplūkosim darbību secību dzinēja palēnināšanai. Pieņemsim, ka dzinējs nav noslogots un tam ir tik niecīga berze, ka to var neievērot, taču inerces dēļ tas uzkrāj kinētisko enerģiju. Ja palielina dzinēja ierosmes strāvu vai samazina ģenerators ierosmes magnētisko plūsmu, dzinēja EDS kļūst lielāks par ģenerators EDS un enkura strāva sāk plūst pretējā virzienā. Līdz ar to tagad dzinējs darbojas ģenerators režīmā un otrādi. Neievērojot pārējos zudumus, maiņstrāvas mašīna, kas piedzen līdzstrāvas ģeneratoru, tagad ģenerē elektroenerģiju un nodod to atpakaļ sistēmā. Līdzstrāvas dzinējā rodas bremsējošs griezes moments, kā rezultātā tas palēninās un uzkrāto kinētisko enerģiju atgriež atpakaļ maiņstrāvas tīklā. Tādā gadījumā sistēmu sauc par rekuperatīvu, nevis ģenerējošu, jo uzkrātā enerģija tiek atdota atpakaļ. Piedziņas sistēma, kas spēj gan piegādāt enerģiju dzinējam, gan atgūt to no dzinēja atpakaļ, acīmredzami ir gan ļoti elastīga, gan energoefektīva, kā arī spēj nodrošināt ātru dzinēja paātrināšanu vai palēnināšanu. Šā iemesla dēļ to ierasti izmanto regulējuma ātruma sistēmās, kurās nepieciešama strauja kustības reversēšana.

Ja ģenerators ierosmes strāva plūst pretējā virzienā, tā EDS iegūst pretēju polaritāti. Tad arī dzinēja enkura strāva plūst pretējā virzienā, un, tāpat kā iepriekšējā piemērā, dzinējs paātrināsies, bet griezīsies pretējā virzienā. Tādējādi ar G-D sistēmu dzinēju iespējams darbināt abos virzienos un arī rekuperēt enerģiju jebkurā rotācijas virzienā. Tas ilustrēts 2.21. attēlā, kur sistēmas darba režīmi attēloti griezes momenta/ātruma grafikā. Aprakstītā piedziņas sistēma var darboties jebkurā no četriem grafika kvadrantiem, tāpēc to sauc par *četrū kvadrantu piedziņu*. Jāņem vērā, ka, lai iegūtu šādas iespējas, barošanas avotam jāspēj nodrošināt kā pozitīvas, tā arī negatīvas vērtības gan spriegumam, gan strāvai.

Neskatoties uz tiristoru regulatoru komerciālajām priekšrocībām, dažās jomās joprojām turpina izmantot G-D sistēmu. To mēdz izmantot, piemēram, pacēlājos (telferos) un piedziņai, ko baro garas un vājas elektroapgādes līnijas.

2.8.2. G-D (Leonarda) sistēmas īpašības

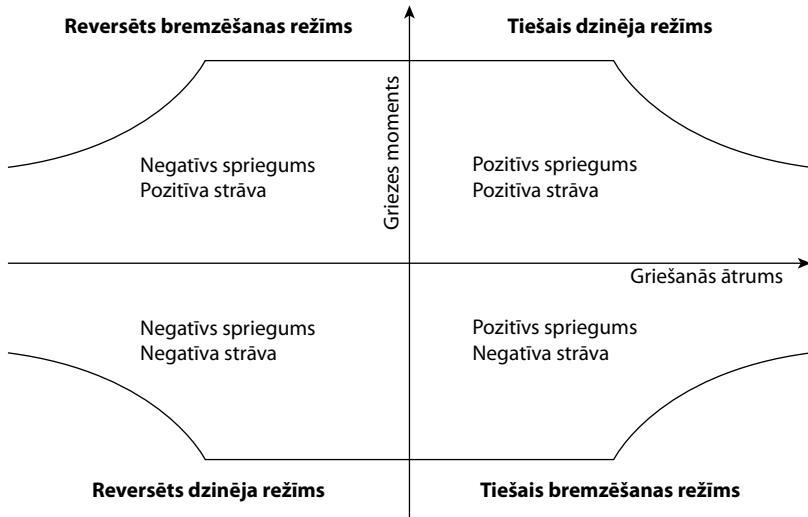
G-D piedziņas sistēmai raksturīgas šādas īpašības.

Pozitīvās īpašības:

- 1) asinhronais maiņstrāvas dzinējs tiek barots no elektrotīkla un patērē simetrisku sinusoidālu strāvu;
- 2) lai gan līdzstrāvas dzinējs darbību uzsāk ar ļoti lielu griezes momentu un enkura strāvu, elektroenerģijas (un tātad arī maiņstrāvas) patēriņš no tīkla ir mazs;
- 3) līdzstrāvas dzinēja vadība tiek nodrošināta, regulējot dzinēja un ģeneratora ierosmes strāvu. Jauda, kas nepieciešama ierosmes strāvas regulēšanai, ir tikai maza daļa no visas jaudas, kas tiek pārvadīta starp abu mašīnu enkuriem;
- 4) G-D piedziņas sistēmas mašīnas ir daudz noturīgākas pret pārslodzi nekā tiristoru iekārtas, tāpēc ir nepieciešamas vienkāršākas aizsardzības iekārtas. Tāpat arī pret īslaicīgām pārslodzēm noturīgas sistēmas izveide rada daudz mazākas papildizmaksas, nekā tas ir sistēmām, kurās izmantoti tiristori.

Negatīvās īpašības:

- 1) G-D sistēmas ģenerators darbojas nepārtraukti – pat tad, kad slodze ir nemainīga. Tas kopumā rada lielus zudumus pie maza ātruma.
- 2) G-D sistēma ir lielāka, smagāka un daudz dārgāka nekā atbilstoša tiristoru iekārta;
- 3) G-D sistēmas darbība pārejas procesu laikā ir vājāka lielo ierosmes laika konstanšu dēļ.



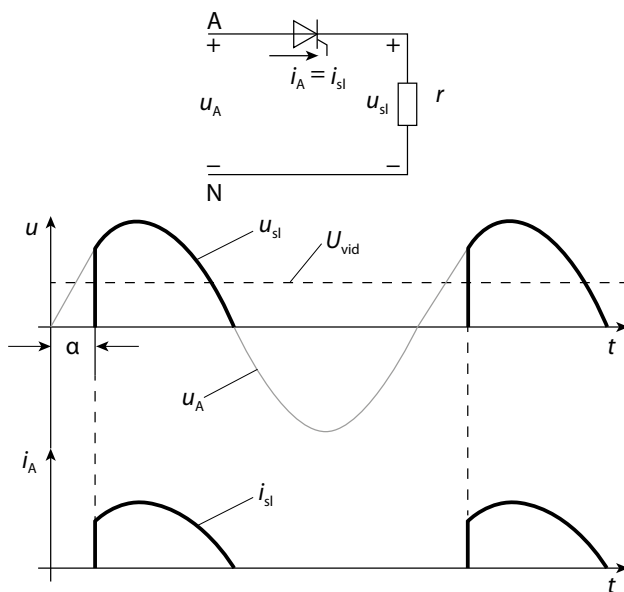
2.21. attēls. Elektropiedziņas sistēmas darbības četri kvadranti.

2.9. Līdzstrāvas tiristorpiedziņa

Ar tiristoriem vadīta līdzstrāvas piedziņa ir lielā mēra aizstājusi G-D sistēmu. Tiristoru galvenā priekšrocība ir tāda, ka tos var izmantot gan barošanas maiņstrāvas taisngriešanai gluži kā parastu diodi, gan taisngrieztā signāla vērtības regulēšanai. To īsteno, tiristora vadības elektrodam mainot vadības impulsa padeves laiku attiecībā pret pieslēgto maiņspriegumu.

2.9.1. Pusperioda tiristoru taisngriezis

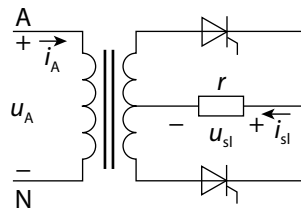
Tiristorpiedziņas darbības princips pašai vienkāršākajai ķēdei parādīts 2.22. attēlā. Ķēdi veido tiristors, kas slēgts virknē ar rezistīvu slodzi un barošanas avotu, kurš pievada sinusoidālu vienfāzes maiņspriegumu. Pozitīvā pusperioda laikā, kad barošanas spriegums pieaug, tiristors tiešajā virzienā nevada līdz brīdim, kad pie leņķa α pēc sprieguma nulles vērtības sasniegšanas brīža tiek padots vadības impulss. Tiristora spriegums tad strauji samazinās gandrīz līdz nullei, līdzīgi kā saslēdzoties slēdzim. Savukārt slodzes spriegums tikmēr ir vienāds ar barošanas spriegumu, līdz tas atkal sasniedz nulles vērtību. Šajā brīdī strāvai būtu jāmaina plūšanas virziens, taču uz tiristora izveidojas sprotspriegums. Taisngriezis strāvu vada tikai katra otrā senoīdas pusperioda laikā, tādēļ to sauc par *pusperioda taisngriezi*. Taisngrieztā sprieguma un strāvas vidējā vērtība mainās no maksimāla līdz pat nullei, savukārt leņķis α mainās no 0° līdz 180° .



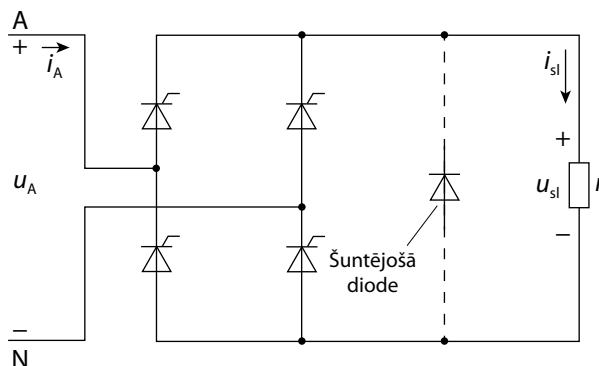
2.22. attēls. Vienkāršs vienfāzes taisngriezis un idealizēts tā izejas strāvas un sprieguma grafiks.

2.9.2. Divu pusperiodu tiristoru taisngriezis

Pusperioda taisngrieža shēmu, kas dota 2.22. attēlā, izmanto reti vairāku iemeslu dēļ. Divi galvenie iemesli ir lielās strāvas pulsācijas un līdzstrāvas komponentes klātesamība ieejas strāvā. Šādu problēmu nav, ja izmanto divu pusperiodu shēmu, kurā strāva tiek vadīta abos pusperiodos. 2.23. attēlā parādīts divu pusperiodu vienfāzes taisngriezis, ko sauc par *shēmu ar transformatoru*, jo ir nepieciešams barošanas transformators ar nozarojumu no sekundārā tinuma viduspunkta. Savukārt 2.24. attēlā dota cita līdzīga shēma – *tilta shēma*. Tam nepieciešams divreiz vairāk pusvadītājiereču nekā shēmai ar transformatoru, toties pie vienas un tās pašas taisngrieztā sprieguma vērtības katrai pusvadītājierei pielikts divreiz mazāks spriegums. Būtiska tilta shēmas priekšrocība ir tā, ka daudzos tā lietojumos nav nepieciešams transformators. Pat tad, ja transformators tiek iekļauts, sekundārā tinuma izmantošanas iespējas tilta shēmā ir plašākas. Vēl viens ieguvums trīsfāžu tiltam ir tas, ka pilnībā vadāmai sistēmai izejas sprieguma zemākā pulsāciju frekvence ir sešas reizes lielāka par tīkla sprieguma frekvenci, turpretim shēmai ar transformatoru šī attiecība ir vienāda ar trīs. Tādēļ mūsdienu sistēmās ļoti plaši izmanto tilta shēmu, un turpmāk shēmu ar transformatoru neaplūkosim.



2.23. attēls. Vienfāzes taisngrieža shēma ar transformatoru.



2.24. attēls. Vienfāzes taisngrieža tilta shēma.

2.24. attēla tilta shēmu ar četriem tiristoriem sauc *par pilnībā vadāmu*, jo visas četras pusvadītājiērces ir iespējams ieslēgt, izmantojot vadības elektrodu. Reizēm shēmā izmanto divas diodes un divus tiristorus, un tad to sauc *par daļēji vadāmu*. Skaidrs, ka tādai ir zemākas izmaksas, tomēr vienlaikus ir arī vairāki ierobežojumi, ko aplūkosim turpmāk. Parāli slodzei dažkārt tiek pieslēgta *šuntējošā diode*, kas parādīta 2.24. attēlā ar raustītu līniju.

2.9.3. Taisngriežu ķēdes ieejas jaudas koeficients

Vienkāršā maiņstrāva ķēdē ar sinusoidālu spriegumu un strāvu jaudas koeficientu vispārīgi nosaka šādi:

$$\text{jaudas koeficients} = \frac{\text{aktīvā jauda}}{\text{sprieguma ef. vērtība} \times \text{strāvas ef. vērtība}} = \quad (2.77.)$$

$$= \frac{U_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \varphi}{U_{\text{rms}} I_{\text{rms}}} = \quad (2.78.)$$

$$= \cos \varphi, \quad (2.79.)$$

kur φ ir sprieguma un strāvas fāžu nobīdes leņķis, tas ir, leņķis, par kādu strāva atpaliē fāzē no sprieguma. Taisngriežu ķēdē, ko baro no lielas sistēmas, barošanas spriegums parasti saglabā gandrīz sinusoidālu formu, bet strāva nav sinusoidāla, kaut arī tās periods atbilst barošanas frekvencei. Šādu strāvas līknes formu var izteikt ar *Furjē rindu*, kurā summē strāvas pamatharmoniku un augstākās harmonikas, t. i., sinusoidālas strāvas komponentes ar dažādu amplitūdu un fāzi, kuru frekvence ir veselu skaitu reižu lielāka par pamatharmonikas frekvenci.

Tā kā jaudas vidējā vērtība nav vienāda ar nulli vien tad, ja sinusoidālam spriegumam un strāvai ir vienāda frekvence, līdz ar to no barošanas avota pievadītās jaudas vidējā vērtība ir vienāda ar sprieguma efektīvās vērtības, strāvas pamatharmonikas efektīvās vērtības un fāžu nobīdes leņķa kosinusa reizinājumu. Tomēr strāvas pamatharmonikas efektīvā vērtība nav vienāda ar kopējās strāvas efektīvo ērtību kropļojumu un citu harmoniku dēļ. Jaudas koeficientu parasti definē tāpat kā iepriekš, lai to varētu vienkārši iegūt no vatmetra rādījumiem vai no voltmetra un ampēmetra uzrādītās efektīvās vērtības. Tādējādi ķēdēm ar nesinusoidālu strāvu

$$\text{jaudas koeficients} = \frac{\text{aktīvā jauda}}{\text{sprieguma ef. vērtība} \times \text{strāvas ef. vērtība}} =$$

$$= \frac{U_{\text{rms}} I_{1,\text{rms}} \cos \varphi}{U_{\text{rms}} I_{\text{rms}}} = \frac{I_{1,\text{rms}} \cos \varphi}{I_{\text{rms}}}, \quad (2.80.)$$

kur $I_{1,\text{rms}}$ ir strāvas pamatharmonikas efektīvā vērtība un φ ir strāvas fāzes nobīdes leņķis attiecībā pret spriegumu, kas joprojām pieņemts kā sinusoidāls. Strāvas pamatharmonikas un kopējās strāvas attiecību bieži vien sauc *par kropļojuma koefi-*

cientu, bet leņķa kosinusu – par nobīdes koeficientu. Tādējādi ķēdēs ar nesinusoidālu strāvu un sinusoidālu spriegumu jaudas koeficientu izsaka:

$$\text{jaudas koeficients} = \text{kropļojuma koeficients} \times \text{nobīdes koeficients}, \quad (2.81.)$$

kur

$$\text{kropļojuma koeficients} = \frac{I_{1,\text{rms}}}{I_{\text{rms}}}. \quad (2.82.)$$

Līdz ar to varam secināt, ka pat tad, kad sprieguma un strāvas pamatharmoniku fāzes nav savstarpēji nobīdītas, jaudas koeficients ir mazāks par vienu, ja vien strāva satur arī citas harmonikas.

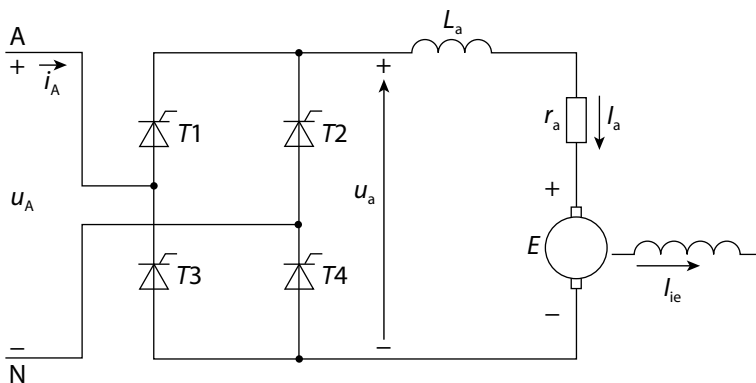
2.9.4. Divu pusperiodu tiristoru tilta shēmas darbība ar lielu slodzes induktivitāti un ideālu avotu

2.25. attēlā parādīta pilnībā vadāma tilta shēma, kam pieslēgts līdzstrāvas dzinējs. 2.26. attēlā dotas ideālam gadījumam atbilstošās līknes, ja ir ideāls izejas filtrs (ļoti liela induktivitāte līdzstrāvas pusē) un avota pilnā pretestība maiņstrāvas pusē ir vienāda ar nulli. Attēlotajās viļņu formās skaidri redzams ieejas strāvas kropļojums – strāvai ir taisnstūrveida forma, un tā satur visas maiņstrāvas nepāra harmonikas, kā arī pamatharmoniku. Novērojama gan fāžu nobīde, gan kropļojums, un jaudas koeficients ir mazāks par vienu. Turklāt tas samazinās, ja vadības leņķis α palielinās, t. i., ja vidējais spriegums līdzstrāvas pusē samazinās.

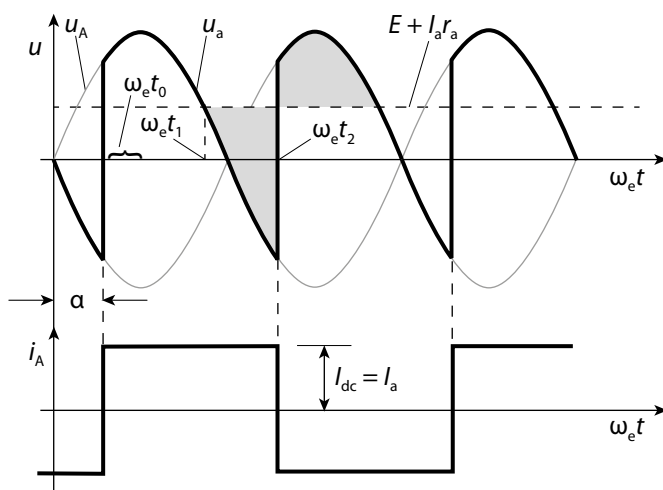
Barošanas avota strāvas harmonikas bieži vien rada sarežģījumus: tās izraisa enerģijas zudumus barošanas sistēmā, kā arī sprieguma kropļojumus maiņstrāvas elektrosistēmā. Sarežģījumu pakāpe atkarīga no barošanas tīkla pilnās pretestības un relatīvā slodzes izmēra. Šie aspekti īpaši jāapsver, izstrādājot pārveidotājus lielām sistēmām. Tas jāapspiež sarunās starp klientu un piegādātāju un, iespējams, arī ar energoapgādes uzņēmumu, jo var būt nepieciešams pielāgot filtrus, lai samazinātu barošanas sprieguma kropļojumu vietējā tīklā.

Ir noderīgi sīkāk izpētīt taisngriešanu un tai pretējo procesu – invertēšanu. Pieņemsim, ka sistēma darbojas stacionārā režīmā ar vadības leņķi α visiem četriem tiristoriem, kā parādīts 2.26. attēlā. Laika posmā, kas apzīmēts ar $\omega_e t_0$, tiristors $T1$ vada strāvu i_A no barošanas avota uz dzinēju, bet caur tiristoru $T4$ notiek strāvas atgrieze. Līdz ar to enkura spriegums u_a ir pozitīvs un vienāds ar barošanas sprieguma momentāno vērtību u_A . Laika posmā pēc $\omega_e t_0$ sprieguma u_A un līdz ar to arī u_a vērtība samazinās. Taču lielās induktivitātes dēļ, kas slēgta virknē ar dzinēju, strāvas i_A vērtība paliek nemainīga. Tā saglabājas pat tad, kad laika momentā $\omega_e t_1$ sprieguma u_A vērtība kļūst mazāka par līdzstrāvas dzinēja spaiļu spriegumu. Tomēr laika momentā $\omega_e t_2$ tiristoriem $T2$ un $T3$ tiek padoti vadības impulsi, kā rezultātā tiristoriem $T1$ un $T4$ tiek pielikts sprostspriegums un tie tiek izslēgti. Komutācijas

rezultātā strāva tagad plūst caur $T2$ un $T3$; tai pat laikā dzinēja enkura strāva I_a nemainās. Turpretim barošanas strāva maina savu virzienu, turklāt tas notiek ļoti ātri, jo barošanas tīkla induktivitāte pieņemta ļoti maza. Pēc tam process atkārtojas, katram tiristoru pārim vadot strāvu viena pusperioda garumā.



2.25. attēls. Līdzstrāvas dzinēja piedziņa ar pilnībā vadāmu vienfāzes tilta shēmu.



2.26. attēls. Pilnībā vadāmas vienfāzes tilta shēmas izejas spriegums un barošanas tīkla strāva (pieņemts, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli).

Tā kā līdzstrāvas ķēdē stacionārā režīmā sprieguma kritums induktivitātes spolē ir vienāds ar nulli, jo tai nepiemīt aktīvā pretestība, tad pret-EDS un enkura pretestības sprieguma krituma summa ir vienāda ar taisngrieža izejas sprieguma vidējo vērtību. 2.26. attēlā iekrāsotie laukumi virs un zem $E + I_a r_a$ līknes attēlo induktivitātes spoles sprieguma integrāli, tāpēc tiem jābūt vienādiem. Spolei līdzstrāvas pusē

tiek pielikts mainīgs pulsējošs spriegums, ko attēlo iekrāsoto laukumu veidojošo spriegumu momentānās vērtības. Sprieguma pulsācijas šeit ir ļoti izteiktas, un katra barošanas perioda laikā tās atkārtojas divas reizes. Tādēļ šo taisngriezi sauc par divu impulsu sistēmu. Sprieguma pulsācijas ir ievērojami lielākas nekā ar trīsfāžu taisngriežiem, tāpēc praksē parasti ir nepieciešams virknē ar dzinēju pievienot papildu induktivitāti, lai strāvas pulsācijas samazinātu līdz pieņemamam līmenim.

Ja līdzstrāvas pusē pieslēgta liela induktivitāte, barošanas strāvai tuvināti ir taisnstūrveida forma, kas satur visas nepāra harmonikas un ir nobīdīta attiecībā pret barošanas spriegumu, kā parādīts 2.26. attēlā. Kropļojuma koeficientu ir vienkārši novērtēt, jo labi zināms, ka taisnstūrveida signāla pamatharmoniku var izteikt:

$$I_{1,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_{dc} \sin \omega_e t d(\omega t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} I_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{dc}, \quad (2.83.)$$

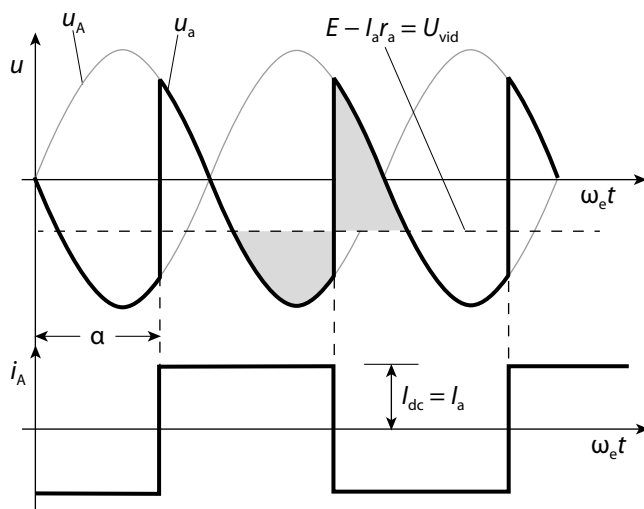
kur I_{dc} ir taisnstūrveida signāla amplitūda. Tā kā taisnstūrveida signāla efektīvā vērtība ir vienāda ar tā amplitūdu, tad:

$$\text{kropļojuma koeficients} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{dc}}{I_{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,900. \quad (2.84.)$$

Tā ir arī maksimālā iespējamā ieejas jaudas koeficienta vērtība, kas tiek iegūta tad, ja vadības leņķis α , kas ir arī fāžu nobīdes leņķis φ , ir vienāds ar nulli. Pie noteiktas enkura strāvas vērtības, ja leņķis α palielinās un vidējais izejas spriegums samazinās, samazinās arī dzinēja ātrums. Fāžu nobīdes leņķis φ tāpēc palielinās, taču barošanas strāvas efektīvā vērtība paliek nemainīga. Šī iemesla dēļ pie maza sprieguma un lielas dzinēja strāvas (liels griezes moments un zems ātrums) barošanas avotam ir liela strāva un mazs jaudas koeficients. Tas ir būtisks vadāmo taisngriežu trūkums, izmantojot tos līdzstrāvas dzinēju piedziņā, pretstatā G-D sistēmai, kurā maiņstrāvas avots “saredz” tikai līdzstrāvas slodzes vidējo jaudu un dzinēja magnetizējošo reaktīvo jaudu.

Ja α tiek palielināts līdz 90° , vidējais taisngrieža izejas spriegums ir nulle. Tagad aplūkosim, kas notiek, ja α tiek palielināts virs 90° . Pieņemot, ka tiek saglabāta nepārtraukta līdzstrāva, vidējais izejas spriegums tagad ir negatīvs, kas atbilst 2.25. attēlā ilustrētā sprieguma u_a pretējai polaritātei. Stacionārā režīmā tas var notikt tikai tad, ja tiek mainīts dzinēja griešanās virziens vai magnētiskās plūsmas virziens, kā rezultātā mainās dzinēja pret-EDS polaritāte. Tā kā strāvas virziens nemainās, dzinēja pret-EDS E ir lielāks nekā tilta spriegums, un to starpība ir vienāda ar sprieguma kritumu enkura $I_a r_a$. Tas parādīts 2.27. attēlā. Jāievēro, ka pret-EDS virziens tagad sakrīt ar enkura strāvas virzienu, nevis ir tai pretējs, un jauda $E I_a$ no līdzstrāvas mašīnas tiek nodota atpakaļ barošanas tīklā, nevis tiek no tā patērēta. Mašīna darbojas ģenerators režīmā (to sauc arī par *rekuperāciju*), savukārt tilta shēma darbojas kā *invertors*. Tā ir pilnībā vadāmas tilta shēmas iezīme – spēja vadīt jaudas plūsmu gan virzienā no maiņstrāvas barošanas tīkla uz līdzstrāvas pusi (t. i., taisngriešana), gan virzienā no līdzstrāvas puses uz maiņstrāvas pusi (t. i., invertē-

šana). Ļoti svarīgi atcerēties, ka polaritāti maina tieši taisngrieztais spriegums, bet līdzstrāvas plūšanas virziens tilta shēmā nevar mainīties. Vēl jāņem vērā, ka pilnībā vadāmas tilta shēmas rekuperācijas režīmu iespējams izmantot dzinēja bremsēšanai tikai tad, ja tiek mainīts magnētiskās plūsmas virziens; pretējā gadījumā, lai dzinējs darbotos rekuperācijas režīmā, jāmaina tā griešanās virziens. Tādējādi pilnībā vadāma tilta shēma nodrošina darbību 1. un 2. kvadrantā (tiešais dzinēja režīms un reversēts bremsēšanas režīms) bez magnētiskās plūsmas virziena maiņas vai 1. un 4. kvadrantā (tiešais dzinēja režīms un tiešais bremsēšanas režīms), ja tiek mainīts magnētiskās plūsmas virziens. Skaidrs, ka otrais variants ir nozīmīgāks.



2.27. attēls. Pilnībā vadāmas vienfāzes tilta shēmas signālu viļņu formas invertora režīmā (pieņemts, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli).

Jāievēro, ka rekuperācijas režīmā leņķis α ir lielāks par 90° , un, tā vērtībai tuvinoties 180° jeb palielinot taisngrieztā sprieguma vidējo vērtību negatīvā virzienā, jaudas koeficients pieaug. Ir būtiski neapjukt un neuzskatīt invertoru par enerģijas avotu ar apsteidzošu jaudas koeficientu vai avotu, kas var piegādāt apsteidzošu reaktīvo jaudu. Tāpat kā asinhronā mašīna, arī pārveidotājs vienmēr patērē reaktīvo jaudu un nevar to atdot.

Balstoties uz šajā sadaļā pieņemto, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli, iespējams iegūt vienkāršu izteiksmi pilnībā vadāmas tilta shēmas vidējam izejas spriegumam vienā periodā. Atbilstoši 2.26. un 2.27. attēlam vidējo izejas spriegumu var izteikt:

$$U_{\text{vid}} = \frac{2}{T} \int_{t_a}^{t_a + \frac{T}{2}} u_A dt. \quad (2.85.)$$

Izsakot vidējo vērtību ar leņķi, nevis ar laiku, iegūstam:

$$U_{\text{vid}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_{\text{max}} \sin \omega_e t d(\omega_e t) = \frac{2U_{\text{max}}}{\pi} \cos \alpha = \\ = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{rms}}}{\pi} \cos \alpha = 0,900U_{\text{rms}} \cos \alpha. \quad (2.86.)$$

Šis rezultāts ir spēkā tikai tad, ja līdzstrāva ir nepārtraukta un maiņstrāvas barošanas avota pilnā pretestība ir nenozīmīga. Tomēr praksē to izmanto bieži, jo daudzos lietojumos tiek nodrošināti tuvināti atbilstoši apstākļi. Rezultātu (2.86.) iespējams pārbaudīt vai iegūt arī citādi – sastādot jaudas bilanci starp maiņstrāvas pusi (ieeju) un līdzstrāvas pusi (izeju). Tā kā pieņemts, ka avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli, tad tas saglabā savu sinusoidālo raksturu, līdz ar to vidējo jaudu nosaka tikai strāvas taisnstūrveida signāla pamatharmonika. Tāpēc ieejas jauda:

$$P_{\text{ac,vid}} = U_{\text{rms}} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{dc}} \cos \varphi. \quad (2.87.)$$

Izejas jauda:

$$P_{\text{dc,vid}} = U_{\text{vid}} I_{\text{dc}}. \quad (2.88.)$$

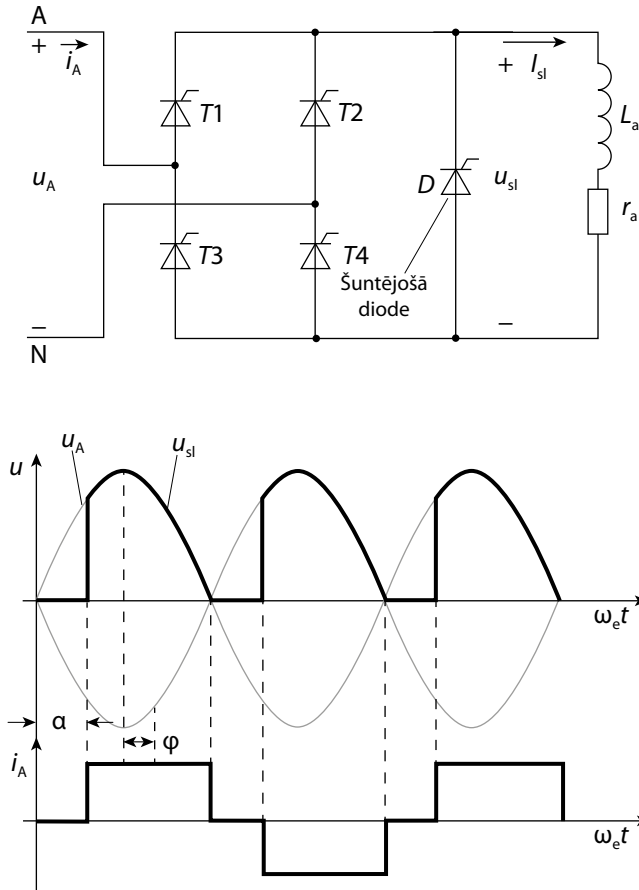
Aizstājot U_{vid} ar (2.86.) izteikto, iegūstam:

$$P_{\text{dc,vid}} = U_{\text{rms}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{dc}} \cos \varphi, \quad (2.89.)$$

kas ir vienāds ar maiņstrāvas puses jaudu vienādojumā (2.87.), tādējādi apliecinot taisngriežu aprakstam izmantoto jēdzienu atbilstmi.

2.9.5. Tiristoru shēma ar šuntējošo diodi

2.28. attēlā ilustrēta pilnībā vadāma tilta shēma ar šuntējošo diodi D , kura slēgta paralēli slodzei, kas šajā gadījumā attēlota kā pasīva ķēde (piemēram, līdzstrāvas mašīnas ierosmes ķēde). Diode rada papildu ierobežojumus tilta shēmas izejas spriegumam, proti, tas nevar kļūt negatīvs pat pie nepārtrauktas strāvas plūsmas caur induktīvo slodzi. Tiklīdz viena tiristoru pāra spriegums samazinās līdz nullei, diode atveras un strāva sāk plūst caur to, tādējādi nodrošinot ar nulli vienādu sprieguma vērtību uz slodzes spailēm līdz brīdim, kad pozitīvu sprieguma vērtību slodzei pieliek nākamais tiristoru pāris. Laika posmā, kad strāvu vada diode, slodzes strāva rimst ar laika konstanti L/r , taču tas uzskatāms par ilgu laiku salīdzinājumā ar periodu starp tiristoru atvēršanu. To sauc par *brīvgaits periodu*, jo tā laikā dzinējam nav pieslēgts spriegums.



2.28. attēls. Pilnībā vadāma vienfāzes tilta shēma ar šuntējošo diodi (pieņemts, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli).

Šādai ķēdei ir acīmredzams ierobežojums – tā nevar darboties invertora režīmā, jo izejas spriegums nevar būt negatīvs. No otras puses, strāvas līkne 2.28. attēlā norāda, ka, pieaugot leņķim α , barošanas strāvas pamatharmonikas nobīde ir mazāka nekā iepriekš, tādēļ jaudas koeficients uzlabojas, izņemot gadījumu, ja α ir vienāds ar nulli. Tāpat varam secināt, ka, nepieļaujot negatīvu sprieguma vērtību, tiek samazināts izejas sprieguma pulsāciju daudzums, un tādēļ arī slodzes strāvai ir mazāk pulsāciju. Visbeidzot, ja tilta shēma paredzēta darbībai normālā režīmā un tiristori tiek ieslēgti ar noteiktu vadības leņķi, kas rada ierobežojumus no termiskās izturības viedokļa, iespējams izmantot tiristorus ar zemākiem nominālajiem rādītājiem, jo daļu no perioda strāva plūst caur diodi. Jāņem vērā, ka, tā kā invertē-

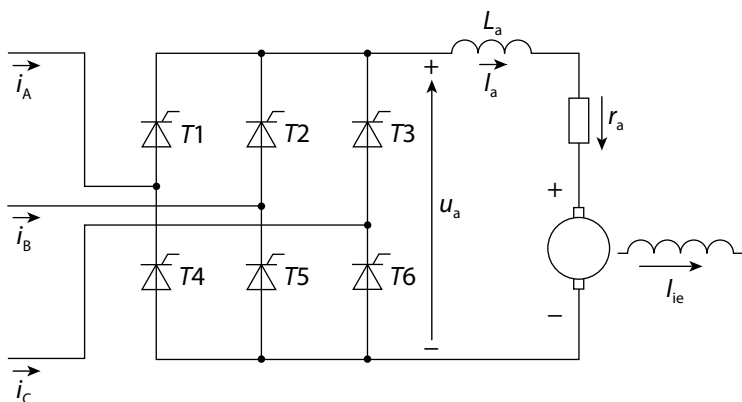
šana nav iespējama, slodzes strāvu var palielināt līdz jebkādam nepieciešamajam līmenim, taču to nevar samazināt līdz nullei, pievadot negatīvu spriegumu.

2.28. attēlā doto shēmu iespējams vienkāršot, divus no tiristoriem aizstājot ar diodēm un noņemot šuntējošo diodi; tai pat laikā tiek saglabātas tādas pašas vadības iespējas. Ja tiristorus $T1$ un $T3$ vai $T2$ un $T4$ aizstāj ar diodēm, tās nodrošina slodzes šuntēšanu. Analizējot shēmas darbību, redzams, ka tiek saglabāta pilnīga sprieguma vadība, izmantojot atlikušā tiristoru pāra fāzes vadību. Tas ir viens no daļēji vadāmas tilta shēmas veidiem.

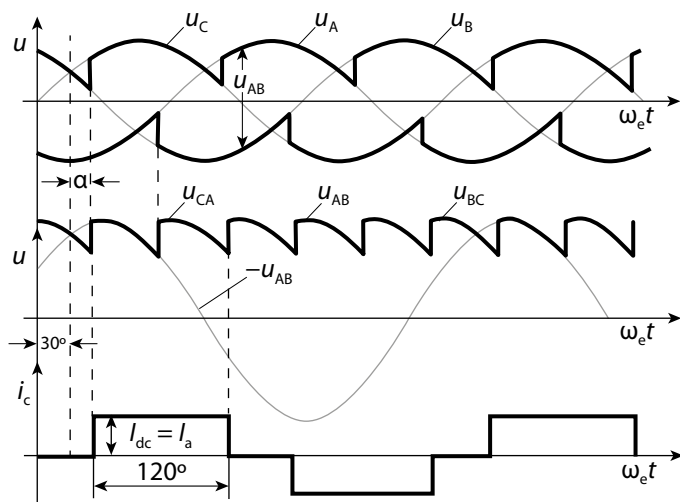
Otro daļēji vadāmas tilta shēmas variantu iegūst, ar diodēm aizstājot tiristorus $T3$ un $T4$ (retāk – $T1$ un $T2$). Tad atgriezes strāva plūst caur virknē slēgto diodi un tiristoru, nevis caur divām diodēm. Šāda veida ķēdei ir praktisks ierobežojums attiecībā uz induktīvo slodzi: ja komutācija uz nākamo tiristoru neizdodas, pirms spriegums sasniedz nulles vērtību (piemēram, ja tiek noņemts vadības impulss), tad tiek zaudēta vadība un slodzei tiek pieslēgti pilni sprieguma pozitīvie pusperiodi. Praksē to novērš ar pielāgotu šuntējošo diodi, vai arī pievadot tiristoriem *izslēgšanas impulsus*, piemēram, 15° pirms strāvas nulles vērtības sasniegšanas neatkarīgi no leņķa α vadības. Ar otro sistēmu, protams, nav iespējams iegūt nulles sprieguma vērtību.

2.9.6. Tiristoru trīsfāžu tilta shēma

Trīsfāžu barošana nodrošina vairākus uzlabojumus vadāma taisngrieža darbībā, salīdzinot ar vienfāzes barošanu. 2.29. attēlā dota elektroshēma pilnībā vadāmai tiristoru trīsfāžu tilta shēmai, kas baro dzinēja enkura ķēdi. Barošanas sprieguma līknes visām fāzēm dotas 2.30. (a) attēlā kopā ar abu tilta shēmas izejas spaiļu spriegumu. Shēmas darbība ir līdzīga kā vienfāzes gadījumā. Tiristori darbojas kā slēdži tā, ka tilta izeja, kas pievienota augšējo tiristoru ($T1, T2, T3$) katodiem, “seko” barošanas sprieguma līknes augstākajai pozitīvajai daļai atbilstoši vadības impulsu kavējuma leņķim α . Tādā pašā veidā apakšējo tiristoru ($T4, T5, T6$) anodi “seko” barošanas sprieguma zemākajai negatīvajai daļai. Rezultējošā slodzes sprieguma līkne parādīta 2.30. (b) attēlā. Grafikā (c) attēlota arī barošanas strāva C fāzei.



2.29. attēls. Līdzstrāvas dzinēja piedziņa ar pilnībā vadāmu trīsfāžu tilta shēmu.



2.30. attēls. Trīsfāžu tilta shēmas sprieguma un strāvas grafiki (pieņemts, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli).

Tāpat kā iepriekš pieņemot, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli, viegli iegūt izteiksmes tiristoru trīsfāžu tilta shēmas izejas sprieguma vidējai vērtībai, ieejas strāvas pamatharmonikai un jaudas koeficientam. Visvienkāršāk tas izdarāms, balstoties uz apsvērumu, ka līdzstrāvas pusē visi 60° intervāli ir identiski un katrs tiristors strāvu vada divus 60° intervālus pēc kārtas, bet pēc tam ir izslēgts četrus 60° intervālus. Tāpēc ieejas strāvas līkne ir taisnstūrveida ar nulles vērtību divos 60° intervālos, kā parādīts 2.30. attēlā. Grafikos redzams, ka nobīdes leņķis starp a fāzes spriegumu un tās pašas fāzes strāvu ir vienāds ar α tāpat kā vienfāzes tilta shēmai. Taisnstūrveida strāvas pamatharmonika:

$$\begin{aligned}
 I_{1,\text{rms}} &= \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{\pi} \right) \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{\text{dc}} \sin \omega_e t \, d(\omega_e t) = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{\text{dc}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{\text{dc}} \approx 0,780 I_{\text{dc}},
 \end{aligned} \tag{2.90}$$

bet tās efektīvā vērtība:

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\text{vidējā}(i_A)^2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\text{dc}} = 0,816 I_{\text{dc}}. \tag{2.91}$$

Tāpēc jaudas koeficients un kropļojuma koeficients:

$$\text{jaudas koeficients} = \cos \alpha, \tag{2.92}$$

$$\text{kropļojuma koeficients} = \frac{I_{1,\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} = \frac{\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{\text{dc}}}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_{\text{dc}}} = \frac{3}{\pi} = 0,955. \tag{2.93}$$

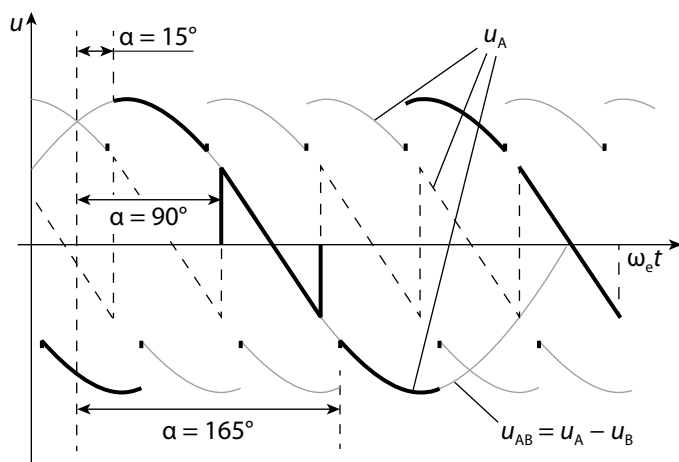
Vidējo izejas spriegumu var noteikt, aprēķinot vidējo vērtību jebkurā no 60° intervāliem 2.30. attēla grafikā. Piemēram, intervālā, kad izejas spriegumu nodrošina u_{AB} :

$$\begin{aligned}
 U_{\text{vid}} &= \frac{3}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} U_{1-l,m} \sin \omega_e t \, d(\omega_e t) = \\
 &= \frac{3U_{1-l,m}}{\pi} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{1-l,m} \cos \alpha.
 \end{aligned} \tag{2.94}$$

Līdzīgi kā vienfāzes gadījumā, arī te par izteiksmju pareizību var pārliecināties, salīdzinot vidējo ieejas un izejas jaudu.

2.31. attēla grafikā parādīta izejas sprieguma līkne trīs dažādām vadības leņķa α vērtībām. Līnijas spriegums u_{AB} ir dots kontekstam ar grafiku iepriekš 2.30. attēlā. Katram variantam tā izejas sprieguma daļa, ko nodrošina u_{AB} , attēlota ar treknu līniju, bet atlikusī daļa – ar pārtrauktu līniju. Redzams, ka ar leņķi $\alpha = 90^\circ$ izejas sprieguma vidējā vērtība ir nulle. Šajā gadījumā ir arī vislielākās pulsācijas, proti, pulsāciju amplitūda ir vienāda ar pusi no līnijas sprieguma amplitūdas. Invertēšanas režīms ar $\alpha = 165^\circ$ pēc būtības ir tāds pats kā taisngriešanas režīms ar $\alpha = 15^\circ$, izņemot, protams, izejas sprieguma polaritāti. Šī ir visbiežāk izmantotā tiristoru shēma dzinēja enkura ķēdes barošanai. Lielās piedziņas shēmās reizēm izmanto vairāk nekā vienu tilta shēmu kopā ar fāzregulēšanas transformatoriem barošanai, lai iegūtu lielāko pulsāciju skaitu un zemāku harmoniku saturu gan izejas, gan barošanas strāvā. Var izdarīt vairākus secinājumus par trīsfāžu tilta shēmas darbību, salīdzinot to ar vienfāzes.

- 1) Vadība nodrošina izejas sprieguma vērtību diapazonā no maksimuma līdz nullei, leņķim α mainoties 90° diapazonā, un invertēšana notiek pie vadības leņķiem virs 90° tieši tāpat kā vienfāzes gadījumā.
- 2) Zemākā izejas pulsāciju frekvence ir sešas reizes lielāka par barošanas tīkla frekvenci. Šādu sistēmu sauc par *sešu impulsu pārveidotāju*. Pulsāciju amplitūda ir daudz mazāka nekā vienfāzes gadījumā.
- 3) Strāvai ir daudz mazāk harmoniku nekā vienfāzes tilta shēmā, turklāt tā satur tikai nepāra harmonikas un nesatur trīskāršās harmonikas (trešo harmoniku un tās daudzkārtņus). Tā rezultātā kropļojuma koeficients ir lielāks nekā vienfāzes gadījumā.
- 4) Jaudas koeficients joprojām ir mazs pie lieliem vadības leņķiem, ko nosaka fāžu nobīdes leņķis, kas ir vienāds ar α .



2.31. attēls. Barošanas sprieguma u_{AB} nodrošinātā izejas sprieguma daļas trīs leņķa α vērtībām pilnībā vadāmam trīsfāžu tiltam (pieņemts, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela un barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli).

Līdzīgi kā vienfāzes gadījumā, iespējams izveidot daļēji vadāmas trīsfāžu tilta shēmas variantu, pusi no tiristoriem (šajā gadījumā trīs apakšējos vai trīs augšējos) aizstājot ar diodēm. Šo shēmu izmanto daudz retāk nekā pilnībā vadāmu tiltu, ar ko salīdzinot, tai ir šādas priekšrocības un trūkumi.

Priekšrocības:

- 1) to ir nedaudz vieglāk un lētāk izveidot, salīdzinot ar pilnu sešu impulsu tilta shēmu;
- 2) daļēji vadāmā tilta shēmā notiek arī brīvgaite, tāpēc pie samazināta izejas sprieguma tam ir labāks jaudas koeficients.

Trūkumi:

- 1) daļēji vadāmam tiltam nav iespējams invertēšanas režīms;

- 2) izejas spriegumam ir zemāka pulsāciju frekvence, kas tikai tīs reizes pārsniedz barošanas frekvenci (trīs impulsi), un kopumā lielāks pulsāciju saturs;
- 3) barošanas strāva satur pāra harmonikas, kā arī nepāra harmonikas, kas nav trīskārtņi;
- 4) ja vien netiek izmantota šuntējošā diode, vadības impulsu zaudēšana var izraisīt nekontrolētus izejas procesus līdzīgi kā daļēji vadāmam vienfāzes tiltam.

2.10. Barošanas avota un slodzes induktivitātes ietekme

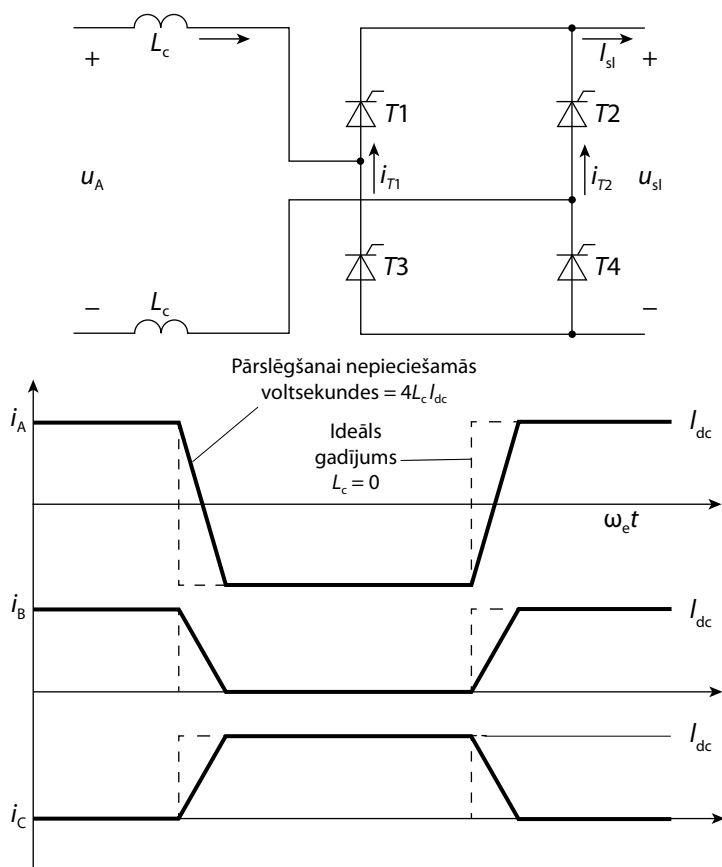
Iepriekšējās sadaļās tika pieņemts, ka barošanas avota pilnā pretestība ir vienāda ar nulli un slodzes induktivitāte ir ļoti liela. Šāds pieņēmums ļāva koncentrēties uz sistēmas darbības pamatprincipiem. Kaut bieži vien šādi apstākļi tuvināti ir sastopami arī praksē, tomēr reālās sistēmās barošanas avotam vienmēr piemīt kāda induktivitāte, un lielo izmaksu dēļ līdzstrāvas puses induktivitāte parasti nav pietiekami liela, lai uzturētu konstantu slodzes strāvu. Līdz ar to parādās būtiskas novirzes no idealizētās darbības, ko aplūkojām 2.9. nodaļā, kas saistītas ar ierobežotu barošanas avota induktivitāti un mazu līdzstrāvas puses induktivitāti. Būtiskāko šo rādītāju ietekmi aplūkosim šajā nodaļā.

2.10.1. Barošanas avota induktivitāte

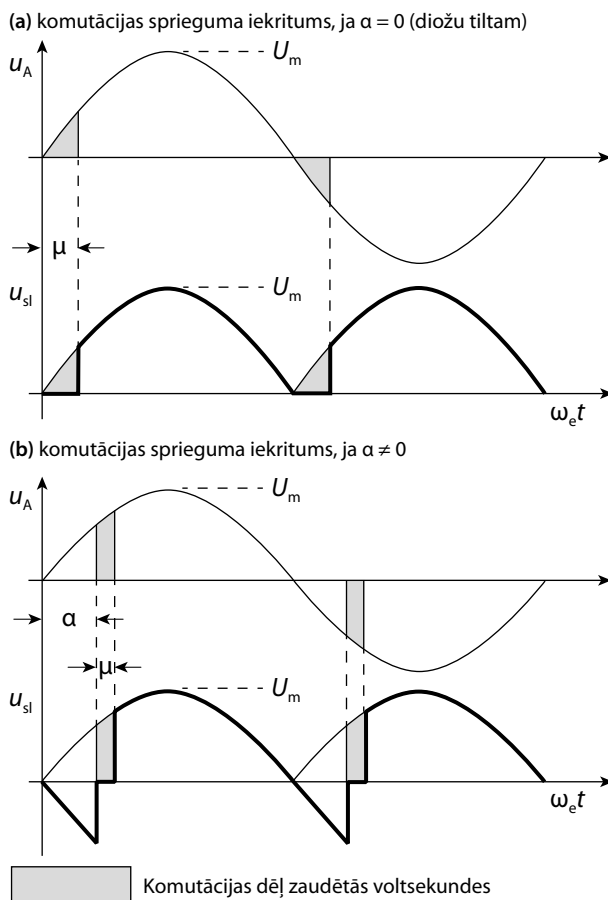
Faktiskajai barošanas avota induktivitātei (t. i., barošanas transformatora nolūdes induktivitātei) ir trīs veidu ietekme: bojājuma strāvas ierobežošana, barošanas avota un izejas lielumu līkņu formas kroplošana, kā arī vidējā taisngrieztā sprieguma samazināšana pie dota vadības leņķa, pieaugot slodzes strāvai. Pēdējā gadījumā stacionārā režīmā ietekme ir līdzīga kā palielinātai enkura pretestībai, kas izraisa līdzstrāvas dzinēja mehāniskās raksturlīknes statisma palielināšanos. Tukšgaitas ātrumu, protams, nosaka vadības leņķa α vērtība.

Barošanas sprieguma līknes forma, kas rodas šīs induktivitātes dēļ, ir vēl pārsteidzošāka. Barošanas avota induktivitāte kavē strāvas komutāciju no viena tiristora vai diodes uz nākamo ierīci, tādējādi izraisot *pārklāšanās* periodu, kura laikā vada abas ierīces, un, kamēr vienā ierīcē strāva pieaug, otrā tā samazinās. Tas notiek īsu brīdi, kura laikā barošanas ķēde ir īsslēgta, t. i., katrā komutācijas reizē abas līnijas, kas baro tiltu, caur ierīcēm tiek pievienotas pie kopēja punkta. Kā parādīts 2.32. attēlā, strāvas līknes fronte kļūst slīpa, nevis taisna. Tas samazina augstākās harmonikas maiņstrāvā un līdz ar komutācijas strāvas ierobežošanu ir vēl viens pozitīvs ieguvums barošanas avota induktivitātes dēļ. Dažkārt ir pat vēlams pa-

lielināt līnijas induktivitāti pārveidotājā, lai ierobežotu komutācijas strāvu. Tomēr galīgais komutācijas intervāls izraisa arī komutācijas sprieguma iekritumu – komutācijas laikā tilta shēmā spriegums pēkšņi nokrītas līdz nullei. To sauc arī par strāvas komutācijas efektu. Straujas sprieguma izmaiņas var izraisīt elektromagnētisko troksni un ar to saistītas problēmas dažādās rūpnieciskās iekārtās. 2.33. attēla grafikos parādīts komutācijas sprieguma iekritums gan diožu tilta shēmā, gan tiristoru tiltā ar kavētu vadāmības intervālu. Jāņem vērā, ka, pieaugot fāžu nobīdei, sprieguma izmaiņas kļūst arvien lielākas. Tā kā diožu tilta shēmā komutācija sākas līdz ar sprieguma polaritātes maiņu, tur komutācijas sprieguma iekrituma problēma nav ne tuvu tik izteikta.



2.32. attēls Komutācijas ietekme uz strāvas līknes formu pilnībā vadāmā vienfāzes tilta shēmā.



2.33. attēls. Komutācijas ietekme uz līnijas spriegumu trīsfāžu tilta shēmā.

Vidējos izejas sprieguma zudumus var viegli atspoguļot, ievērojot, ka grafiskajā attēlojumā zudumi ir tieši vienādi ar sprieguma iekrituma laukumu, salīdzinot to ar atlikušā izejas sprieguma līknes laukumu. Tā kā komutācijas laikā taisngrieža ieejas spāiles ir īsslēgtas, sprieguma iekrituma laukumu voltsekundēs var atrast no vienādojuma:

$$2L_c \frac{di_A}{dt} = u_A. \quad (2.95.)$$

Tā kā strāvas vērtība mainās diapazonā no $-I_{dc}$ uz $+I_{dc}$, iegūstam šādu izteiksmi:

$$2L_c = \int_{-I_{dc}}^{I_{dc}} di_A = 4L_c I_{dc} = \int_{t_1}^{t_2} u_A dt = \text{voltsekundes komutācijai}. \quad (2.96.)$$

Tas norāda, ka strāvas maiņai no $-I_{dc}$ uz $+I_{dc}$ komutācijas intervāla laikā nepieciešams tāds voltsekunžu daudzums, kas ir proporcionāls kopējai avota induktivitātei un strāvai. Tas nosaka arī komutācijas sprieguma iekrituma apmēru, kas parādīts 2.33. attēlā. Ja iekritums notiek netālu no nulles sprieguma, tas grafikā būs salīdzinoši plats, bet pie lielākas sprieguma vērtības – šaurāks.

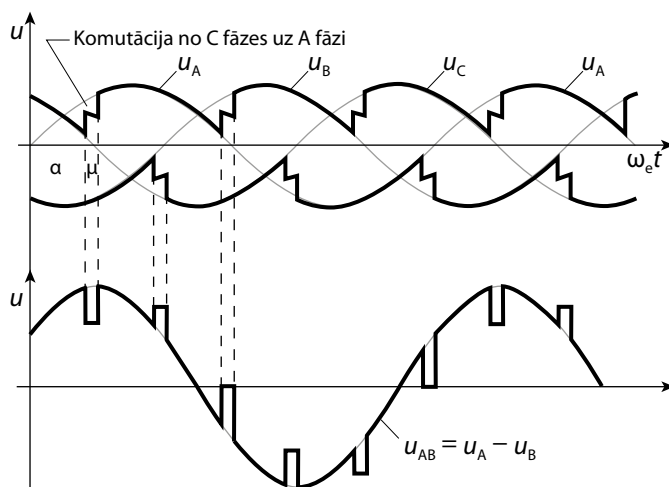
Šis voltsekundes nav pieejamas izejas spailēs, līdz ar ko samazinās vidējais izejas spriegums. Sprieguma samazinājumu var viegli noteikt, atrodot komutācijas procesa voltsekundēm atbilstošā sprieguma vidējo vērtību. Tā kā katrā pusperiodā komutācija notiek vienu reizi, vidējo sprieguma samazinājumu atrod, voltsekundes vienādojumā (2.96.) dalot ar pusperioda ilgumu:

$$U_c = \frac{4L_c I_{dc}}{\pi / \omega_e} = \frac{4}{\pi} \omega_e L_c I_{dc}. \quad (2.97)$$

Šis samazinājums ir jāatņem no vidējā izejas sprieguma, kas iegūts, neievērojot avota induktivitāti (2.86.). Tādējādi vidējā sprieguma vērtība:

$$\begin{aligned} U_{vid} &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{rms} \cos \alpha - \frac{4}{\pi} \omega_e L_c I_{dc} = \\ &= 0,900 U_{rms} \cos \alpha - 1,27 \omega_e L_c I_{dc}. \end{aligned} \quad (2.98.)$$

Tas apstiprina iepriekš pausto, ka barošanas avota induktivitāte rada sprieguma kritumu līdzstrāvas pusē līdzīgi kā palielināta enkura pretestība. Tomēr šajā ekvivalentajā pretestībā nenotiek jaudas izkliede – spriegums izraisa strāvas vērtības maiņu un nerada siltumu.



2.34. attēls. Komutācijas ietekme uz līnijas spriegumu trīsfāžu tilta shēmā.

Trīsfāžu tilta shēmā komutācija notiek ļoti līdzīgi kā vienfāzes tiltā. Tā kā katras fāzes strāva tiek komutēta divreiz, viena perioda laikā komutācija notiek pavisam

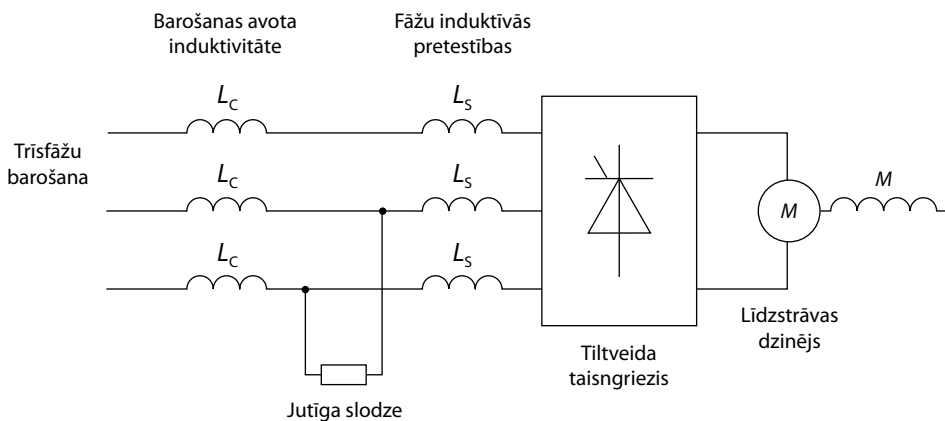
sešas reizes. Katra komutācija ietver starpfāžu īsslēgumu pie tilta spailēm, tādēļ katram līnijas spriegumam viena perioda laikā rodas seši iekritumi: divos no tiem spriegums nokrītas līdz nullei, bet četros tam ir no nulles atšķirīga vērtība, kā parādīts 2.34. attēlā. Jāņem vērā, ka trīsfāžu sistēmas spriegumiem daļa no “iekritumiem” faktiski ir pozitīvi vai negatīvi sprieguma impulsi jeb pīķi.

Barošanas avota induktivitātes izraisīto izejas sprieguma samazinājumu nosaka tāpat kā vienfāzes gadījumā. Trīsfāžu sistēmai kā voltsekundes jāizmanto tikai $L_c I_{dc}$, nevis $4L_c I_{dc}$ kā vienfāzes tiltam. Četrkārtīgu samazinājumu nosaka divi faktori, pareizināti ar divi. Pirmkārt, strāva barošanas avota induktivitātē mainās tikai no I_{dc} līdz nullei (t. i., tā netiek apvērsta). Otrkārt, komutācijas laikā tikai viena no komutētajām fāzēm veido daļu no izejas sprieguma. Pēdējo apgalvojumu var pārbaudīt, aplūkojot piemēru 2.34. attēlā: pēc grafikā norādītās komutācijas no C fāzes uz A fāzi otru daļu no izejas sprieguma veido B fāze, un B fāzes strāva netiek komutēta, tātad tā nemainās. Lai aprēķinātu vidējā izejas sprieguma samazinājumu, jāatrod voltsekunžu $L_c I_{dc}$ vidējā vērtība vienā no identiskajiem 60° intervāliem, tāpēc daļām tās ar intervāla garumu:

$$U_{c3} = \frac{L_c I_{dc}}{\pi / (3\omega)} = \frac{3}{\pi} \omega L_c I_{dc}. \quad (2.99.)$$

Tāpat kā vienfāzes tilta shēmai, šis samazinājums ir jāatņem no vidējā izejas sprieguma, kas iegūts, neievērojot avota induktivitāti (2.94.). Tādējādi vidējā sprieguma vērtība:

$$\begin{aligned} U_{vid} &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{l-l,rms} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_c I_{dc} = \\ &= 1,35 U_{l-l,rms} \cos \alpha - 0,955 \omega L_c I_{dc} \end{aligned} \quad (2.100.)$$



2.35. attēls. Komutācijas sprieguma iekrituma samazināšana pie jutīgas slodzes.

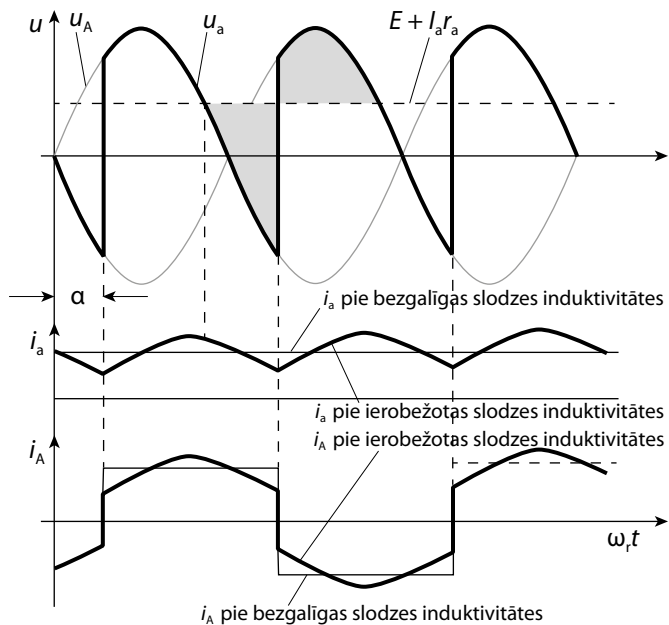
No visiem trim barošanas avota induktivitātes ietekmes veidiem sarežģījumus rada tikai ieejas lielumu līkņu formas kropļojumi (t. i., komutācijas sprieguma iekritums). Bojājuma strāvas ierobežošana kopumā ir vēlama, bet taisngrieztā sprieguma samazinājumu parasti var viegli novērst ar atbilstošu taisngrieža regulatoru. Savukārt komutācijas sprieguma iekritums var izraisīt problēmas, ja kāda jutīga slodze tiek barota no tā paša punkta sadales sistēmā, kam pieslēgts taisngriezis. Problēmu kopumā ir mazāk, ja izmanto diožu tiltu, un tās var samazināt, bet ne likvidēt, tilta ieejas fāzēm pievienojot induktīvās pretestības L_s , kā parādīts 2.35. attēlā. Papildu induktivitāte sprieguma iekritumu samazina γ reizes, kur koeficientu γ izsaka kā:

$$\gamma = \frac{L_c}{L_c + L_s}. \quad (2.101.)$$

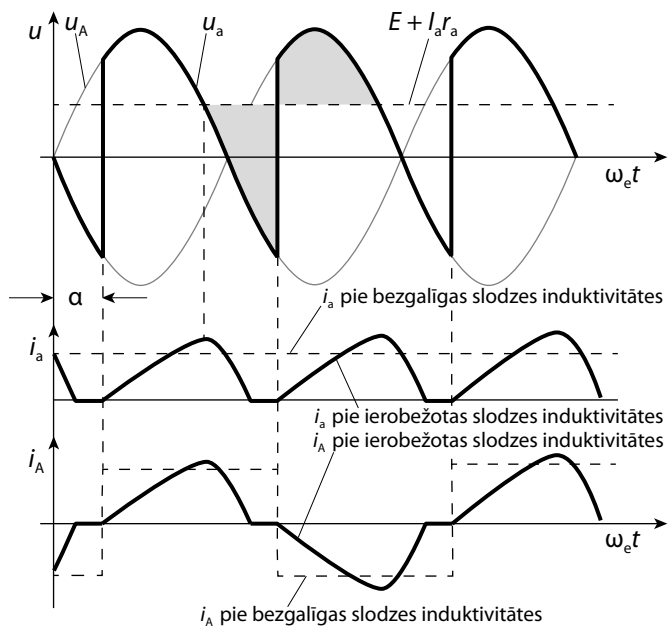
2.10.2. Slodzes induktivitāte

2.9. sadaļā pieņēmām, ka slodzes induktivitāte ir ļoti liela, lai pamatotu pieņēmumu par pilnībā nogludinātu slodzes strāvu. Tomēr praksē induktivitāte ir ierobežota, kā rezultātā izejas sprieguma pulsācijas izraisa arī strāvas svārstības. Ja ar šādu strāvu baro līdzstrāvas dzinēja enkuru, rodas arī griezes momenta pulsācijas. Vissarežģītākā situācija ir vienfāzes barošanas gadījumā, un tad var rasties nepieciešamība pievienot papildu induktivitāti. Pretējā gadījumā strāvas pulsācijas var nelabvēlīgi ietekmēt komutāciju un pat izraisīt būtisku griešanās ātruma novirzi maziem dzinējiem. Līkņu raksturs pie būtiskām taisngrieztās strāvas pulsācijām parādīts 2.36. attēlā. Jāievēro, ka mērenu līdzstrāvas pulsāciju gadījumā ieejas strāva faktiski kļūst nedaudz sinusoidālāka.

Ja slodzes strāva ir neliela, tajā var pat rasties pārtraukumi. Tas nozīmē, ka izejas sprieguma vērtība nokrītas zem dzinēja EDS vērtības pietiekamā apmērā un pietiekami ilgu laiku, līdz ar ko enkura induktivitātei nepietiek enerģijas, lai strāvas vērtību uzturētu pozitīvu. Ātruma regulēšanas sistēmā ar noslēgtu atgriezenisko saiti šādu apstākļu iestāšanās nav pamanāma, bet nenoslēgtā vadības sistēmā strāvas pārtraukuma posms izraisa daudz lielākas slodzes ātruma izmaiņas, nekā tas ir pie nepārtrauktas strāvas, kas tiek sasniegta pie lielākas slodzes. 2.37. attēlā parādīta līkņu forma strāvas pārtraukuma gadījumā.



2.36. attēls. Vienfāzes tilta līkņu forma pie ierobežotas slodzes induktivitātes.



2.37. attēls Vienfāzes tilta līkņu forma pie strāvas pārtraukumiem (maza līdzstrāvas puses induktivitāte).

2.11. Četru kvadrantu līdzstrāvas piedziņa

Piedziņu, kas spēj nodrošināt kā pozitīvu, tā negatīvu griezes momentu un kā pozitīvu, tā negatīvu griešanās ātrumu, sauc par četru kvadrantu piedziņu, jo tā var darboties jebkurā no četriem ātruma–momenta plaknes kvadrantiem (2.21. attēls). G-D piedziņa šādu darbību nodrošina pati par sevi atšķirībā no elektroniskas piedziņas, kam raksturīga vienvirziena strāva. Taču ne vienmēr ir nepieciešama četru kvadrantu piedziņa, un šādos gadījumos var izmantot kādu no iepriekš aprakstītajām tiristoru shēmām. Turpmāk aplūkosim vairākas metodes, kā piedziņai ļaut darboties visos četros kvadrantos.

2.11.1. Viena, divu un četru kvadrantu tiristorpiedziņa

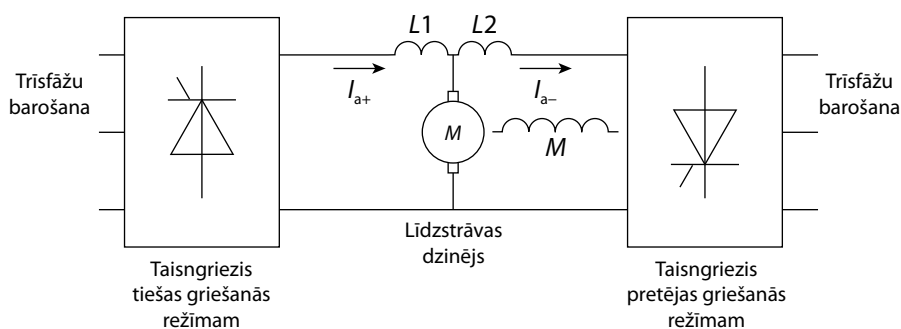
Iepriekš aplūkojam vairākas tiristoru shēmas, kas piegādā vienvirziena strāvu un ļauj regulēt spriegumu, kas pievadīts līdzstrāvas dzinēja ierosmes ķēdei vai enkuram. Pilnībā vadāmās shēmas piegādā strāvu līdz ar pozitīvu vai negatīvu spriegumu, kā rezultātā jauda var plūst vai nu virzienā uz elektromašīnu vai no tās. Savukārt daļēji vadāma tilta shēma jaudu var piegādāt tikai ar vienu strāvas virzienu un sprieguma polaritāti. Tas nozīmē, ka dzinēja enkuram pieslēgts daļēji vadāms tilts nodrošina piedziņu tikai vienā kvadrantā, piemēram, 1. kvadrantā (2.21. attēls). Tātad tilts piegādā tādu strāvu un spriegumu, ka dzinējs var griezties tikai pozitīvā virzienā. Taču dzinēju var darbināt arī pretējā virzienā, ja enkura un taisngrieža savienojumu pārslēdz ar mehānisku slēdzi vai ja reversē dzinēja ierosmes strāvu (t. i., magnētisko plūsmu), nemainot enkura strāvas virzienu. Tad dzinējs darbotos 3. kvadrantā. Tādējādi, ja tiek nodrošināta enkura vai ierosmes strāvas virziena maiņa, piedziņa ar daļēji vadāmu tiltu spēj darboties divos kvadrantos.

Pilnībā vadāma tilta shēma pievada dzinējam pozitīvu strāvu līdz ar pozitīvu vai negatīvu spriegumu, un šāda piedziņa darbojas divos kvadrantos, piemēram, 1. kvadrantā un 2. kvadrantā 2.21. attēlā. Tātad tilts var darbināt dzinēju vienā griešanās virzienā, kā arī rekuperatīvi nobremzēt to no pretējā virziena līdz nulles ātrumam, ja EDS virziens ir reversēts. Pilnībā vadāms tilts nevar nodrošināt piedziņu reversētam dzinēja režīmam vai rekuperācijai pozitīvajā griešanās virzienā, ja netiek mainīts ierosmes strāvas virziens vai pārslēgts enkura savienojums ar taisngriezi. Taču, ja šos nosacījumus īsteno, tiek iegūta četru kvadrantu piedziņa.

Ir vērts nedaudz sīkāk aplūkot shēmas enkura tinumu un ierosmes ķēdes barošanas polaritātes pārslēgšanai. Lai mainītu enkura strāvas virzienu, nepieciešams pārslēdzis, kas spēj vadīt pilnu enkura strāvu, un tam jānostrādā pie 0 A enkura strāvas. Nav viegli noteikt to brīdi, kad strāva sasniedz nulles vērtību, tāpēc mašīnas regulēšanā neizbēgami būs 100–200 ms ilga nejutības zona, kuras laikā strāva sasniedz nulles vērtību, nosacījuma izpilde tiek konstatēta un nostrādā slēdzis.

Savukārt ierosmes ķēdes reversēšanai nepieciešams atslēgt enkura barošanu, samazināt ierosmes strāvu līdz nullei un pēc tam palielināt to pretējā virzienā. Jāatceras, ka ierosmes ķēdes laika konstante ir liela, tāpēc sistēmas nejutības zona ir vēl ilgāka – apmēram 200–600 ms. Ierosmes strāvas virziena maiņa nozīmē to, ka ierosmes ķēdes barošanai, protams, nepietiek ar vienu vadāmu taisngrieža tiltu, ja vien reversēšanai netiek izmantots pārslēdzis.

Neviena no iepriekš aprakstītajām metodēm neder, ja nepieciešama strauja dzinēja griešanās virziena maiņa. Tādā gadījumā, lai iegūtu ātrdarbīgu četru kvadrantu piedziņu, jāizmanto divas pilnībā vadāmas tilta shēmas, no kurām katra vada enkura strāvu savā virzienā. Šāds trīsfāžu *reversīvais* jeb *pretēji paralēli slēgtais* pārveidotājs parādīts 2.38. attēlā. Abu tilta shēmu vadības leņķi jāregulē saskaņoti, lai taisngrieztajiem spriegumiem ir vienāda vidējā vērtība un pretēja polaritāte, tā panākot, ka starp abiem tiltiem necirkulē liela līdzstrāva. Dzinēja enkura strāva plūdis caur vienu tiltu, ja tā ir pozitīva, un otru, ja tā ir negatīva. T. i., enkura strāva pielāgo savu plūšanas virzienu līdzīgi kā G-D sistēmā atkarībā no tā, vai EDS ir lielāks vai mazāks nekā tilta vidējais spriegums, ko nosaka vadības leņķis.



2.38. attēls. Līdzstrāvas dzinēja piedziņa ar reversīvo pārveidotāju.

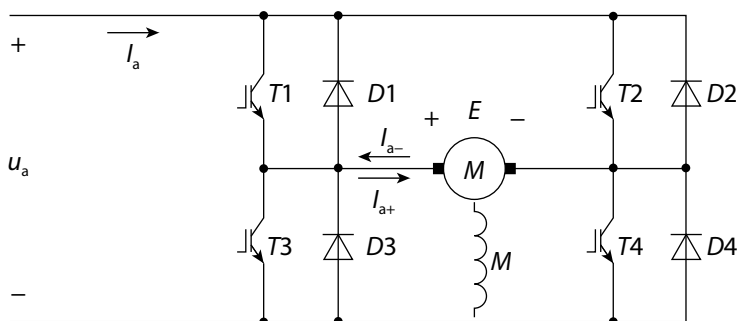
Tomēr šādas darbības īstenošanai praksē pastāv viena pamatproblēma. Kaut arī tiltu fāžu spriegumi ir vienādi un pretēji vērsti, saglabājas līdzsprieguma pulsācijas, kas izraisītu lielu cirkulācijas strāvu starp tiltiem. Tam ir divi risinājumi. Pirmais ir induktivitātes pieslēgšana strāvas plūšanas ceļā starp tiltiem, lai ierobežotu cirkulācijas strāvu, kā parādīts 2.38. attēlā. Otrais ietver tiltu vadību tādējādi, ka vienlaicīgi ieslēgts ir tikai viens no abiem tiltiem un tikmēr otram vadības impulss ir noņemts. Brīdis, kad pārslēgties no viena tilta uz otru, tiek noteikts, konstatējot nulles strāvu, kas izraisa nelielu 10–20 ms laika aizturi. Parasti izmanto otro sistēmu, jo tā ļauj ietaupīt izmaksas, ko radītu papildu induktivitāte, nerada zudumus un nepasliktina jaudas koeficientu cirkulācijas strāvas dēļ. Trūkums ir neliels veiktspējas samazinājums, kas gan vairumam piedziņas sistēmu nav būtisks.

Šajā sadaļā atspoguļots, ka nav viegli iegūt tādu tiristorpiedziņu, kas būtu ekvivalenta G-D četru kvadrantu sistēmai. Tomēr reversīvais pārveidotājs to nodrošina,

turklāt ir ātrdarbīgs. Mūsdienās tā ir pierasta prakse enkura barošanai, ja nepieciešama reversīva piedziņa vai rekuperatīva bremsēšana. Izņēmums ir tad, ja dzinēju darbina tikai vienā virzienā un bremsē pretējā, piemēram, cēlēj mehānismos, kur nepieciešama tikai divu kvadrantu darbība un pietiek ar vienu tilta shēmas taisngriezi. Reversīvos pārveidotājus izmanto arī ierosmes ķēdes barošanai, ja nepieciešama strauja magnētiskās plūsmas maiņa, t. i., lai panāktu strāvas virziena maiņu.

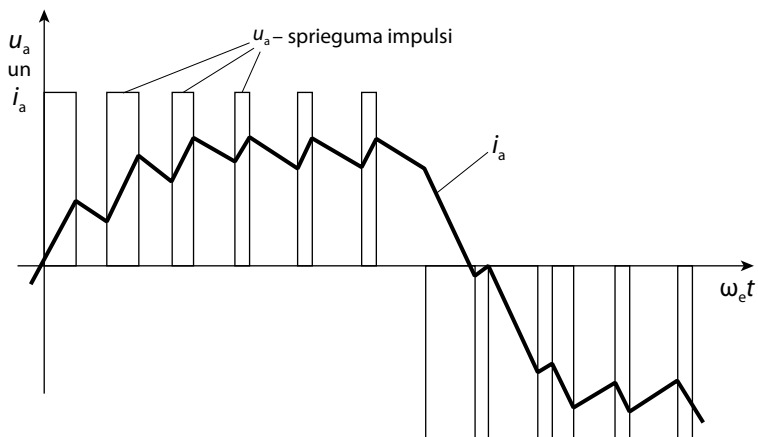
2.11.2. DC–DC impulsu pārveidotājs (H tilts)

Alternatīva reversīvajam pārveidotājam, kurš nodrošina četru kvadrantu piedziņu pie divvirzienu līdzstrāvas barošanas, ir līdzstrāvas–līdzstrāvas (DC–DC) impulsu pārveidotājs. Tā shēma dota 2.39. attēlā, no kā izriet otrs nosaukums – H tilts. Shēma izveidota tā, ka, ja ieslēgti slēdži $T1$ un $T4$, izejas spriegums ir pozitīvs; ja ieslēgti slēdži $T2$ un $T3$, izejas spriegums ir negatīvs; bet, ja ieslēgti vai nu $T1$ un $T2$ vai $T3$ un $T4$, izejas spriegums ir nulle. Shēmai nepieciešami tādi slēdži, kurus pēc atbilstoša vadības signāla padošanas var atslēgt (tātad tranzistori vai īpašas tiristoru shēmas). Parasti vadības signāla ģenerēšanai izmanto izejas sprieguma impulsa platuma modulāciju (PWM⁵). Shēmai raksturīga ļoti laba ātrdarbība un ļoti mazas strāvas pulsācijas, ko galvenokārt ierobežo impulsu frekvence. Neliela izmēra iekārtām (< 18.6 kW) izmanto impulsus ar 10–15 kHz frekvenci, bet lielākām iekārtām 1–2 kHz.



2.39. attēls. Līdzstrāvas dzinēja piedziņa ar DC–DC impulsu pārveidotāju.

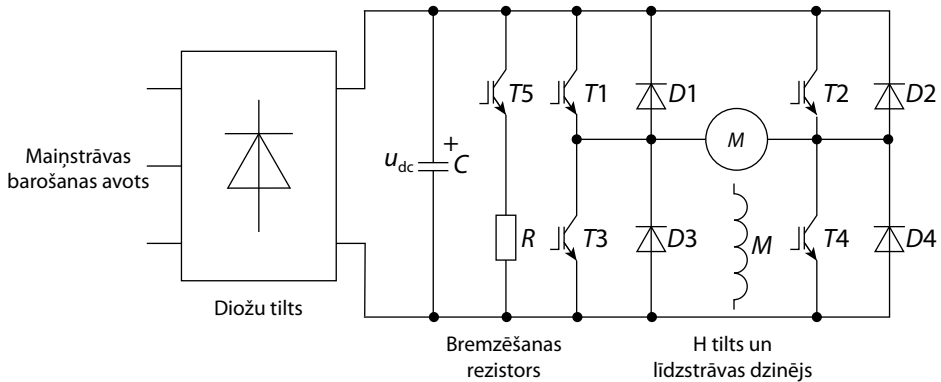
⁵ Angliski – *pulse width modulation* (PWM).



2.40. attēls. DC–DC impulsu pārveidotāja sprieguma un strāvas grafiks ar r – L slodzi.

2.40. attēlā ilustrēta tipiska izejas sprieguma un strāvas līkņu forma ar uzskaites nolūkos palielinātu pulsāciju mērogu. Vienkāršības labad šī shēma zīmēta r – L slodzei (līdzstrāvas dzinējs pie nulles ātruma). Lai parādītu H tilta regulēšanas spējas, pieņemts, ka tilts veido daļu no strāvas regulatora, kurā izejas sprieguma impulsu platuma regulēšanai tiek izmantots kļūdas signāls. Sākumā slodzes strāva ir vienāda ar nulli un tiek padots vadības signāls, lai sasniegtu noteiktas vērtības strāvu. Tādēļ sākotnēji sprieguma impulsi ir plati, un, pieaugot strāvai, tie sašaurinās. Aptuveni grafika vidū tiek padota komanda strāvu reversēt, kas atkal izraisa platus impulsus, bet šoreiz ar pretēju polaritāti. Pretējās polaritātes impulsu platums samazinās, strāvai tuvojoties uzdotajai vērtībai.

Ar H tiltu iespējams izveidot pilnībā rekuperatīvu četru kvadrantu piedziņu. Ja līdzstrāvas barošanai izmanto diožu tiltu, bremzēšanas spēju reizēm iegūst, līdzstrāvas puses spailēm pieslēdzot komutējamu *bremzēšanas rezistoru*. Rezistors absorbē rekuperēto enerģiju, tādējādi ļaujot dzinēju nobremzēt, kā parādīts 2.41. attēlā. Tas ir piemērots tādām piedziņām, kam bremzēšana nepieciešama tikai laiku pa laikam, un to parasti sauc par piedziņu ar *dinamisko bremzēšanu* pretstatā četru kvadrantu piedziņai, kas nodrošina *rekuperatīvo bremzēšanu*. Shēmā nepieciešams arī kondensators, lai nodrošinātu ceļu pārejas strāvas atgriezei no H tilta.



2.41. attēls. Līdzstrāvas piedziņa ar H tiltu un dinamiskās bremzēšanas rezistoru.

2.12. Strāvas ierobežošana

Jau iepriekš norādīts, ka pat relatīvi mazs, bet straujš enkura sprieguma pieaugums izraisa lielu strāvas plūsmu dzinēja enkurā. Elektroniski barotās iekārtās šāda strāva nav pieļaujama, tādēļ ka pat salīdzinoši neliela pārstrāva var neatgriezeniski sabojāt komutācijas aparātus pārveidotājā. Elektroniskiem pārveidotājiem īslaicīgi pieļaujamā strāva parasti ir tikai 2–3 reizes lielāka par nominālo strāvu. Tas ir pilnīgs pretstats G-D piedziņai, kam ir ļoti liela īslaicīgā nominālā strāva. Tā var pat 10–20 reizes pārsniegt termoizturības strāvu (līdzstrāvas mašīnās īslaicīgi pieļaujamo strāvu parasti ierobežo ar komutāciju saistīti apsvērumi).

Līdz ar to viena no pamatprasībām elektroniskam dzinēja regulatoram ir līdzstrāvas vadība un ierobežošana, un to gandrīz vienmēr īsteno, regulējot strāvu ar noslēgtu vadības sistēmu, kas aprakstīta 2.7. sadaļā. Pilnībā vadāmās sistēmās strāvas signālu parasti iegūst, iztaisojot un filtrējot maiņstrāvas barošanas sistēmas strāvmaiņu izejas signālu. Savukārt shēmās, kur iespējama brīvgaita, izmanto strāvas šuntu vai līdzstrāvas transformatoru, kurš atgriezeniskās saites signālu atdala no barošanas ķēdes. Tad šo strāvas signālu salīdzina ar uzdotās strāvas signālu vadības sistēmā, un starpību izmanto, lai regulētu vadības leņķi α vai impulsu platumu. Bieži izmanto proporcionāli integrālo vadību, kā rezultātā stacionārā darbības režīmā strāvas kļūda ir nulle. Citiem vārdiem, strāva ir vienāda ar uzdoto vērtību neatkarīgi no leņķa α vērtības un līdz ar to arī neatkarīgi no enkura sprieguma un strāvas vērtības. Maksimālo strāvu, t. i., strāvas ierobežojumu, nosaka maksimāli iespējamās uzdotās strāvas iestatījums vadības sistēmā.

2.13. Noslēgums

Pirms sākt maiņstrāvas elektromašīnu darbības apguvi, ir ļoti noderīgi iepazīt līdzstrāvas mašīnas. To darbības pamatprincipi ir vienkārši, un galveno raksturlielumu noteikšanai jāizmanto tikai Oma likums līdzstrāvai. Turklāt pārejas procesu aprakstošie diferenciālvienādojumi, ja magnētiskā plūsma ir nemainīga, veido tikai lineāru 2. kārtas diferenciālvienādojumu. Tādēļ atgriezenisko saišu projektēšana, kas nepieciešama ātruma regulatora izveidei, ir jo īpaši vienkārša un skaidra. Drīzumā tiks izklāstīta līdzīga procedūra, kas izmantojama maiņstrāvas mašīnām, taču tā vairs nebūs tik vienkārša.

3. NODAĻA

Asinhronās mašīnas teorētiskie pamati

3.1. Ievads

Asinhronās mašīnas ir rūpniecības dzinējspēks jau kopš to ieviešanas 20. gadsimta sākumā. Tā kā asinhronās mašīnas baro no maiņstrāvas tīkla ar konstantu tīkla frekvenci, ilgu laiku to lietojums bija ierobežots tikai ar tādām iekārtām, kurām nepieciešams nemainīgs darbības ātrums. Taču vēlāk izveidotie energoelektronikas pārveidotāji, kas konstanto tīkla frekvenci pārveido uz citu, ir devuši iespēju asinhronajiem dzinējiem konkurēt ar līdzstrāvas dzinējiem arī tādās iekārtās, kur nepieciešama ātruma regulēšana. Tādējādi jau ir notikusi gandrīz pilnīga pāreja no līdzstrāvas piedziņas sistēmām uz maiņstrāvas iekārtām vairāku to priekšrocību dēļ: kolektora un slīdgredzenu neesamība, zemākas ražošanas izmaksas un labāka darbība pārejas procesu laikā. Šajā nodaļā vispirms aplūkosim asinhronās mašīnas darbības principus stacionārā režīmā un pēc tam pievērsīsimies tās lietojumam piedziņas iekārtās.

3.2. Uzbūve un darbības princips

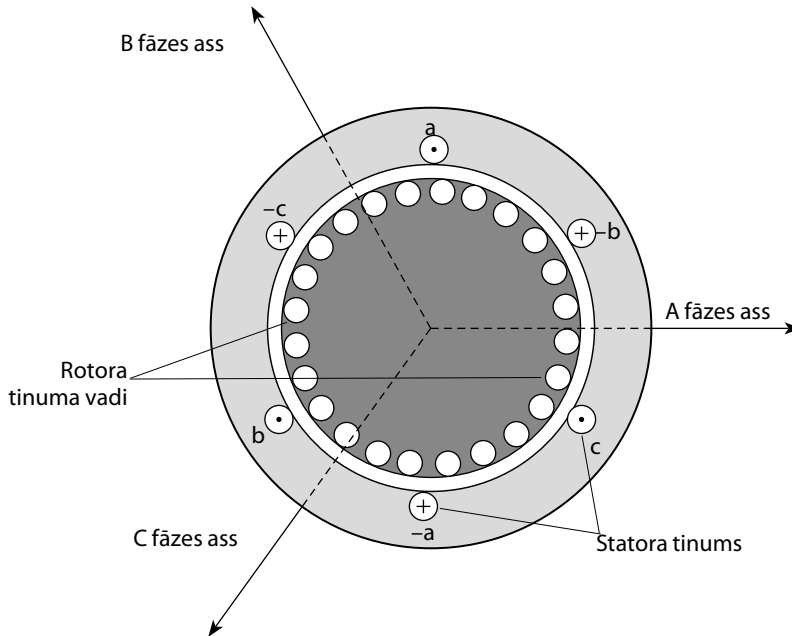
Asinhronajai mašīnai ir vienmērīga gaisa sprauga un trīs simetriski, sinusoidāli sadalīti statora tinumi, kas savstarpēji nobīdīti par 120° un ievietoti statora rievās, kā parādīts 3.1. attēlā. Kad mašīna ir ierosināta, statora tinumi rada $2p$ -polu magnētisko lauku, kas ir sinusoidāli sadalīts gaisa spraugā ($2p$, protams, ir pāra skaitlis). Simetriskas trīsfāžu barošanas rezultātā magnētiskais lauks rotē gaisa spraugā ar leņķisko ātrumu

$$\omega_e = 2\pi f_e \text{ (elektriskie rad/s)} \quad (3.1.)$$

jeb

$$\omega_{em} = \frac{2\pi f_e}{p} = \frac{\omega_e}{p} \text{ (mehāniskie rad/s),} \quad (3.2.)$$

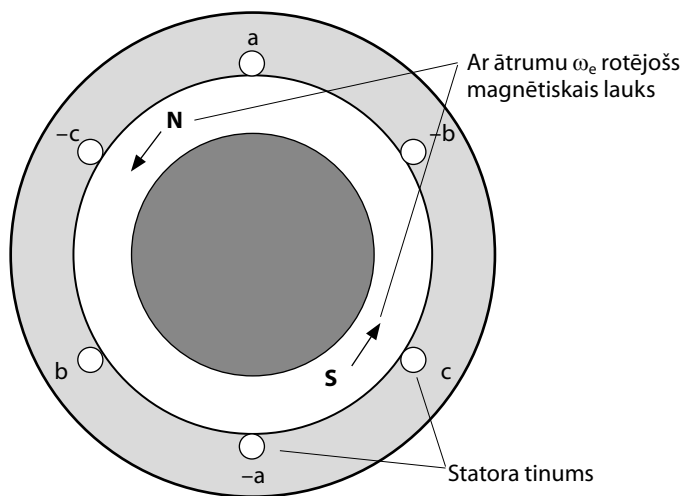
kur p ir elektromašīnas polu pāru skaits. 3.2. attēlā parādīts rotējošais magnētiskais lauks divpolu un četrapolu mašīnai.



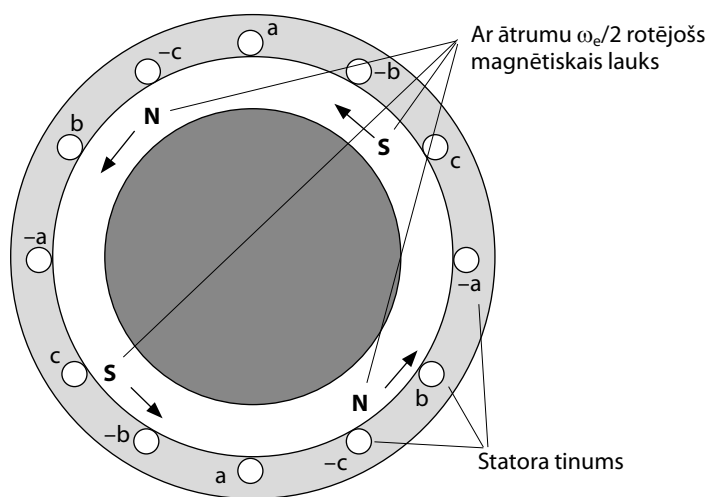
3.1. attēls. Trīsfāžu asinhronais dzinējs ar diviem poliem.

Rotora tinumu veido vai nu statoram līdzīgs trīsfāžu tinums vai vēl biežāk – vienmērīgi izvietotu stieņu komplekts, kuru gali abās pusēs savienoti ar diviem gredzeniem, tādējādi izveidojot īsslēgto jeb “vāveres rata”⁶ tipa rotoru. Rotējošā gaisa spraugas magnētiskā plūsma rotora tinumā inducē strāvu, kas mijiedarbībā ar magnētisko plūsmu rada griezes momentu.

⁶ Nosaukums “vāveres rats” (angļu val. – *squirrel cage*) radies no 20. gadsimta sākumā izplatītā hobija turēt vāveres kā mājdzīvniekus. Lai dzīvniekus nodarbinātu, izmantoja rotējošu aplveida būri, kura uzbūve ir līdzīga asinhronās mašīnas īsslēgtajam rotoram. Labi, ka asinhrono mašīnu izgudroja jau tad, nevis mūsdienās, citādi vēl nāktos to saukt par “grauzēju rata” asinhrono mašīnu.



Divpolu mašīna



Četrpolu mašīna

3.2. attēls. Divpolu un četrpolu rotējošais magnētiskais lauks trīsfāžu mašīnā.

3.3. Stacionāra darbības režīma ierobežojumi

Stacionāru darbības režīmu raksturo šādas pazīmes:

- 1) statora tinumam pievadīts simetrisks sinusoidāls trīsfāžu spriegums;
- 2) rotoram nav pievadīts ārējs spriegums;

3) rotora ātrums ir nemainīgs.

Tā rezultātā:

- 1) statoram un rotoram ir simetriska sinusoidāla trīsfāžu strāva;
- 2) mašīnai ir nemainīgs griezes moments.

Mašīnas darbības sākotnējā analizē pieņemsim, ka:

- 1) mašīnas dzelzs serde ir nepiesātināta;
- 2) visas aktīvās pretestības un induktīvās pretestības ir konstantas (tātad nav virsmas efekta un virpuļstrāvu), izņemot mijinduktivitātes izmaiņas, kas rodas rotoram griežoties.

3.4. Ekvivalentās shēmas izveide

Sakarību starp spriegumu un strāvu trīsfāžu asinhronajā mašīnā apraksta ar vienādojumu sistēmu, kas sastāv no kopskaitā sešiem vienādojumiem – pa vienam katrai mašīnas tinuma ķēdei:

$$u = ri + \frac{d\lambda}{dt}. \quad (3.3)$$

Plūsmas saķēdējumu λ izsaka ar tinumu induktivitāti, tādējādi iegūstot sešas izteiksmes:

$$\lambda_n = \sum_{k=1}^6 L_{kn} i_k, \quad n = 1 \dots 6, \quad (3.4)$$

kur vispārīgā gadījumā L ir atkarīgs no rotora pagriezienu leņķa θ_r . Katrai summēšanas izteiksmei ir seši saskaitāmie.

3.4.1. Stacionāra režīma ekvivalentā shēma ar faktisko rotora griešanās frekvenci

Ievērojot 3.3. sadaļā minētos stacionāra darbības režīma ierobežojumus, fāžu sprieguma un strāvas vienādojumu sistēmu iespējams reducēt uz induktīvi saistītas ķēdes aprakstu, kuras shēma dota 3.3. attēlā. Slīdi s definē šādi:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{em} - \omega_{rm}}{\omega_{em}} = \frac{n_{em} - n_{rm}}{n_{em}}, \quad (3.5)$$

kur

ω_e – sinhronais leņķiskais ātrums (elektriskie rad/s);

ω_r – rotora leņķiskais ātrums (elektriskie rad/s);

ω_{em} – sinhronais leņķiskais ātrums (mehāniskie rad/s);

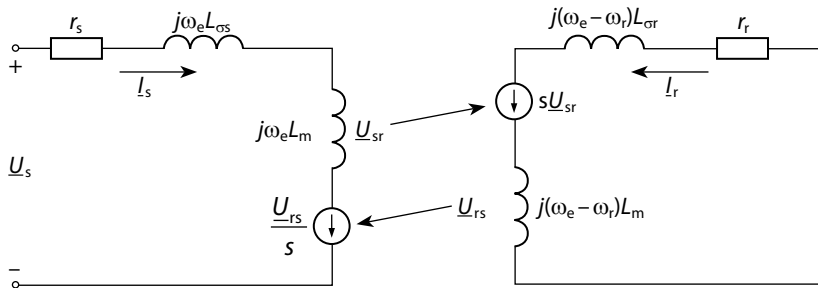
ω_{rm} – rotora leņķiskais ātrums (mehāniskie rad/s);

n_{em} – sinhronā griešanās frekvence (apgr./min);

n_{rm} – rotora mehāniskā griešanās frekvence (apgr./min).

Shēmā 3.3. attēlā:

- U_{sr} un sU_{sr} ir spriegumi, ko attiecīgi statorā un rotorā inducē magnētiskās plūsmas *statora* komponente;
- U_{rs}/s un U_{rs} ir spriegumi, ko attiecīgi statorā un rotorā inducē magnētiskās plūsmas *rotora* komponente;
- $j\omega_e(L_s - L_m) = j\omega_e L_{\sigma s}$ un $j(\omega_e - \omega_r)(L_r - L_m) = j(\omega_e - \omega_r)L_{\sigma r}$ ir attiecīgi statorā un rotorā pašinducētais spriegums.



3.3. attēls. Induktīvi saistīta ekvivalentā shēma ar faktisko rotora griešanās frekvenci.

Rotora ķēde darbojas ar leņķisko frekvenci, kas vienāda ar rotējošā magnētiskā lauka leņķiskā ātruma ω_e un rotora elektriskā leņķiskā ātruma ω_r starpību. To sauc par *slīdes leņķisko frekvenci* un apraksta šādi:

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = s\omega_e. \quad (3.6.)$$

Statora un rotora ķēdes leņķiskās frekvences starpība ir skaidri parādīta 3.3. attēlā, un tās rezultātā magnētiskās plūsmas komponentes inducē atšķirīgu spriegumu statorā un rotorā, piemēram, U_{sr} atšķirībā no sU_{sr} .

3.4.2. Ekvivalentā shēma ar statora frekvenci

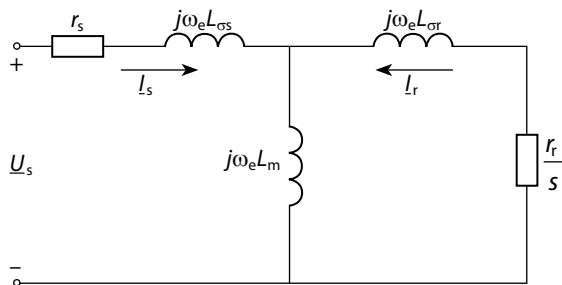
Shēmu 3.3. attēlā ir neparocīgi izmantot, jo tajā parādās divas dažādas frekvences un inducēto spriegumu attēlošanai jāizmanto divi atkarīgi sprieguma avoti. Izteiksim rotora strāvu 3.3. attēla shēmā, ievērojot, ka $L_r = L_{\sigma r} + L_m$:

$$I_r = \frac{-sU_{sr}}{r_r + j(\omega_e - \omega_r)L_r}. \quad (3.7.)$$

Izdalot saucēju un skaitītāju ar slīdi s , iegūstam:

$$I_r = \frac{-U_{sr}}{\frac{r_r}{s} + j\omega_e L_r}. \quad (3.8.)$$

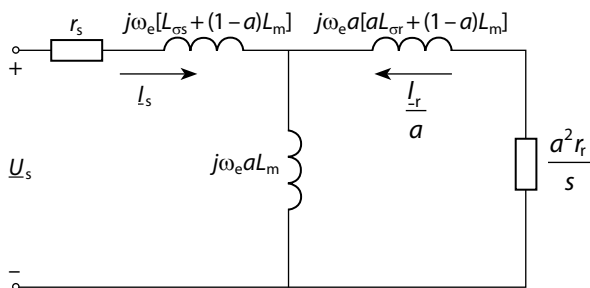
Šai izteiksmei atbilst shēma, kurā izmantota tikai viena frekvence, t. i., statora leņķiskā frekvence ω_e . Tāda shēma dota 3.4. attēlā, kur savstarpēji saistītie spriegumi U_{sr} un U_{rs} attēloti ar vienu induktīvo pretestību, kas ir kopīga abām ķēdes daļām – gan rotoram, gan statoram. Ievērojiet, ka faktiskā starpība starp rotora un statora frekvenci shēmā parādās tikai “rotora maiņrezistorā” r_r/s .



3.4. attēls. Ekvivalentā shēma ar vienādu statora un rotora frekvenci.

3.4.3. Ekvivalentā shēma ar patvaļīgu redukcijas koeficientu a

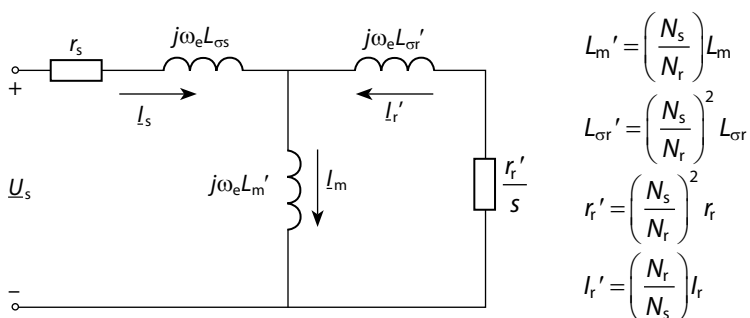
3.5. attēlā parādīts trešais ekvivalentās shēmas variants ar patvaļīgu *redukcijas koeficientu* a . Attiecībā pret statora spailēm šī shēma ir pilnībā ekvivalenta 3.4. attēlam jebkurai koeficienta a nenulles vērtībai. Jāievēro, ka statora strāva un spriegums ir tāds pats kā iepriekš, bet rotora strāva ir aizstāta ar ekvivalento strāvu I_r/a , līdzīgi kā reducējot transformatora sekundārā tinuma strāvu uz primāro tinumu. Interesanti un būtiski ievērot, ka šajā shēmā iespējams izmantot jebkādu a vērtību, tādējādi iegūstot bezgalīgi daudz ekvivalento shēmu asinhronā dzinēja attēlošanai. To, ka elektrisko ķēdi aprakstošās izteiksmes paliek tādas pašas, ir viegli pārbaudīt, uzrakstot 3.5. attēla shēmai atbilstošos vienādojumus un ievērojot, ka konstante a tajos noīsinās.



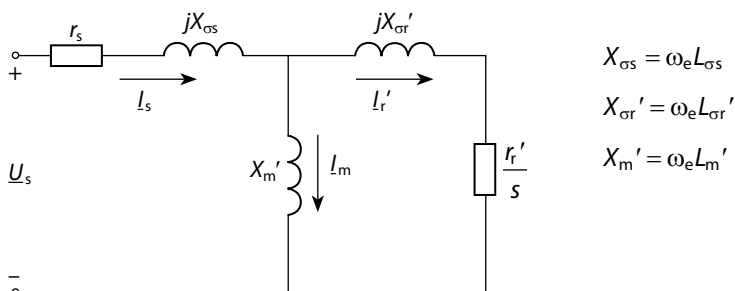
3.5. attēls. T veida ekvivalentā shēma ar patvaļīgu redukcijas koeficientu a .

3.4.4. Izkliedes inductīvā pretestība un magnetizēšanas inductīvā pretestība

Ja a vērtību 3.5. attēlā izvēlas vienādu ar attiecību starp statora un rotora fāzes vijumu skaitu, iegūst 3.6. attēlā ilustrēto ekvivalento shēmu stacionāram režīmam. Tādā gadījumā saka, ka rotora lielumi (apzīmēti ar prim) ir reducēti uz statora tinumu. Gala rezultātā iegūtā ekvivalentā shēma dota 3.7. attēlā. Ievērojiet, ka turpmāk reducēto rotora lielumu apzīmējumos vienkāršības labad tiks izlaists prim simbols. Tomēr redukcija, kurai izmantota vijumu skaita attiecība, jāpieņem kā pašsaprotama.



3.6. attēls. Ekvivalentā shēma ar reducētiem lielumiem.



3.7. attēls. Asinhronās mašīnas vienas fāzes ekvivalentā shēma (pievēršiet uzmanību rotora fāzes strāvas virziena maiņai!).

3.5. Stacionārs darbības režīms

Stacionāra darbības režīma apraksts turpmāk daudzviet balstīts uz 3.7. attēlā doto ekvivalento shēmu, taču lielumiem shēmā izmantoti citādi apzīmējumi nekā 3.4. sadaļā. Īpaša uzmanība jāpievērš tam, ka ir mainīts rotora strāvas pozitīvais virziens. Tāpat jāņem vērā, ka shēmas izmantošanai ir šādi ierobežojumi:

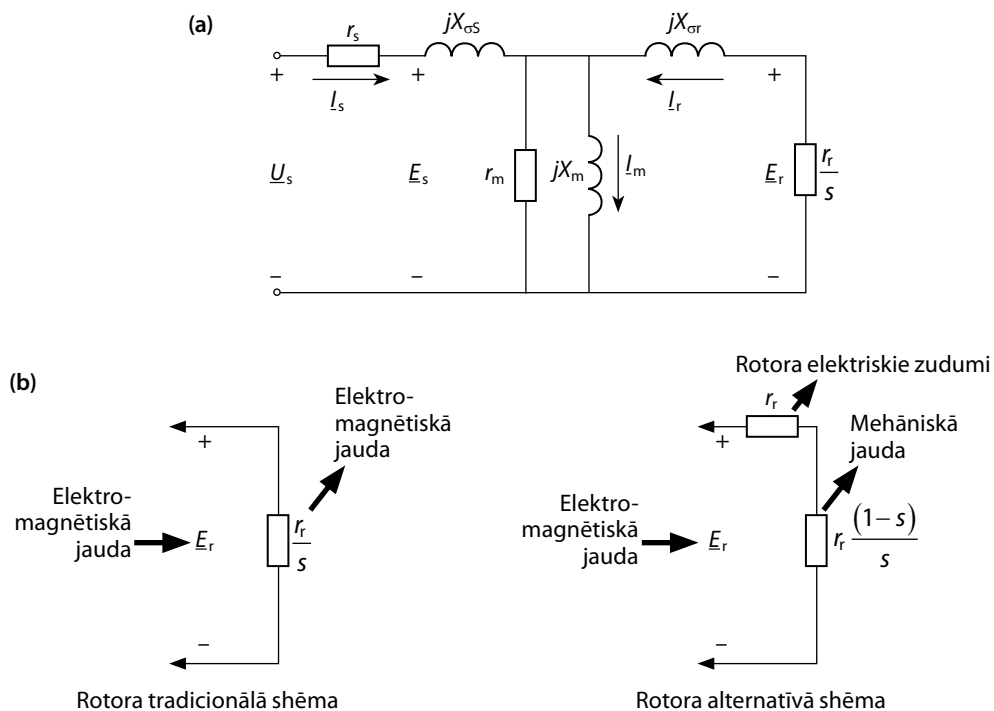
- 1) nemainīgs rotora griešanās ātrums;
- 2) simetriska sinusoidāla barošana;
- 3) tādi sekundāri faktori kā dzelzs serdes magnētiskais piesātinājums, virpuļstrāvas, histēze serdē vai tinumos (virsmas efekts) ir nenozīmīgi. Šos faktoros parasti ievēro, ļaujot attiecīgajiem ķēdes parametriem mainīties līdz ar ātruma, frekvences, magnētiskās plūsmas vai citu lielumu izmaiņām.

Turpmāk aplūkosim metodes, kas ļauj ievērot nesinusoidālu vai nesimetrisku barošānu un dažādu parametru izmaiņas. Taču joprojām būs spēkā pieņēmums par nemainīgu rotora ātrumu.

3.5.1. Tradicionālā ekvivalentā shēma

Indeksus “s” un “r” parasti izmanto, lai pētītu sarežģītas norises, piemēram, pārējas procesus un dzinēju vadību, taču stacionāra darbības režīma analīzē ierasti izmanto atšķirīgus burtciparu apzīmējumus. Tradicionālā ekvivalentā shēma un atbilstošie lielumu apzīmējumi ir doti 3.8. (a) attēlā. Reizēm indeksu “s”, “r” vietā mēdz izmantot indeksus “1”, “2”. Ar E_s un E_r shēmā apzīmēti attiecīgi statora un rotora magnētiskās plūsmas inducētie spriegumi. Magnetizēšanas zara spriegumu parasti pieņem vienādu ar kopējās magnētiskās plūsmas inducēto spriegumu, lai gan tas atkarīgs no tā, kā tiek noteiktas izkliedes induktīvās pretestības $X_{\sigma s}$ un $X_{\sigma r}$. Lai ievērotu zudumus statora serdē, šeit iekļauts arī rezistors r_m , kura nebija 3.7. attēlā. Reizēm pieņem, ka rezistoram r_m pielikts EDS E_s , balstoties uz apsvērumu, ka visa statora magnētiskā plūsma, ieskaitot izkliedes plūsmu, rada zudumus serdē. Patiesībā zudumus izraisa tikai daļa no izkliedes plūsmas, kas ir saķēdēta ar daļu serdes. Cita tās daļa – frontālo savienojumu izkliedes plūsma – noslēdzas galvenokārt gaisā un nerada zudumus serdē. Līdz ar to precīzāk būtu rezistoru r_m pieslēgt pie kāda nozarojuma punkta statora izkliedes induktivitātes zarā. Taču precīzs rezistora r_m novietojums ir drīzāk teorētisks jautājums, jo tam ir maza ietekme, un tad tas būtu jāaplūko daudz dziļāk.

Atšķirībā no asinhronajām mašīnām, sinhrono mašīnu apzīmējumos vienmēr izmanto indeksus “s” un “r”.



3.8. attēls. (a) asinhronās mašīnas vienas fāzes tradicionālā ekvivalentā shēma, (b) jaudas plūsma rotora ķēdē.

3.5.2. Griezes moments un jauda

3.8. (a) attēlā dota ekvivalentā shēma asinhronās mašīnas vienai fāzei. Tādēļ spriegums ķēdē ir vienāds ar fāzes sprieguma efektīvo vērtību un strāva – ar fāzes strāvas efektīvo vērtību. Lai ievērotu arī pārējās fāzes, jaudas aprēķinos izmanto reizinātāju 3 (divfāžu mašīnām – reizinātāju 2). Jauda, kas izdalās rezistorā r_r/s , atbilst kopējai jaudai, kas ar magnētisko lauku tiek pārnesta uz rotoru, un to sauc par *elektromagnētisko jaudu*:

$$P_{em} = 3 |I_r|^2 \frac{r_r}{s} \quad (3.9)$$

Pareizinot izteiksmes abas puses ar slīdi s , iegūstam:

$$sP_{em} = 3 |I_r|^2 r_r \quad (3.10)$$

Šis ir ļoti svarīgs rezultāts, kas norāda, ka s daļa no visas uz rotoru pārnestās jaudas tiek patērēta elektrisko zudumu segšanai rotora tinumā. Tādēļ kā mehāniskā jauda tiek attīstīta tikai daļa $(1 - s)$.

Izmantojot ekvivalento shēmu, 3.8. (b) attēlā ir parādīts, kā elektromagnētiskā jauda sadalās rotora elektriskajos zudumos un mašīnas mehāniskajā jaudā. Acīmredzams, ka slīdei jābūt mazai, lai samazinātu zudumus rotora tinumā un palielinātu lietderības koeficientu.

Griezes momentu var izteikt trīs dažādos veidos:

$$M_{\text{vid}} = \frac{3|L_r|^2 \cdot r_r \frac{1-s}{s}}{(1-s)\omega_{\text{em}}} = \frac{\text{mehāniskā jauda}}{\text{rotora leņķiskais ātrums}} \quad (3.11.)$$

$$= \frac{3|L_r|^2 \cdot \frac{r_r}{s}}{\omega_{\text{em}}} = \frac{3p|L_r|^2 \cdot \frac{r_r}{s}}{\omega_e} = \frac{\text{elektromagnētiskā jauda}}{\text{sinhronais leņķiskais ātrums}} \quad (3.12.)$$

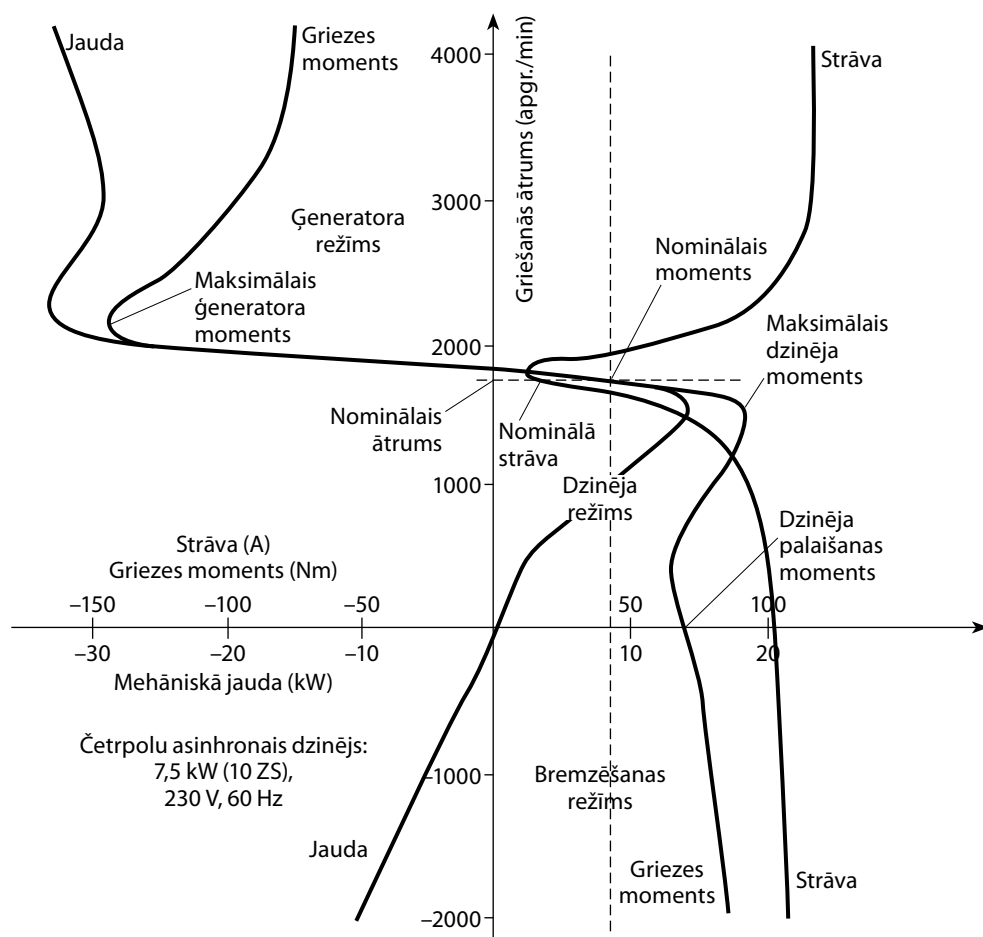
$$= \frac{3|L_r|^2 r_r}{s\omega_{\text{em}}} = \frac{\text{zudumi rotora tinumā}}{\text{slīdes leņķiskais ātrums}} \quad (3.13.)$$

Pirmā izteiksme ir visvienkāršākā, jo to iegūst, dalot mehānisko jaudu (elektromagnētiskā jauda mīnus rotora elektriskie zudumi) ar faktisko rotora leņķisko ātrumu. Otrā formula ir visnoderīgākā, jo tā ietver kopējo elektromagnētisko jaudu un sinhrono leņķisko ātrumu. Jāievēro, ka pareizā griezes momenta vērtība tiek iegūta, izdalot ar $(1-s)$ gan palielināto jaudas vērtību, gan palielināto ātrumu. Noderīga ir arī pēdējā izteiksme, kura norāda, ka efektīvākai griezes momenta radīšanai mašīna jādarbina ar mazu slīdes leņķisko ātrumu. Izteiksmes (3.12.) otrajā daļā iekļauts polu pāru skaits p un elektriskā leņķiskā frekvence ω_e , nevis mehāniskais sinhronais leņķiskais ātrums ω_{em} .

3.5.3. Tipiskas darba raksturliķnes

3.9. attēlā dotas tipiskas raksturliķnes četrpolu asinhronajai mašīnai ar 7,5 kW (10 ZS) jaudu un 230 V spriegumu, kuru darbina nominālās frekvences un nominālā sprieguma barošanas avots. Grafikā attēlots dzinēja režīms (1. kvadrants), ģenerators režīms (2. kvadrants) un bremsēšanas režīms (4. kvadrants). Jāievēro, ka strāva lielākoties ir ļoti liela, izņemot normālas darbības apgabalu, kas ir tuvu sinhronajam griešanās ātrumam, t. i., pie mazas slīdes. Bremsēšanas režīmā jauda mašīnai tiek pievadīta kā mehāniski, tā arī elektriski, tādēļ dzinēja zudumi ir ļoti lieli. Maksimālais griezes moments ģenerators režīmā ir lielāks nekā dzinēja režīmā, jo statora sprieguma kritums I_r tiek apvērsts, kā rezultātā palielinās E_s vērtība un līdz ar to arī statora magnētiskā plūsma. Šajā režīmā mašīnai rodas mehāniski zudumi, nevis elektriski zudumi statora tinumos kā dzinēja režīmā. Ģenerators režīmam ir liela nozīme vēja un ūdens turbīnās, un to izmanto arī straujai dzinēja apturēšanai ar rekuperāciju, t. i., uzkrāto mehānisko enerģiju atgriežot barošanas tīklā.

Normālas darbības apgabals tuvu sinhronajam ātrumam ilustrēts 3.10. attēlā. Šajā apgabalā (it sevišķi no nulles līdz nominālajam griezes momentam) attiecība starp griezes momentu un slīdi ir gandrīz lineāra. Arī sakarība starp griezes momentu un strāvu ir proporcionāla, bet ne tik izteikti lineāra. Lietderības koeficienta vērtība pieaug no nulles vērtības pie nulles griezes momenta līdz maksimumam netālu no nominālā griezes momenta (parasti maksimālais lietderības koeficients tiek iegūts nedaudz zem nominālā griezes momenta) un tad atkal samazinās, sasniedzot nulli, kad ātrums nokrītas līdz nullei. Palielinoties griezes momentam, pieaug arī dzinēja jaudas koeficients un maksimālo vērtību sasniedz netālu no nominālā griezes momenta. Kā redzams attēlā, jaudas koeficienta maksimums parasti tiek sasniegts nedaudz virs nominālā griezes momenta.

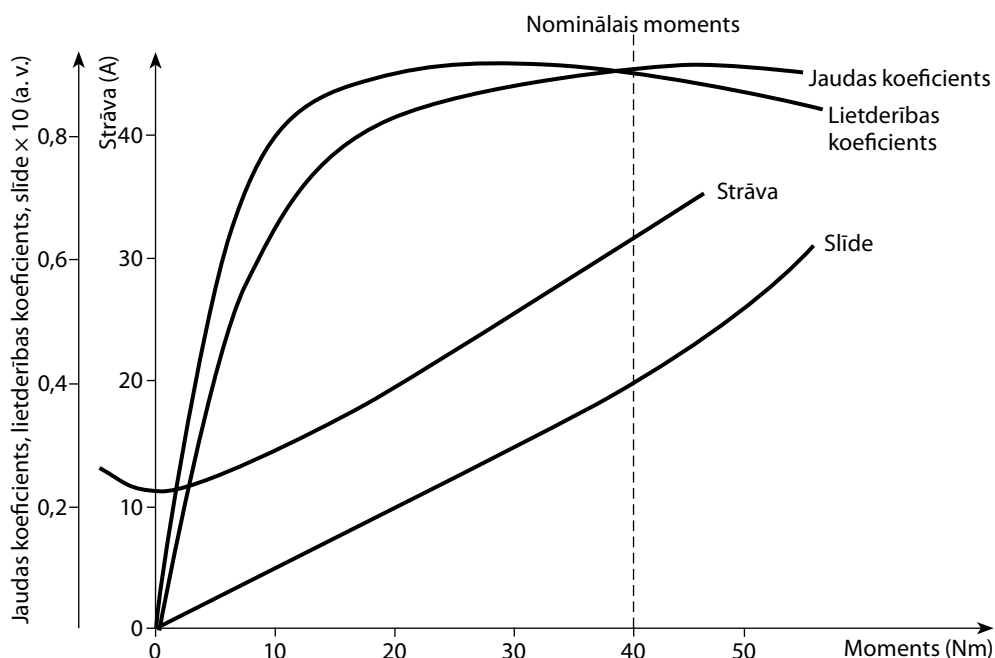


3.9. attēls. Tipiska mazjaudīga asinhronā dzinēja darba raksturlīknes.

3.5.4. Raksturīgas slīdes vērtības

Grafikos 3.9. un 3.10. attēlā griezes moments attēlots uz abscisu ass, jo lielākajai daļai iekārtu griezes moments ir neatkarīgais mainīgais. Nepieciešamo griezes momentu nosaka dzinēja mehāniskā slodze, un moments savukārt nosaka dzinēja griešanās ātrumu (slīdi) un līdz ar to arī strāvu, jaudas koeficientu un lietderības koeficientu konkrētajā darbības punktā. Taču ir svarīgi ievērot, ka ekvivalentajā shēmā 3.8. (a) attēlā, mašīnai darbojoties ar konstantu tīkla frekvenci, slīde ir daudz būtiskāks lielums. Tas ir tamdēļ, ka slīdes vērtība pilnībā nosaka pārējos ķēdes parametrus. Līdz ar to tādu lielumus kā jaudas koeficients, lietderības koeficients un ieejas pilnā pretestība viennozīmīgi nosaka slīde. Turklāt pie noteikta ieejas sprieguma (vai strāvas) vērtības arī griezes momentu un izejas jaudu viennozīmīgi nosaka slīde.

Slīdes nozīmīgumu ir viegli saprast, ievērojot, ka tādu lielumu kā lietderības koeficienta, jaudas koeficienta un griezes momenta maksimālā vērtība atbilst katra savai noteiktai slīdes vērtībai. Kā piemēru izteiksim maksimālajam momentam atbilstošo slīdi pie konstanta sprieguma.



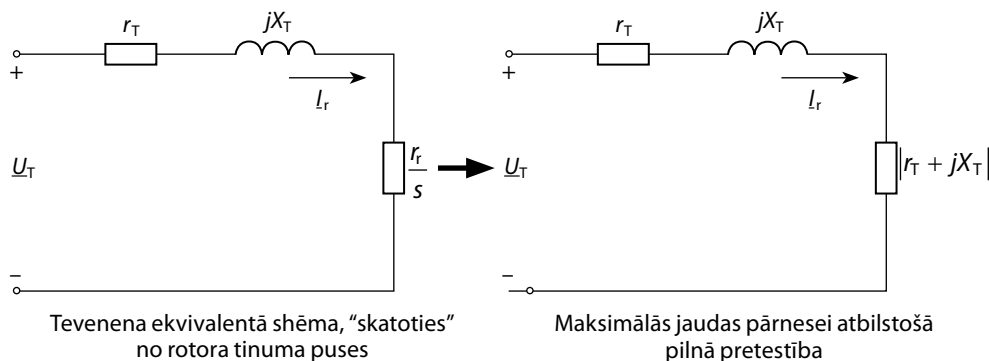
3.10. attēls. Tipiska mazjaudas asinhronā dzinēja darba raksturlīknes normālas darbības apgabalā ar mazu slīdi.

Aizvietojojot 3.7. attēla ekvivalentās shēmas daļu pa kreisi no rezistora r_r/s ar Tevenena ekvivalento shēmu, iegūstam 3.11. attēlā redzamo shēmu. Maksimālais

griezes moments tiek iegūts tad, kad elektromagnētiskās jaudas vērtība rezistorā r_r/s sasniedz savu maksimumu. No jaudas pārnese viedokļa, tās maksimums tiek sasniegts pie nosacījuma:

$$\frac{r_r}{s_{k,U}} = |r_T + jX_T|; \quad s_{k,U} = \frac{r_r}{|r_T + jX_T|}, \quad (3.14.)$$

kur $s_{k,U}$ ir *kritiskā slīde* jeb maksimālajam griezes momentam atbilstošā slīde pie konstanta sprieguma. Interesanti un noderīgi ievērot, ka ar šādu slīdes vērtību rezistors r_r no shēmas tiek izslēgts, līdz ar to maksimālā momenta vērtība nav atkarīga no pretestības r_r . Tā ir būtiska rotora ķēdes aktīvās pretestības īpašība – rotora pretestība nosaka kritisko slīdi, bet neietekmē pašu maksimālā momenta vērtību. Šai īpašībai ir liela nozīme asinhrono dzinēju projektēšanā un izmantošanā, jo tā ļauj iegūt maksimālo griezes momentu pie vēlamā griešanās ātruma, neietekmējot maksimālā momenta vērtību.



Tevenena ekvivalentā shēma, "skatoties" no rotora tinuma puses

Maksimālās jaudas pārnesei atbilstošā pilnā pretestība

$$r_T + jX_T = jX_{\sigma r} + [(r_s + jX_{\sigma s}) \parallel (jX_m)]$$

$$U_T = U_s \left(\frac{jX_m}{r_s + j(X_{\sigma s} + X_m)} \right)$$

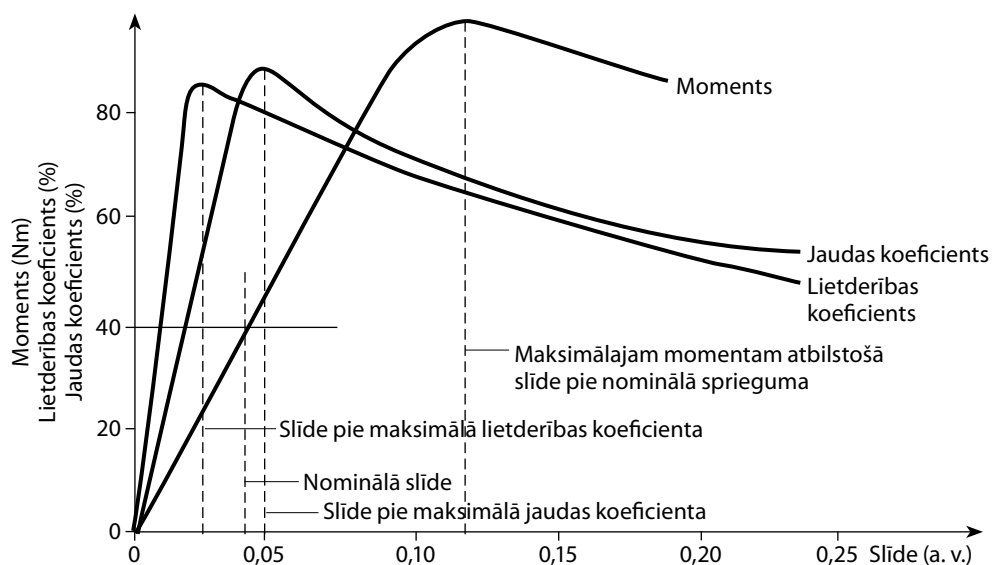
$$\frac{r_r}{s_{mt}} = |r_T + jX_T| = Z_T$$

3.11. attēls. Tevenena ekvivalentā shēma asinhronajai mašīnai, kurā attēlota maksimālā momenta noteikšana, ja barošana ir no sprieguma avota (ar "||" apzīmēts paralēlslēgums).

Kā otru piemēru citas raksturīgas slīdes vērtības vieglai noteikšanai aplūkosim kritisko slīdi, kas atbilst maksimālajam griezes momentam pie konstantas ieejas strāvas (izmantojot strāvas avotu). Šajā gadījumā slīde izsakāma līdzīgi kā iepriekšējā piemērā, bet jāievēro, ka barošana notiek no strāvas avota, nevis sprieguma avota. Vienkāršosim Tevenena shēmas ekvivalento pretestību un izteiksim maksimālajam momentam atbilstošo slīdi pie konstantas strāvas:

$$\frac{r_r}{s_{k,I}} = |j(X_{\sigma r} + X_m)|; \quad s_{k,I} = \frac{r_r}{X_{\sigma r} + X_m}. \quad (3.15.)$$

Abi aplūkotie piemēri ir nozīmīgi un norāda, ka pastāv raksturīgas slīdes vērtības. Papildus iepriekš minētajām ir arī vairākas citas raksturīgās slīdes vērtības, kas atbilst piemēram, maksimālajai izejas jaudai, maksimālajam jaudas koeficientam un maksimālajam lietderības koeficientam. Raksturīgās slīdes izteiksmes lielākoties ir pārāk sarežģītas plašam lietojumam. Taču būtiski ir saprast to, ka šādas slīdes vērtības pastāv un kā tās mainās atkarībā no mašīnas ekvivalentās shēmas parametriem. 3.12. attēlā ir uzzīmētas 3.9. un 3.10. attēla līknēm atbilstošās mašīnas darba raksturlīknes kā funkcija no slīdes, kas skaidri norāda, ka pastāv vairākas nozīmīgas raksturīgās slīdes vērtības. Svarīgi saprast, ka šīs raksturīgās slīdes vērtības nav atkarīgas no barošanas sprieguma līmeņa, izņemot turpmāk aprakstītos gadījumus, kad mainās ekvivalentās shēmas parametri.



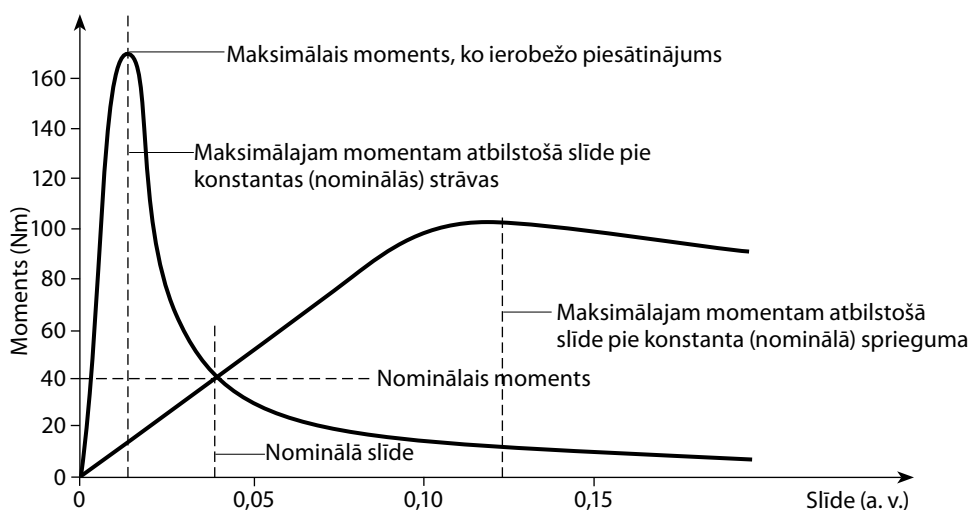
3.12. attēls. Darba raksturlīknes un raksturīgās slīdes vērtības, ja izmanto sprieguma avotu.

3.5.5. Griezes momenta attiecība pret strāvu

Izteiksme (3.15.), kas attiecas uz maksimālo momentu pie konstantas ieejas strāvas (izmantojot strāvas avotu), ir ļoti nozīmīga, jo norāda uz vienu no galvenajām asinhrono mašīnu izmantošanas problēmām – maksimālais moments tiek sasniegts pie ļoti mazas slīdes, un, slīdei pieaugot, tas strauji krītas. Tas ilustrēts 3.13. attēlā, kur vienkopus tajā pašā grafikā uzzīmēta momenta raksturlīkne gan pie konstanta sprieguma, gan pie konstantas strāvas. Kaut arī raksturlīknes varētu zīmēt jebkādi konstantai sprieguma un strāvas vērtībai, te ērtības labad izvēlēts nominālais

spriegums un nominālā strāva. Tādējādi iespējams atrast nominālo momentu, kas atrodas abu raksturlīkņu krustpunktā.

Kā redzams 3.13. attēlā, parasti slīdes vērtība, kas atbilst maksimālajam momentam strāvas avota gadījumā (maksimālajam momentam uz vienu ampēru), ir ievērojami mazāka nekā slīdes vērtība, kas atbilst maksimālajam momentam sprieguma avota gadījumā. Tas izriet no izteiksmēm (3.14.) un (3.15.) – lielākajai daļai mašīnu, izņemot ļoti mazjaudīgas, induktīvā pretestība X_m ir daudz lielāka par X_{cs} . Kā redzams 3.13. attēlā, slīde, kas atbilst maksimālajam momentam uz vienu ampēru, parasti ir arī krietni mazāka nekā nominālā slīde. Tas skaidrojams šādi: kā zināms, mašīnas zudumus veido kā magnētiskie, tā elektriskie zudumi; punktā, kur ir maksimālais moments uz vienu ampēru, ir liela magnētiskā plūsma un līdz ar to arī lieli magnētiskie zudumi. Savukārt liela magnētiskā plūsma rodas tādēļ, ka, samazinoties slīdei un pieaugot rotora zara pretestībai r_r/s , arvien lielāka daļa no konstantās ieejas strāvas plūst caur magnetizēšanas zaru. Nominālās slīdes punktu nosaka attiecīga dažāda veida zudumu kombinācija, kas neparādās tajā punktā, kur minimizēti tiek tikai elektriskie zudumi.



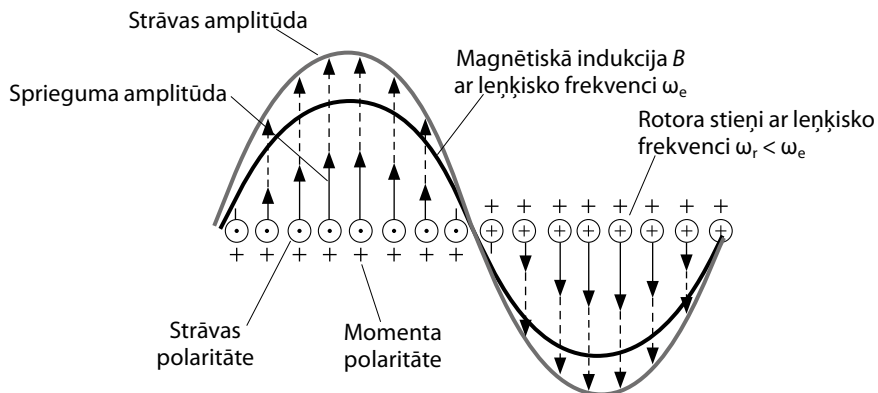
3.13. attēls. Momenta raksturlīknes, kas ilustrē momenta un strāvas attiecības samazinājumu slīdei pieaugot.

Būtisks aspekts, kas ilustrēts 3.13. attēlā, ir straujais momenta samazinājums, slīdei pieaugot. Tas izraisa lielas problēmas, barojot mašīnu no avota ar konstantu frekvenci, tāpēc mašīnu palaiž ar pilnu nominālo frekvenci un attiecīgi ar lielu slīdi (kā tiks parādīts, slīdes frekvence $s\omega_e$ patiešām ir kritisks lielums). Šī problēma ir tik nopietna, ka tā kalpo kā viens no pamatfaktoriem, projektējot asinhronos dzinējus, t. i., nodrošinot pietiekami lielu palaišanas momentu ar ierobežotu palaišanas

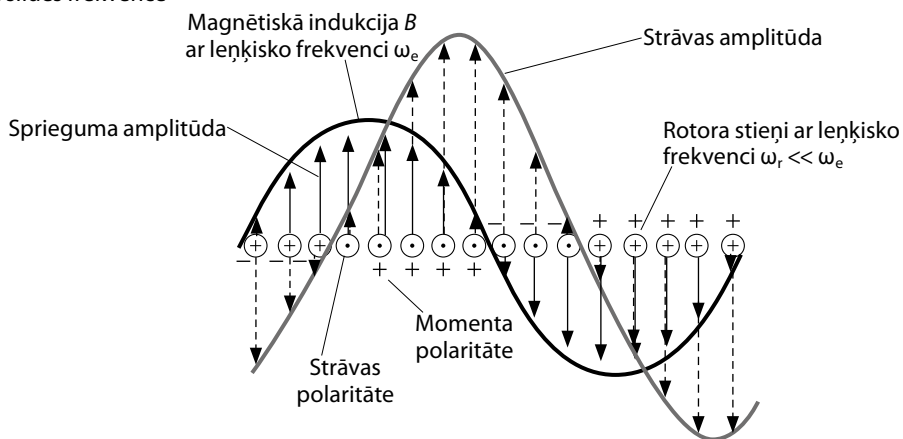
strāvu. Tā ir asinhrono mašīnu galvenā problēma – tās ir “labas” vien tad, ja tiek darbinātas ar mazu slīdes frekvenci $s\omega_e$.

Iepriekš minētais jautājums ir pietiekami svarīgs, lai precīzāk aplūkotu fizikālos procesus griezes momenta radīšanai asinhronajās mašīnās. 3.14. attēlā parādīta asinhronās mašīnas rotējošā magnētiskā plūsma un atsevišķos rotora stieņos inducētais spriegums un strāva. 3.14. (a) attēlā ilustrēti apstākļi mazas slīdes frekvences gadījumā. Stieņos inducēto spriegumu var uzlūkot kā elektrodzinēj spēku, kas izsakāms ar Blv , kur v ir atkarīgs no slīdes frekvences $s\omega_e = \omega_e - \omega_r$ (reizēm saukts par *slīdes ātrumu*) un l ir stieņa garums. Tā kā visiem stieņiem l un v ir vienāds, stieņu spriegumu sadalījums ir tāds pats kā magnētiskās indukcijas B sadalījums. Tas attēlots ar bultiņām 3.14. (a) attēlā, kuru aploce veido sinusoīdu, kas sakrīt fāzē ar magnētiskā lauka indukciju B . Ja slīdes frekvence ir maza, stieņu pretestība ir gandrīz pilnībā rezistīva, tāpēc stieņu strāva sakrīt fāzē ar stieņu spriegumu. Tas arī parādīts 3.14. (a) attēlā ar bultiņām, kuras veido sinusoidālu aploci un sakrīt fāzē ar magnētisko indukciju, bet attēlotas ar lielāku amplitūdu, lai atšķirtu no sprieguma. Tagad var vizualizēt griezes momentu kā stieņiem pielikto spēku Bli summu, pareizinātu ar rotora rādiusu. Tā kā pie mazas slīdes frekvences B un i telpiskais sadalījums sakrīt fāzē, visi vadi piedalās kopējā griezes momenta radīšanā ar “plusa” zīmi, kā ilustrēts 3.14. (a) attēlā ar “momenta polaritātes” zīmēm. Tā kā gan B , gan i mainās sinusoidāli, momenta sadalījuma forma atbilst sinusoīdai, kas kāpināta kvadrātā (3.15. (a) att.).

(a) maza slīdes frekvence



(b) liela slīdes frekvence

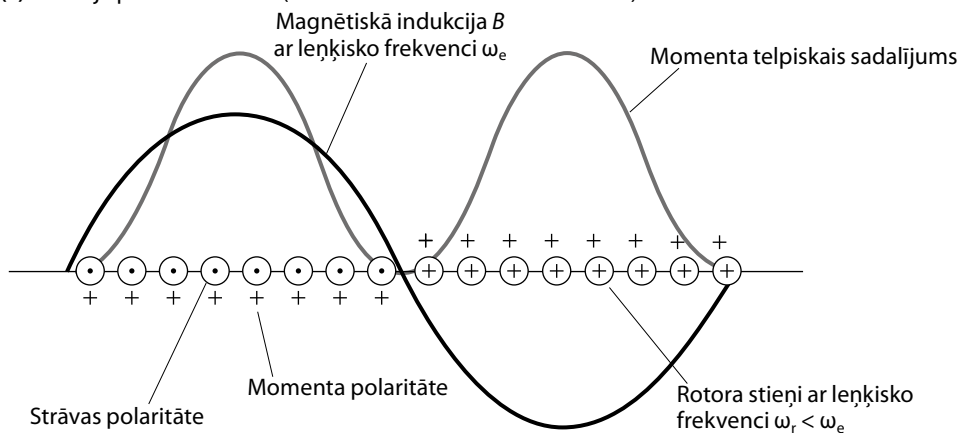


3.14. attēls. Griezes momenta radīšana asinhronajā mašīnā un rotora strāvas fāzes nobīdes ietekme.

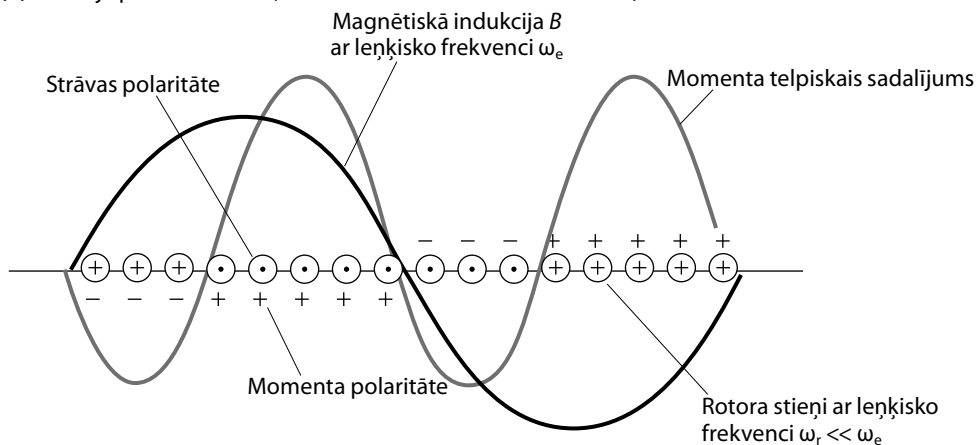
Savukārt situācija ar lielu slīdes frekvenci ilustrēta 3.14. (b) attēlā. Stieņu spriegumi joprojām sakrīt fāzē ar magnētisko indukciju B un ir lielāki, jo arī slīde ir lielāka. Tā kā stieņu spriegumu frekvence ir augstāka, to pretestība vairs nav tikai rezistīva un satur arī reaktīvu komponenti. Tādēļ stieņu strāva tagad atpaliek fāzē no sprieguma, kā ilustrēts ar bultiņām 3.14. (b) attēlā. Ja vizualizē stieņiem pieliktos spēkus Bli , daļai stieņu spēks ir pozitīvs un daļai – negatīvs, kā parādīts 3.14. (b) attēlā ar “momenta polaritātes” zīmēm. Tā rezultātā strāva ir lielāka, bet kopējais moments – mazāks. Momenta sadalījums dots 3.15. (b) attēlā, kur skaidri redzami apgabali ar negatīvu griezes momentu.

Līdz ar to varam secināt, ka pie lielas slīdes momenta samazinājumu uz vienu ampēru tiešā veidā izraisa rotora strāvas fāzes nobīde un telpiskais leņķis, kas rodas starp magnētiskās indukcijas un rotora strāvas sadalījumu. Samazinot šo leņķi, palielinās moments uz vienu ampēru.

(a) situācija pie mazas slīdes (liela momenta un strāvas attiecība)



(b) situācija pie lielas slīdes (maza momenta un strāvas attiecība)



3.15. attēls. Griezes momenta radīšana asinhronajā mašīnā un momenta sadalījums rotora stieņos.

3.5.6. Parametru izmaiņas

Ekvivalentās shēmas izveide ir balstīta uz konstantām parametru vērtībām, tomēr parasti analizē apmēsimēti iekļauj arī reāli iespējamās parametru variācijas, lai iegūtu labāku atbildi starp modelētajiem un faktiskajiem darbības rādītājiem. Aplūkosim nozīmīgākās parametru variācijas.

Statora un rotora aktīvā pretestība

Virsmas efekta dēļ tinumu pretestība ir ļoti atkarīga no frekvences, jo īpaši lie-la izmēra rotora stieņiem. Palielinoties frekvencei, aktīvā pretestība pieaug. Šīs dabiskās rotora pretestības variācijas izmanto, lai iegūtu lielāku palaišanas mo-mentu mašīnās ar dziļrievu vai dubultriēvu rotoru. Šāda konstrukcija ļauj izmantot rotora griešanās ātruma (slīdes) izmaiņu starp palaišanu un normālo darba režīmu, lai palielinātu rotora pretestību palaišanas laikā. Lieljaudas asinhronajās mašīnās tikai šis virsmas efekta izraisītais rotora aktīvās pretestības pieaugums ļauj iegūt pietiekami lielu palaišanas momentu.

Magnetizēšanas induktīvā pretestība

Galvenās magnētiskās plūsmas ceļa piesātinājuma dēļ magnetizēšanas induktīvā pretestība ir ļoti atkarīga no gaisa spraugas magnētiskās plūsmas. Pieaugot plūsmai, magnetizēšanas induktīvā pretestība samazinās. Tas ir būtiski tad, ja sprieguma vērtība pārsniedz nominālo.

Zudumi serdē

Zudumi serdē ir atkarīgi no magnētiskās plūsmas līmeņa un frekvences. Parasti zudumu vērtība ir tuva maksimumam, kad magnētiskā plūsma ir tuvu nominālajai.

Rotora izkliedes induktīvā pretestība

Līdzīgi kā norādīts iepriekš, to ietekmē virsmas efekts. Frekvencei pieaugot, induktīvā pretestība samazinās. Taču kopumā tam ir daudz mazāka nozīme nekā virsmas efekta izraisītajam aktīvās pretestības pieaugumam.

Statora (un rotora) izkliedes induktīvā pretestība

Izkliedes plūsmas ceļu lokāla piesātinājuma dēļ izkliedes induktīvā pretestība ir ļoti atkarīga no strāvas vērtības. Pieaugot strāvai, izkliedes induktīvā pretestība palielinās. Kopumā tam nav lielas nozīmes, ja vien strāvas vērtība nedaudz nepār-sniedz nominālo. Īpaši svarīgi tas ir tiešās palaišanas gadījumā.

3.5.7. Attiecināto vienību sistēma

Asinhrono mašīnu parametrus un darba raksturlīknes bieži izsaka attiecināta-jās vienībās, nevis fizikālajās. Tas atvieglo dažādu mašīnu salīdzināšanu un palīdz izprast mašīnu parametru relatīvo vērtību.

Vispiemērotākā un biežāk izmantotā attiecināto vienību sistēma ir balstīta uz mašīnas nominālo izejas jaudu. Galvenie bāzes lielumi ir šādi:

$$\begin{aligned} &\text{bāzes spriegums } U_b = U_{l,\text{nom}} / \sqrt{3} \\ &\text{(fāzes sprieguma efektīvā vērtība);} \end{aligned} \tag{3.16.}$$

$$\text{bāzes jauda } P_b \text{ (trīsfāžu jauda);} \tag{3.17.}$$

$$\text{bāzes leņķiskā (elektriskā) frekvence } \omega_b = 2\pi f_b. \quad (3.18.)$$

Ar galvenajiem bāzes lielumiem izsaka atvasinātos bāzes lielumus:

$$I_b = \frac{P_b}{qU_b}; \quad (3.19.)$$

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b}; \quad (3.20.)$$

$$\omega_{mb} = \frac{\omega_b}{p}; \quad (3.21.)$$

$$M_b = \frac{P_b}{\omega_{mb}} = p \frac{P_b}{\omega_b}, \quad (3.22.)$$

kur q ir fāžu skaits un p ir polu pāru skaits. Bāzes lielumus apzīmē ar indeksu "b". Bieži, bet ne vienmēr, bāzes lielumus pieņem vienādus ar nominālajiem lielumiem. Visus parametrus un mainīgos iespējams izteikt attiecināto vienību sistēmā, dalot konkrēto lielumu ar atbilstošo bāzes lielumu. Piemēram, rotora aktīvā pretestība attiecinātajās vienībās:

$$r_R = \frac{r_r}{Z_b}.$$

Pievērsiet uzmanību, ka attiecinātajās vienībās izteiktu lielumu apzīmēšanai izmantoti indeksi ar lielajiem burtiem!

Izmantojot attiecināto vienību sistēmu, būtiski ievērot, ka:

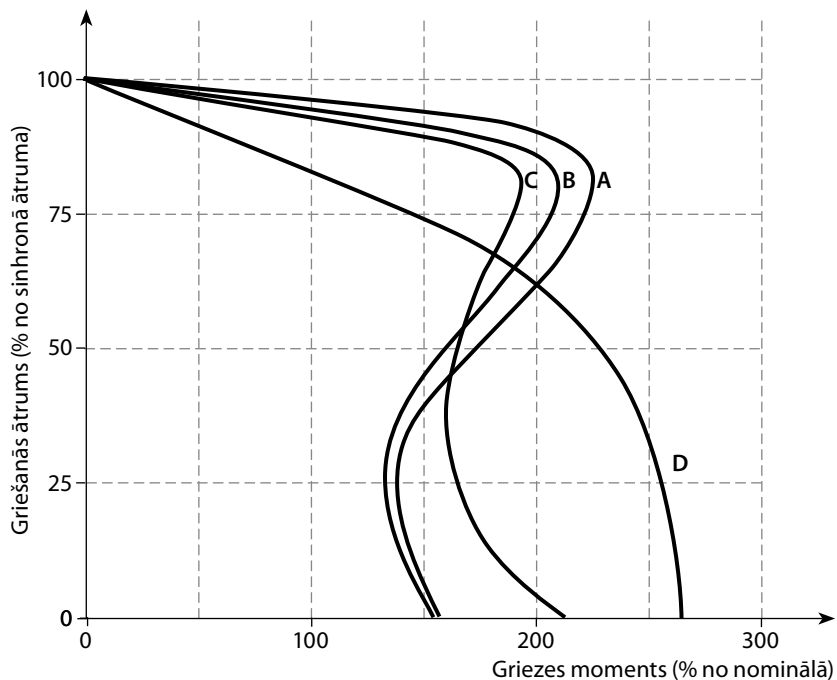
- 1) visiem aprēķiniem izmanto tādas pašas matemātiskās izteiksmes kā fizikālajām vienībām, izņemot to, ka aprēķinos nekur vairs neparādās fāžu skaits un polu pāru skaits;
- 2) nominālā strāva ievērojami pārsniedz 1 a. v., jo I_b izteikšanā nav ievērota jaudas koeficienta un lietderības koeficienta ietekme;
- 3) nominālais moments nedaudz pārsniedz 1 a. v., jo M_b izteikšanai izmantots sinhronais ātrums, nevis nominālais.

3.6. Mašīnu tipi un raksturīgie darba režīmi

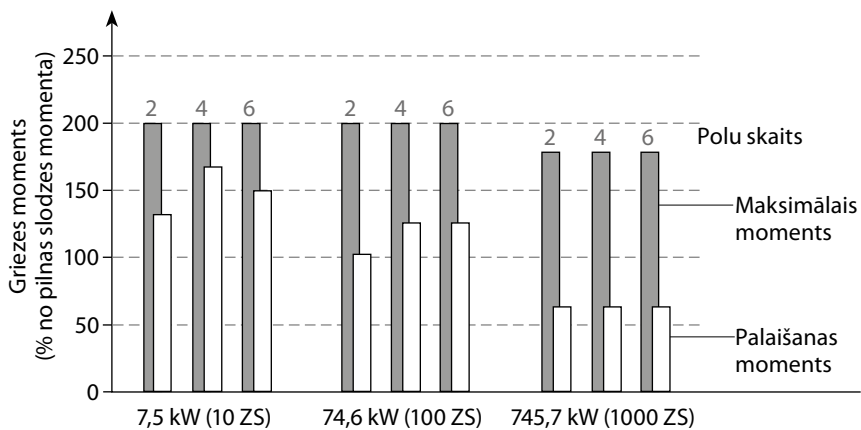
Atbilstoši ASV organizācijas NEMA⁷ standartiem daudzfāžu asinhronos dzinējus iedala piecos dažādos tipos, ko apzīmē ar burtiem A, B, C, D un F. Katram tipam ir savi atšķirīgi momenta, strāvas un slīdes rādītāji. 3.16. attēlā ir dotas tipiskas mehāniskās raksturlīknes A, B, C un D tipa mašīnām; F tipa mašīnām ir zems maksimālais un palaišanas moments un ļoti ierobežots lietojums. Katram tipam ir noteikts no jaudas līmeņa atkarīgs maksimālais moments, palaišanas moments un noteikta maksimālā palaišanas strāva, kā arī noteikta maksimālā vai minimālā slīde.

⁷ NEMA – *National Electrical Manufacturers Association* (Nacionālā Elektrotehnikas ražotāju asociācija).

(a) tipiskas mehāniskās raksturlīknes



(b) B tipa dzinējiem raksturīgais moments

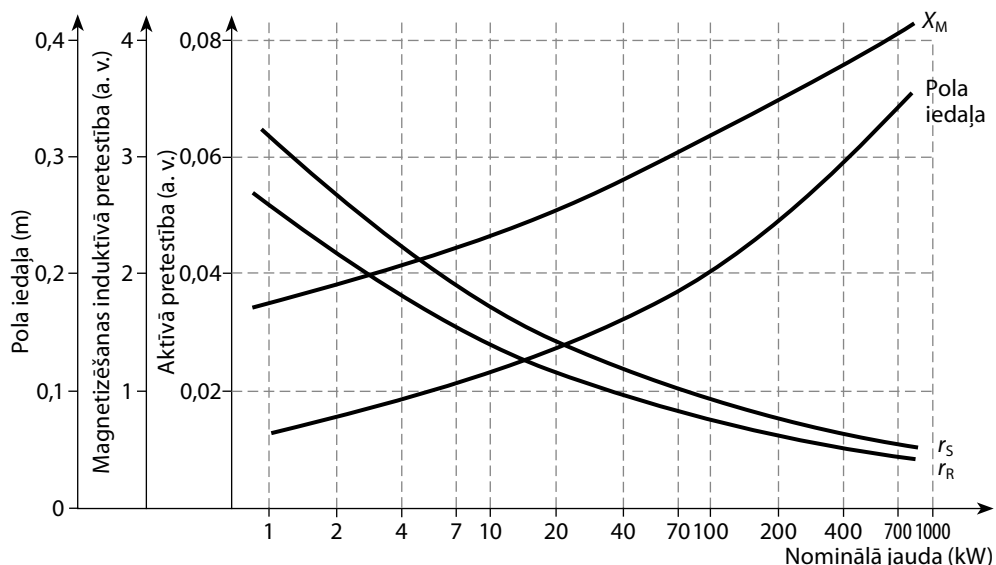


3.16. attēls. Tipiskas raksturlīknes A, B⁸, C un D tipa mašīnām atbilstoši NEMA klasifikācijai.

⁸ B tips attiecināms uz dzinējiem, kuru jauda nepārsniedz 372,85 kW (500 ZS).

3.6.1. Vispārējas nozīmes (B tipa) mašīnas

Visvairāk izmantotais mašīnu veids ir B tipa jeb vispārēja lietojuma dzinēji. B tipa mašīnām maksimālais moments ir vismaz 200 % (izņemot mašīnas ar 6 vai vairāk poliem) un palaišanas moments 0,7–1,7 a. v. atkarībā no jaudas līmeņa un bāzes ātruma (polu skaita), kā parādīts grafikā 3.16. attēlā. Nominālie rādītāji var būt ļoti dažādi atkarībā no mašīnas jaudas (3.17. att.). Lieljaudas mašīnām parasti ir mazāka tinumu aktīvā pretestība un lielāka magnetizēšanas induktīvā pretestība. 3.17. attēlā doti rādītāji darbībai ar nominālo ātrumu; virsmas efekts un piesātinājums izraisa ievērojamas palaišanas parametru novirzes pret dotajām vērtībām.



3.17. attēls. Tipiski rādītāji B tipa asinhronajiem dzinējiem atbilstoši NEMA klasifikācijai.

3.6.2. Aproximēts mašīnas matemātiskais modelis

Grafikā 3.17. att. dotās mašīnas parametru relatīvās vērtības ļauj iegūt vairākas svarīgas tuvinātas sakarības. Tās palīdz labāk izprast dažādu darbības rādītāju atkarību no mašīnas parametriem un tiek izteiktas attiecinātajās vienībās:

$$\text{nominālā slīde } s_{\text{nom}} = r_R; \quad (3.23.)$$

$$\text{maksimālais griezes moments } M_{\text{max}} = \frac{U_s^2}{2(X_{\sigma S} + X_{\sigma R})}, \quad (3.24.)$$

kur leņķiskā frekvence $\omega_E = 1$ a. v. pie nominālās frekvences;

$$M_{\max} \text{ atbilstošā slīde} = \frac{r_R}{X_{\sigma S} + X_{\sigma R}}; \quad (3.25.)$$

$$\text{palaišanas strāva } I_S = \frac{U_S}{X_{\sigma S} + X_{\sigma R}}; \quad (3.26.)$$

$$\text{palaišanas moments } M_S = \frac{U_S^2}{(X_{\sigma S} + X_{\sigma R})^2} \cdot r_R; \quad (3.27.)$$

$$\text{tukšgaitas strāva } I_M = \frac{U_S}{X_{\sigma S} + X_M}. \quad (3.28.)$$

Visās šajās izteiksmēs pieņemts, ka mašīnas barošana notiek ar nominālo frekvenci (piemēram, 50 Hz vai 60 Hz). Skaidri redzama ir izkliedes induktīvās pretestības nozīme maksimālā momenta, palaišanas strāvas un palaišanas momenta noteikšanā. Veiktā aproksimācija ir precīzāka attiecībā uz lielaudas mašīnām, kurām aktīvā pretestība ir maza salīdzinājumā ar induktīvo pretestību.

3.6.3. Speciālas nozīmes dzinēji

Speciālās nozīmes dzinējiem ir īpaši darbības rādītāji, kas paredzēti konkrētam lietojumam.

A tipa dzinēji līdzinās vispārējas nozīmes jeb B tipa dzinējiem, izņemot to, ka A tipam ir nedaudz lielāks maksimālais moments un mazāka slīde pie pilnas slodzes (parasti arī mazāks palaišanas moments). Šīs atšķirības nozīmē arī to, ka A tipa dzinējiem ir mazāka izkliedes induktīvā pretestība un mazāka rotora aktīvā pretestība nekā B tipam. Pie A tipa mašīnām parasti pieder slēgti dzinēji un moderni augstas efektivitātes dzinēji.

C tipa dzinējiem ir augsts palaišanas moments un zema palaišanas strāva. Parasti tiem ir arī zemāks maksimālais moments nekā B tipa mašīnām. C tipa mašīnām gandrīz vienmēr ir dubultrievu rotors, kuram pastiprināti izpaužas virsmas efekts. Tā rezultātā palaišanas laikā rotora aktīvā pretestība ir lielāka un rotora izkliede – mazāka, kas dod lielāku palaišanas momentu. Pie nominālā ātruma virsmas efekts ir neliels, tāpēc rotora aktīvā pretestība ir mazāka un slīde pie pilnas slodzes ir mērena.

D tipa dzinējiem ir augsts palaišanas moments un liela slīde. To panāk, izveidojot rotoru ar lielu aktīvo un mazu induktīvo pretestību (tipiska rotora aktīvā pretestība ir 0,2 a. v.). Šī tipa dzinējus izmanto tādu mehānismu elektropiedziņai kā triecienslodze, kuras inerces enerģijas izmantošanai nepieciešams ātruma kritums, un ventilatora tipa slodze, kur griešanās ātrumu regulē, mainot spriegumu (t. i., slodze, kuras moments mainās proporcionāli ātruma kvadrātam).

3.7. Ātruma regulēšana

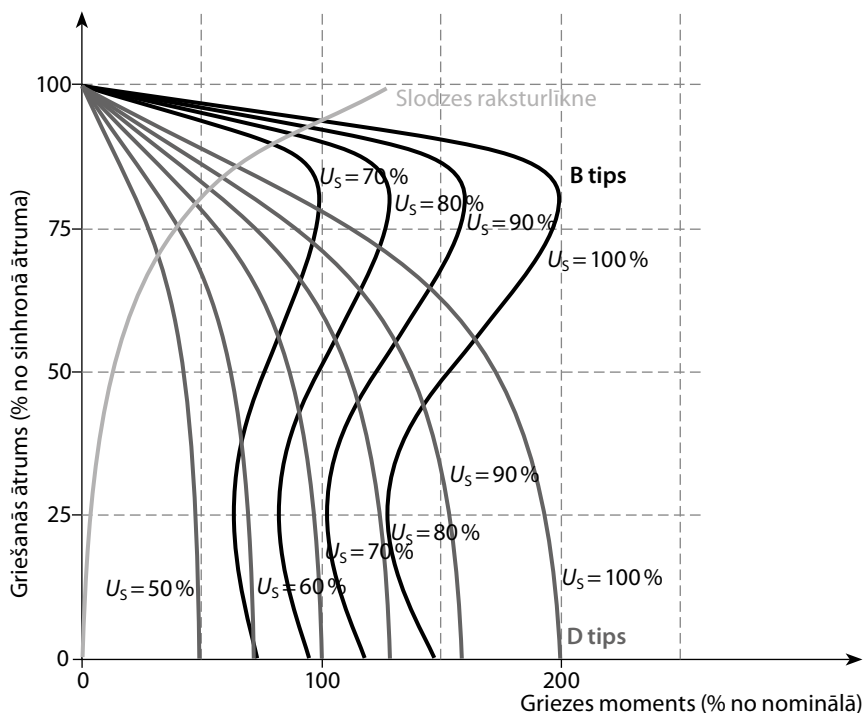
Asinhrono dzinēju griešanās frekvenci var regulēt divējādi: mainot slīdi (regulējot barošanas spriegumu) vai mainot sinhrono griešanās ātrumu (regulējot barošanas frekvenci). Slīdes maiņa izraisa zudumus, un šādas metodes lietojums ir ierobežots. Savukārt mašīnas darbība tad, ja tiek regulēts sinhronais griešanās ātrums ar statora frekvences maiņu, var būt tikpat efektīva vai pat efektīvāka nekā pie normālas (60 Hz) frekvences. Turklāt šādai metodei ir plašas izmantošanas iespējas, frekvences pārveidošanai izmantojot energoelektronikas pārveidotājus.

3.7.1. Ātruma regulēšana ar sprieguma maiņu

Ja barošanas frekvence ir nemainīga, moments pie noteiktas slīdes ir atkarīgs no sprieguma kvadrāta (sk. vienādojumu (3.11.)). Tāpēc mehāniskās raksturlienes saglabā savu formu, bet sarūk vai pieaug proporcionāli U^2 . Tādējādi ātruma regulēšanu veic, pielāgojot mehāniskās raksturlienes amplitūdu, līdz tiek sasniegts slodzei nepieciešamais moments vēlamajā ātrumā. 3.18. attēlā ir dota tipisku mehānisko raksturliekņu saime gan standarta dzinējam, gan dzinējam ar palielinātu slīdi, kāds nepieciešams slīdes regulēšanai. Ātruma regulēšana ar sprieguma maiņu ir nodērīga tikai ātruma samazināšanai zem nominālā ātruma. Tā kā ātrumu samazina, palielinot slīdi, ievērojami pieaug rotora zudumi (sk. vienādojumu (3.12.)). Rotora silšana ir nopietna problēma, un mašīnas efektivitāte ir zema. Minētie sarežģījumi liedz izmantot šādu metodi ventilatora tipa slodzēm, kam raksturīgs straujš momenta samazinājums līdz ar ātruma kritumu, tādēļ parasti nepieciešams izmantot D tipa dzinējus ar palielinātu slīdi. Iespējams pierādīt, ka ventilatora tipa slodzei (kurai moments proporcionāls sprieguma kvadrātam) vislielākā rotora silšana notiek pie ātruma $2/3$ a. v. Šādā visnelabvēlīgākajā gadījumā rotora jaudas zudumi

$$P_{2,\max} = \frac{0,147P_{2,\text{nom}}}{s_{\text{nom}}(1 - s_{\text{nom}})^2}, \quad (3.29.)$$

kur $P_{2,\text{nom}}$ ir rotora zudumi pie nominālā momenta un ātruma un s_{nom} ir nominālā slīde. Ievērojiet, ka, ja nominālā slīde $s_{\text{nom}} = 0,02$ a. v., vissliktākajā gadījumā rotora zudumi ir 7 reizes lielāki nekā nominālie, turpretim palielinātas slīdes mašīnai ar $s_{\text{nom}} = 0,20$ a. v. vissliktākajā gadījumā rotora zudumi tikai 1,15 reizes pārsniedz nominālos zudumus. Tas norāda, ka tad, ja ātrumu regulē ar sprieguma maiņu, nepieciešams izmantot D tipa mašīnas ar palielinātu slīdi.



3.18. attēls. Mehāniskās raksturliktnes pie konstantas frekvences un mainīga sprieguma un ventilatora tipa slodzes raksturliktne.

3.7.2. Ātruma regulēšana ar frekvences maiņu

Lai analizētu darbību ar mainīgu frekvenci, ekvivalento shēmu ir noderīgi pārveidot uz tādu, kas dota 3.19. attēlā. Ievērojiet, ka, ja slīdes frekvence ω_e (rotorā inducētās strāvas faktiskā frekvence) tiek uzturēta nemainīga, tad:

- 1) pretestība Z_g un Z_s ir lineāri atkarīga no frekvences;
- 2) I_s sadalījums strāvā I_r un I_m nav atkarīgs no frekvences;
- 3) r_s ietekmes dēļ Z_1 nav lineāra funkcija no frekvences.

Tāpēc mašīnas darbību pie nemainīgas ω_e vērtības ir viegli analizēt, ja neievēro statora aktīvās pretestības r_s ietekmi. Lielākoties tā var darīt, izņemot gadījumus, kad frekvence ir ļoti zema. Piemēram, režīmam ar mainīgu frekvenci, bet konstantu spriegumu raksturīgas šādas iezīmes (pretestība r_s netiek ievērota, t. i., nemainīgs tiek uzturēts E_s , nevis U_s):

- 1) strāva ir apgriezti proporcionāla frekvencei (tāpēc ka Z_s ir proporcionāla frekvencei);

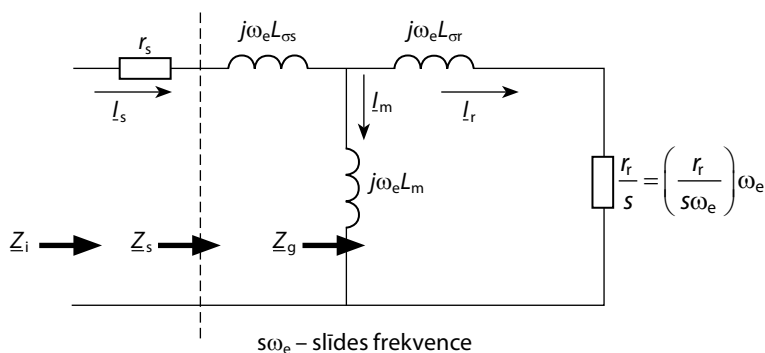
- 2) moments ir apgriezti proporcionāls frekvences kvadrātam (tāpēc ka elektromagnētiskā jauda ir apgriezti proporcionāla frekvencei);
- 3) sinhronais ātrums ir proporcionāls frekvencei.

Tādējādi šādā režīmā dzinēja magnētiskā plūsma mainās aptuveni apgriezti proporcionāli frekvencei (atbilstoši Faradeja likumam), un kopumā tas ir noderīgi tikai darba režīmiem virs nominālās frekvences. Attiecīgās mehāniskās raksturlieknes dotas 3.20. attēlā. Faktisko raksturliekņu formu ietekmē arī statora aktīvā pretestība un piesātinājuma izraisītais magnetizēšanas induktīvās pretestības samazinājums pie zemas frekvences.

Režīmam, kurā uztur nemainīgu attiecību starp spriegumu un frekvenci ($U/f = \text{const}$), raksturīgas šādas iezīmes:

- 1) strāva nav atkarīga no frekvences (tāpēc ka gan E_s , gan Z_s ir proporcionāli frekvencei);
- 2) moments nav atkarīgs no frekvences (tāpēc ka elektromagnētiskā jauda ir proporcionāla frekvencei);
- 3) sinhronais ātrums ir proporcionāls frekvencei.

Šajā gadījumā dzinēja magnētiskā plūsma gandrīz nemainās, kas ļauj iegūt noderīgas darbības raksturlieknes plašā ātruma diapazonā gan virs, gan zem nominālās frekvences. Tipiska mehānisko raksturliekņu saime ir dota 3.24. attēlā. Kā redzams grafikā, pie zemas frekvences statora aktīvā pretestība samazina strāvu un momentu.



3.19. attēls. Ekvivalentā shēma režīmam ar regulējamu frekvenci.

3.7.3. Režīms ar konstantu sprieguma un frekvences attiecību un nemainīgu griezes momentu

Ātruma regulēšanai ar frekvences maiņu īpaši svarīgs ir tāds režīms, kurā attiecību U/f uztur nemainīgu, jo tas ir tuvināti līdzvērtīgi dabiskās (nominālā darba režīma) raksturlieknes paralēlai pārnesei uz augšu vai leju, nemainot liķnes formu.

3.22. attēlā ir ilustrēta līknes paralēlā pārnese ideālā gadījumā, ja statora aktīvā pretestība r_s ir nulle. Pretestības r_s ietekme ir attēlota grafikos 3.23. att. un 3.24. att. Šīs līknes ir normalizētas, izmantojot *rotora īsslēguma laika konstanti*

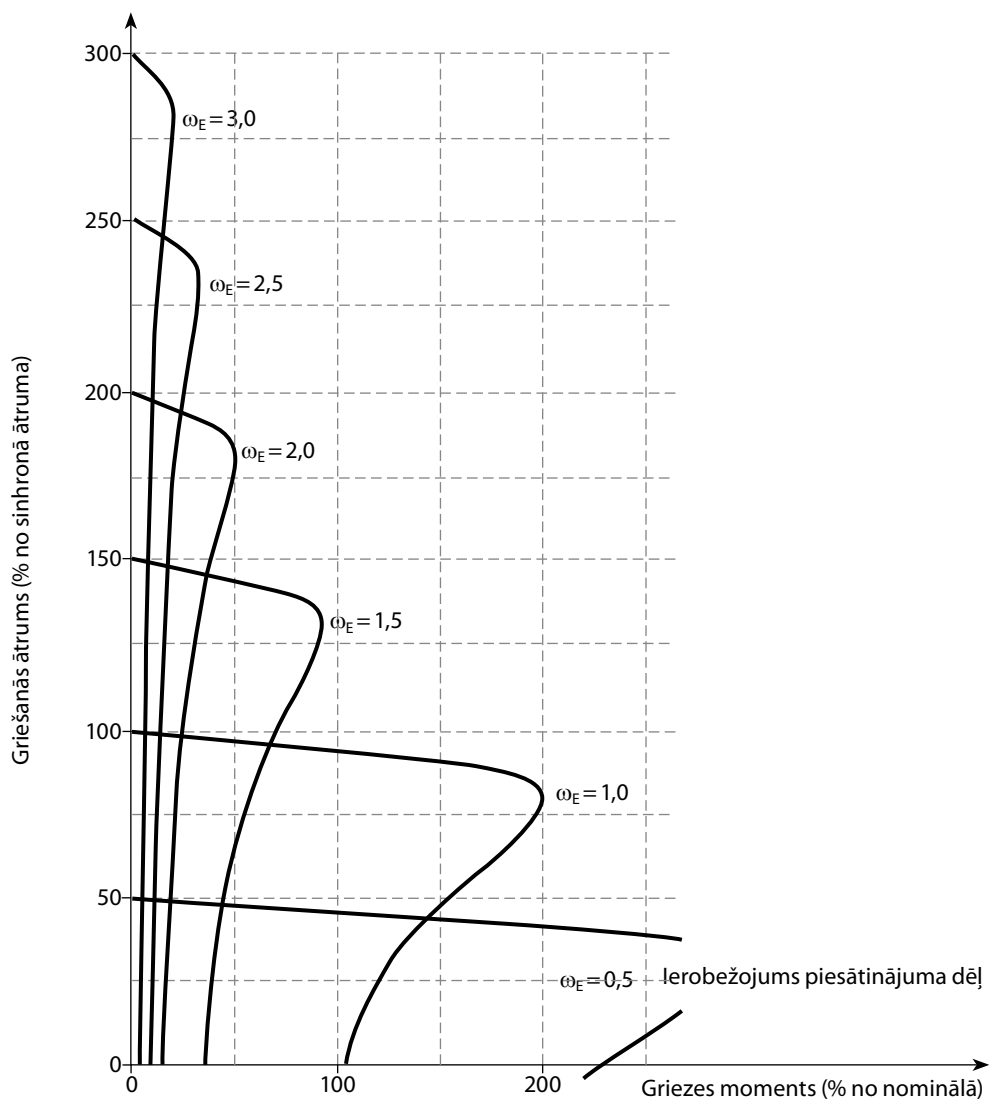
$$\tau_r' = \frac{L_{\sigma s} + L_{\sigma r}}{r_r} \quad (3.30.)$$

un izkliedes koeficientu

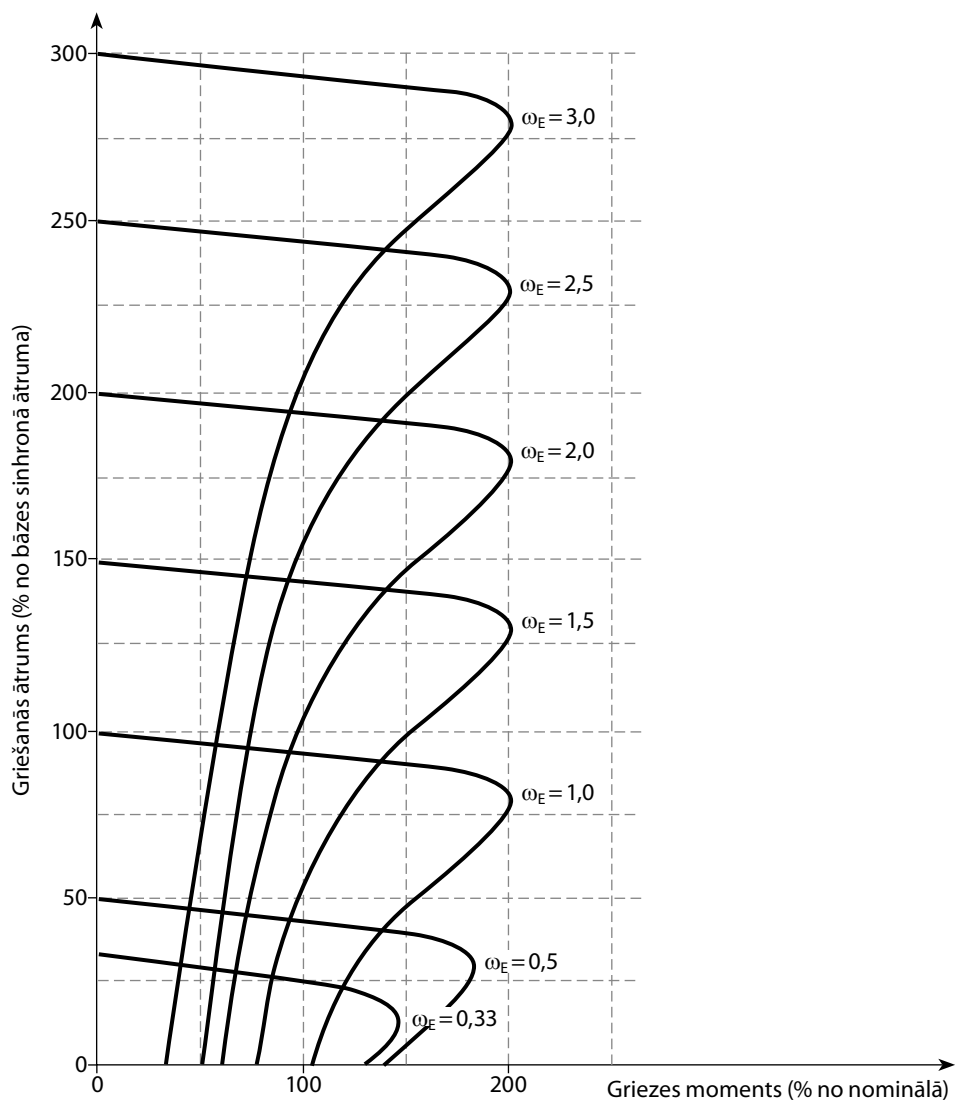
$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}.$$

Rezultātā iegūtā bezdimensionālā ātruma ass skala ļauj uzlūkot raksturlīknes kā “universālas” līknes, kuras atspoguļo plašu mašīnu loku ar dažādu jaudu un darba frekvenci. Tā, piemēram, kā redzams 3.25. attēlā, mazjaudas dzinēju laika konstantes τ_r' vērtība ir salīdzinoši maza: 5–10 ms. Līdz ar to darba režīmos ar 60 Hz frekvenci sinhronā ātruma normalizētā vērtība $\omega_b \tau_r'$ ir diapazonā no 2 līdz 4, kā rezultātā darba punkti uz raksturlīknēm 3.23. att. un 3.24. att. atrodas grafika lejasdaļā. Tāpēc r_s ietekme ir ļoti izteikta un turklāt pieaug, frekvencei samazinoties zem 60 Hz. Turpretim lieljaudas (1000 ZS jeb 745,7 kW) mašīnām laika konstante var būt pat 10 reizes lielāka (50–100 ms, sk. 3.25. att.) un attiecīgi normalizētā sinhronā ātruma $\omega_b \tau_r'$ vērtība ir 20–40. Tādējādi lieljaudas mašīnām atbilst raksturlīknes grafika augšdaļā (3.23. att. un 3.24. att.), pat darbojoties ar 60 Hz frekvenci. Tādām mašīnām ir gandrīz ideālas raksturlīknes (kā 3.22. attēlā) arī pie zemām frekvencēm, līdz pat 5–10 Hz. Nenoslēgtās regulējama ātruma piedziņas sistēmās statora aktīvās pretestības ietekmi parasti kompensē ar kāda veida *sprieguma paaugstinātāju*, ko konkrēti izvēlas parasti lietotājs atbilstoši dzinēja slodzes raksturam.

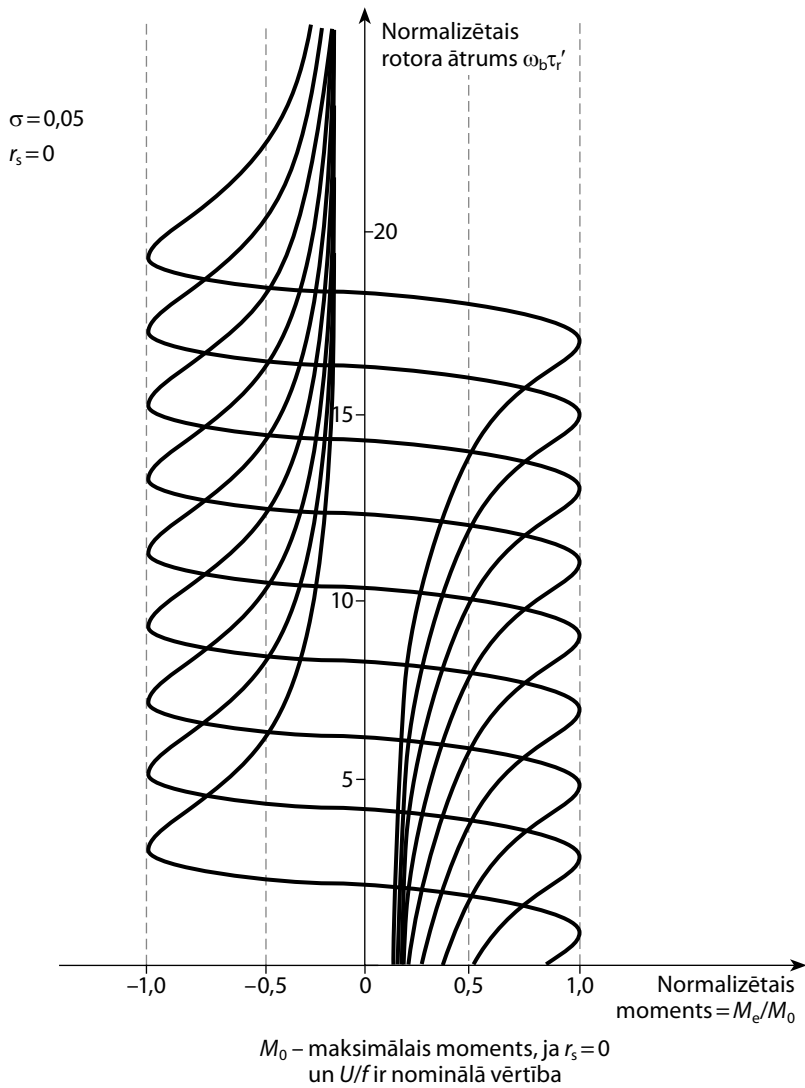
3.23. un 3.24. attēlā redzamās līknes grafiski ilustrē būtisko atšķirību starp maksimālo momentu dzinēja režīmā un ģeneratora režīmā, ko izraisa statora aktīvā pretestība. Šī starpība kļūst ļoti liela pie zemas frekvences, kad mašīnas inductīvās pretestības ir mazas un līdz ar to mašīnas pilno pretestību galvenokārt nosaka aktīvā pretestība.



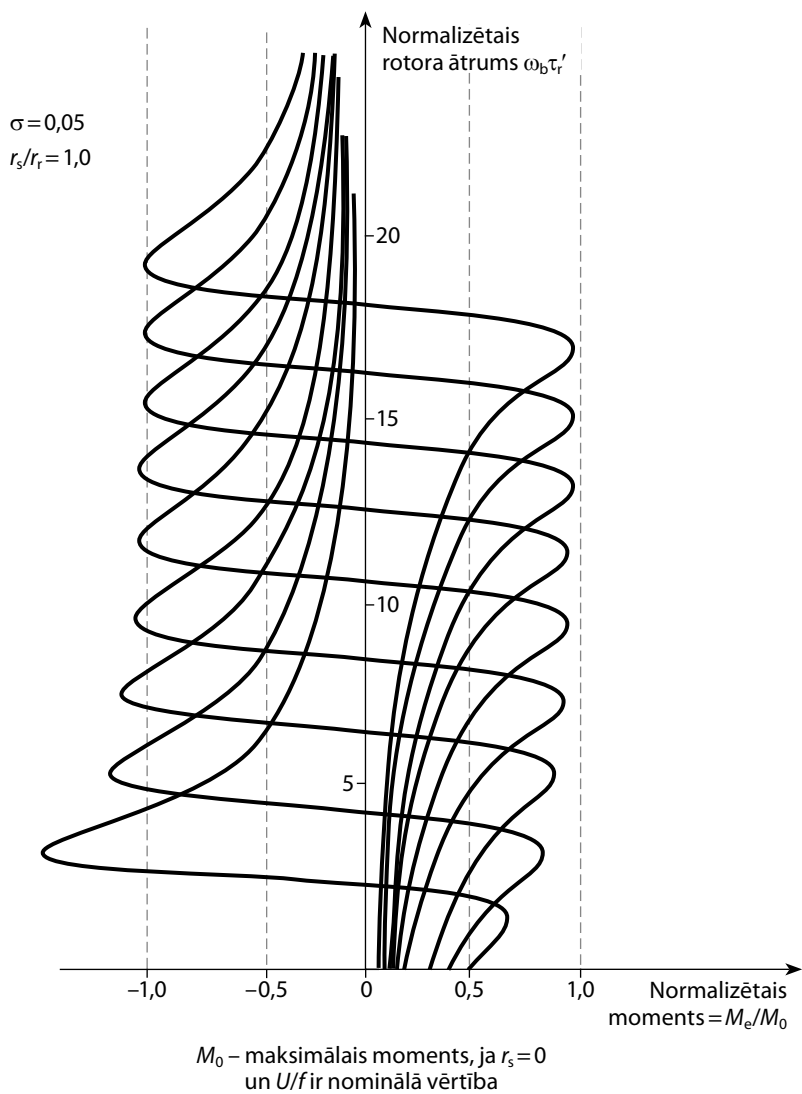
3.20. attēls. Mehāniskās raksturlieknes darba režīmiem ar nominālo spriegumu un regulējamu frekvenci.



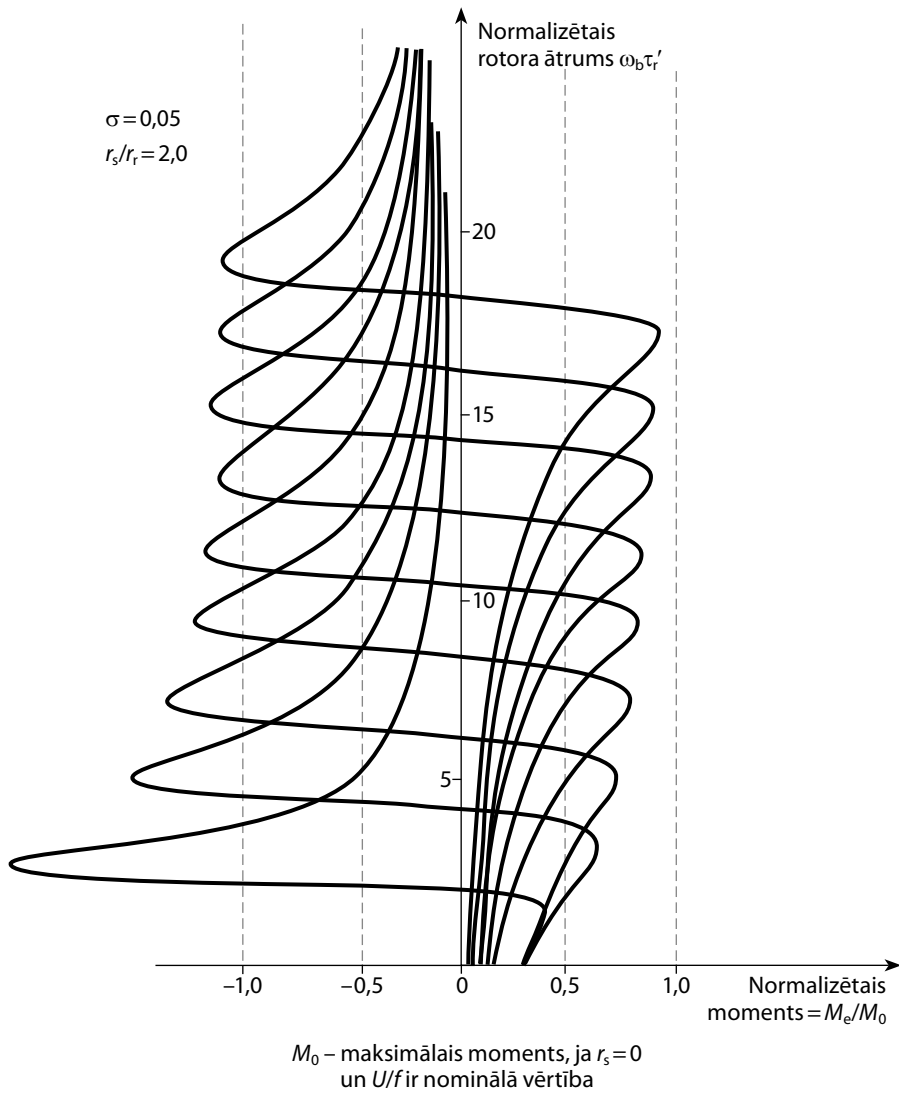
3.21. attēls. Mehāniskās raksturlīknes darba režīmiem ar konstantu U/f un regulējamu frekvenci.



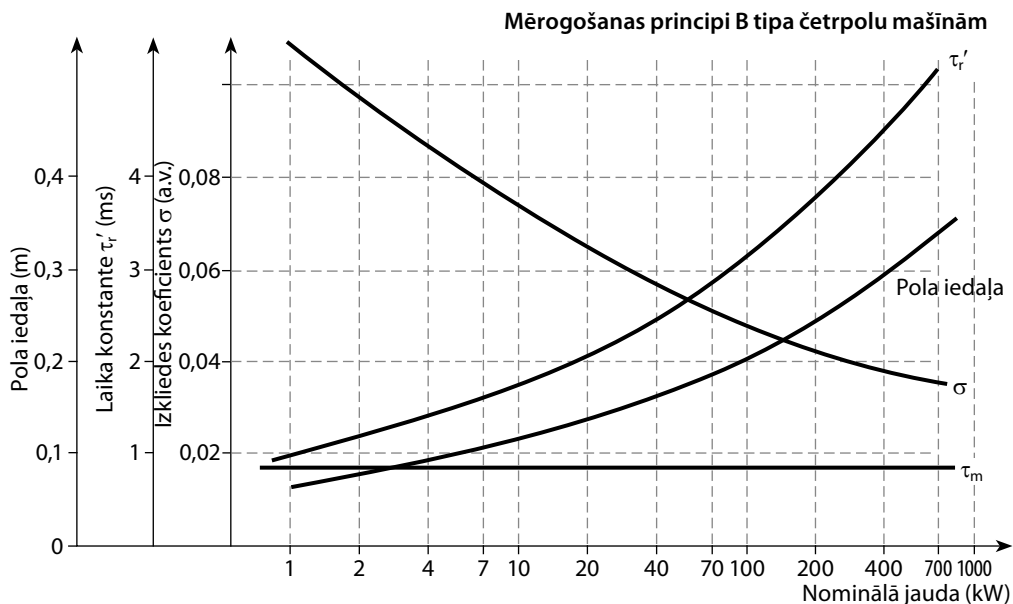
3.22. attēls. Mehāniskās raksturlīknes darba režīmiem ar konstantu U/f attiecību, ja statora aktīvā pretestība ir nulle un U/f ir nominālā vērtība.



3.23. attēls. Mehāniskās raksturlienes darba režīmiem ar konstantu U/f attiecību, ja U/f ir nominālā vērtība un statoram un rotoram ir vienāda aktīvā pretestība.



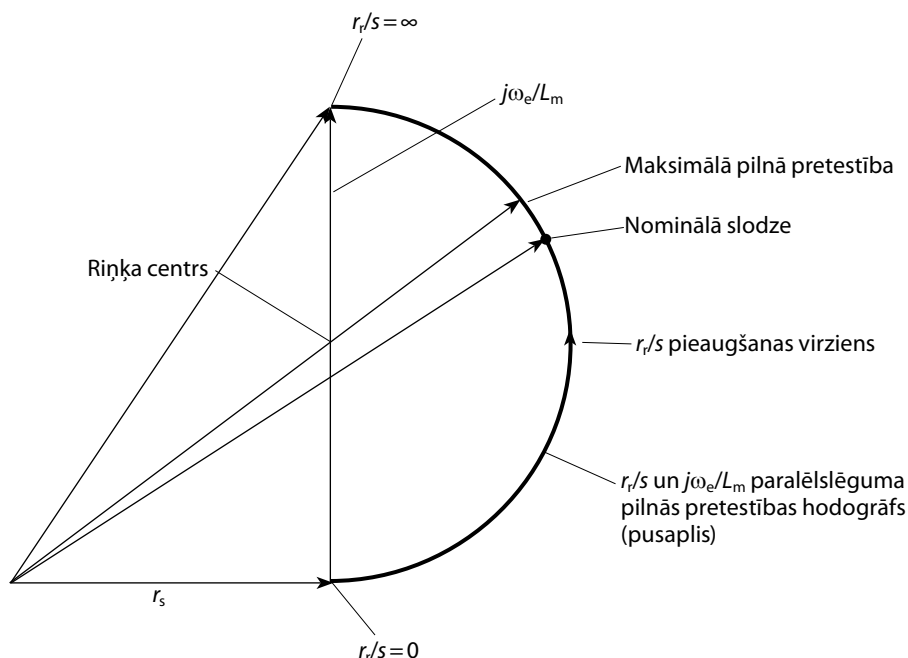
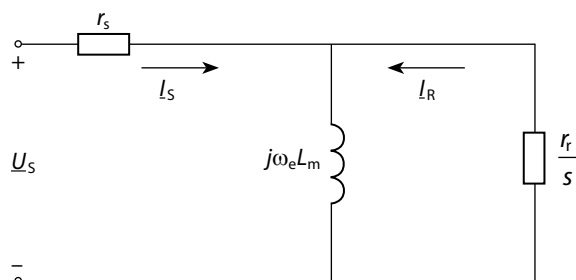
3.24. attēls. Mehāniskās raksturlīknes darba režīmiem ar konstantu U/f attiecību, ja U/f ir nominālā vērtība un statora aktīvā pretestība ir liela.



3.25. attēls. Raksturīgie pārejas procesa parametri vispārējās nozīmes (B tipa) asinhronajām mašīnām.

3.7.4. Zemas frekvences strāvas anomālija

Pie ļoti zemas frekvences, kad statora aktīvā pretestība kļūst par noteicošo daļu no dzinēja ieejas pilnās pretestības, dzinēja strāva iegūst neparastu raksturu – strāvas vērtība pie nominālā momenta ir mazāka nekā strāvai pie nulles momenta. Šo neparasto uzvedību faktiski ir iespējams paredzēt, balstoties tikai uz parasto ekvivalento shēmu, – nav nepieciešams aplūkot nelineārus otrās kārtas procesus, piemēram, magnētisko piesātinājumu. Skaidrojums ir parādīts 3.26. attēlā.



3.26. attēls. Zemas frekvences strāvas anomālija.

Vienkāršības labad izkļiedes induktīvās pretestības netiek ievērotas, jo pie zemas frekvences tās, protams, ir mazas. Shēma ir balstīta uz faktu, ka lineārā ķēdē ar vienu mainīgu elementu pilnās pretestības hodogrāfs vienmēr veido daļu no riņķa. Šajā gadījumā paralēli slēgto pretestību $j\omega_e L_m$ un r_r/s hodogrāfs ir pusaplis ar rādiusu $j\omega_e L_m$. Pretestību diagrammai pievieno arī statora pretestību, un tādējādi tiek iegūta dzinēja ieejas pilnā pretestība. To attēlo vektors, kas sākas vektora r_r sākumpunktā un beidzas uz kāda pusapļa punkta atkarībā no r_r/s vērtības. Maksimālā pilnā pretestība (minimālā strāva) novērojama tad, kad ieejas pilnās pretestības vektors šķērso riņķa centru. Ja salīdzinājumā ar induktīvo pretestību $j\omega_e L_m$ statora aktīvā pretestība ir maza, maksimālā pilnā pretestība tiks iegūta ļoti tuvu tukšgaitas punktam. Tā ir ierasta situācija pie normālas frekvences. Tomēr, kad frekvence ir ļoti zema, diagramma iegūst tādu konfigurāciju kā 3.26. attēlā un

rezultējošā minimālā strāva var parādīties krietni tālu no tukšgaitas punkta, tādējādi novedot pie iepriekš minētās anomālās uzvedības.

Šāda neparasta uzvedība pati par sevi nav nozīmīga problēma – dzinējs turpina darboties, un sprieguma kritumu statora aktīvajā pretestībā iespējams kompensēt ar *sprieguma paaugstinātāju*. Tomēr šī parādība norāda, ka, sistēmā paredzot *I_r* kompensēšanu pie zemām frekvencēm, rūpīga uzmanība jāpievērš strāvas fāzes leņķim. Skaidrs, ka vienkārša *I_r* kompensēšana atkarībā tikai no strāvas amplitūdas iepriekš minētajos apstākļos dotu pilnīgi nepareizu sprieguma paaugstinājumu. Jo īpaši svarīgi tas ir rekuperatīvās piedziņas sistēmās, kurām ir liela atšķirība starp griezes momentu dzinēja un ģenerators režīmā, kā redzams 3.23. un 3.24. attēlā. Līdz ar to noteikti ir nepieciešams noteikt arī strāvas fāzi.

3.7.5. Attiecināto vienību sistēmas izmantošana režīmiem ar regulējamu frekvenci

Jāpievērš īpaša uzmanība, ja attiecināto vienību sistēmu izmanto asinhrono mašīnu režīmiem ar regulējamu frekvenci. Aplūkojot attiecināto vienību sistēmu iepriekš, 3.5.7. sadaļā, tika pieņemts, ka mašīnas barošana notiek ar konstantu tīkla frekvenci (t. i., 60 Hz), un bāzes leņķiskā frekvence tika izteikta ar nominālo elektrisko frekvenci: $\omega_b = \omega_{nom} = 2\pi f_{nom}$. Darbībai ar mainīgu frekvenci ir lietderīgi visus trīs galvenos bāzes lielumus (U_b , P_b un ω_b) saglabāt konstantus un vienāds ar nominālo vērtību, neskatoties uz to, ka barošanas frekvence ω_e ir mainīga (sk. vienādojumus (3.16.)–(3.18.)). Tā rezultātā arī visi atvasinātie bāzes lielumi (I_b , Z_b , ω_{mb} un M_b) ir konstanti.

Šāda pieeja tiešā veidā ietekmē asinhronās mašīnas ekvivalentās shēmas attēlojumu attiecinātajās vienībās (sk. 3.8. att.), jo visas trīs induktīvās pretestības ir lineāri proporcionālas barošanas frekvencei. To var ērti atspoguļot, izsakot arī barošanas frekvenci attiecinātajās vienībās:

$$\beta = \frac{\omega_e}{\omega_b} \quad (3.31.)$$

tā, ka $\beta = 1$ tad, kad barošanas frekvence ir vienāda ar nominālo vērtību. Tā kā bāzes pilnā pretestība $Z_b = \text{const}$, mainīgā barošanas frekvence neietekmē statora un rotorā aktīvo pretestību r_s un r_r , kā arī dzinēja magnētisko zudumu aktīvo pretestību r_m . Savukārt magnetizēšanas induktīvā pretestība tagad jāizsaka šādi:

$$\frac{\omega_e L_m}{Z_b} = \frac{\beta \omega_b L_m}{Z_b} = \beta X_M \text{ (a. v.)}, \quad (3.32.)$$

kur X_M ir magnetizēšanas induktīvā pretestība, izteikta a. v. pie bāzes (nominālās) barošanas frekvences⁹. Tādējādi konkrētai mašīnai parametrs X_M ir konstants (ja neievēro magnētisko piesātinājumu), bet magnetizēšanas induktīvās pretestības atkarība no barošanas frekvences tiek ievērota ar koeficientu β (3.32.). Līdzīgi arī statora un rotora izkliedes induktīvo pretestību var izteikt attiecinātajās vienībās, ievērojot mainīgās barošanas frekvences ietekmi:

$$\text{statora izkliedes induktīvā pretestība} = \beta X_{\sigma S} \text{ (a. v.);} \quad (3.33.)$$

$$\text{rotora izkliedes induktīvā pretestība} = \beta X_{\sigma R} \text{ (a. v.).} \quad (3.34.)$$

Noderīgi aplūkot arī to, kā mainās slīdes vienādojums režīmiem ar mainīgu frekvenci. Slīdes pamatizteiksme (3.5.) nemainās, taču to iespējams pārveidot, lai ievērotu mainīgās barošanas frekvences ietekmi:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\beta \omega_b} = \frac{S}{\beta}, \quad (3.35.)$$

kur S ir slīdes frekvences attiecība pret bāzes leņķisko frekvenci, tātad tā ir faktiskā frekvence a. v., kas nav atkarīga no barošanas frekvences.

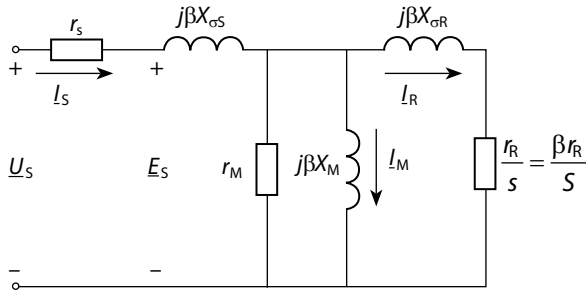
Interesanti un būtiski ievērot, ka, mainot barošanas frekvenci pie konstantas slīdes frekvences ω_{sl} , slīde mainās proporcionāli $1/\beta$. Izmantojot vienādojumu (3.35.), asinhronās mašīnas ekvivalentās shēmas (3.8. att.) rotora aktīvo pretestību var izteikt šādi:

$$\frac{r_R}{s} = \frac{r_R}{\left(\frac{\omega_{sl}}{\beta \omega_b}\right)} = \frac{\beta r_R}{S} \text{ (a. v.).} \quad (3.36.)$$

Šī izteiksme ir bezdimensionāla, tā kā ir pieņemts, ka rotora aktīvā pretestība r_R ir jau normalizēta, izmantojot bāzes pilno pretestību Z_b , un arī a. v. izteiktā slīde S , protams, ir bezdimensionāls lielums.

Balstoties uz iepriekš iegūtajiem rezultātiem, asinhronās mašīnas vienas fāzes tradicionālo ekvivalento shēmu (3.8. att.) iespējams pārzīmēt, izmantojot a. v. sistēmā izteiktos lielumus, kuros ar koeficienta β palīdzību ir nepārprotami atspoguļota mainīgās barošanas frekvences ietekme. Atbilstošā shēma dota 3.27. attēlā.

⁹ Pievērsiet uzmanību, ka β ir identisks attiecinātajās vienībās izteiktai leņķiskajai frekvencei ω_E . Jauns simbols ir ieviests, lai izvairītos no mulsinošiem apzīmējumiem. Piemēram, ja ω_E izmantotu izteiksmē (3.33.), tā izskatītos šķietami nepareiza: "statora izkliedes induktīvā pretestība = $\omega_E X_{\sigma S}$ ".



3.27. attēls. Asinhronās mašīnas ekvivalentā shēma attiecinātajās vienībās, ievērojot mainīgās barošanas frekvences ietekmi.

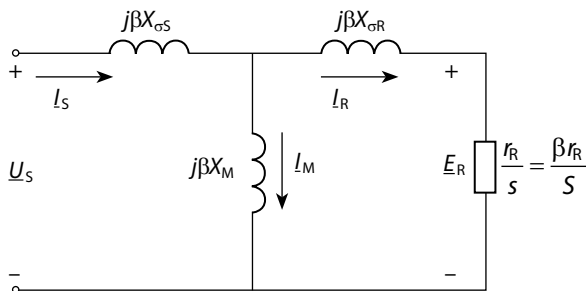
Arī griezes momentu var izteikt attiecinātajās vienībās, balstoties uz momenta vienādojumu (3.12.), normalizējot to ar atvasinātajiem bāzes lielumiem (3.19.)–(3.22.) un tad izmantojot izteiksmi (3.31.) un (3.35.):

$$M_{\text{VID}} = \frac{M_e}{M_b} = \frac{3p \frac{I_r^2 r_r}{s \omega_e}}{3p \frac{I_b^2 Z_b}{\omega_b}} = \frac{\left(\frac{I_r}{I_b}\right)^2 \left(\frac{r_r}{Z_b}\right)}{\frac{s \omega_e}{\omega_b}}, \quad (3.37.)$$

no kā izriet, ka

$$M_{\text{VID}} = \frac{I_r^2 r_r}{S} \text{ (a. v.)}. \quad (3.38.)$$

Momenta izteiksme a. v. ir interesanta, jo tā norāda, ka moments nav atkarīgs no barošanas frekvences (t. i., β neparādās pēdējā izteiksmē), ja gan rotora strāvas amplitūda I_r , gan slīdes frekvence ω_{sl} tiek uzturēta konstanta. Ievērojiet arī to, ka normalizācija ļauj izslēgt no momenta izteiksmes gan mašīnas fāžu, gan polu pāru skaitu.



3.28. attēls. Vienkāršota asinhronās mašīnas ekvivalentā shēma attiecinātajās vienībās, neievērojot statora aktīvās pretestības un serdes zudumu ietekmi.

Ja statora pretestība r_s ir pietiekami maza un dzinēja magnētisko zudumu pretestība r_m ir pietiekami liela, lai to ietekmi neievērotu, tad ekvivalento shēmu a. v.

3.27. attēlā iespējams vienkāršot uz 3.28. attēlā doto. Šādu shēmu parasti izmanto paaugstinātas barošanas frekvences gadījumā, kad β ir tik liels, ka pilnās pretestības reaktīvās komponentes gūst skaitlisku pārsvaru pār statora aktīvās pretestības vērtību. Ievērojiet, ka, ja slīdes frekvence ω_{sl} tiek uzturēta konstanta, visas pretestības ir proporcionālas barošanas frekvencei, uz ko norāda koeficients β . Ja statoram pievadītā sprieguma amplitūda U_s tiek noregulēta tā, lai tā būtu proporcionāla barošanas frekvencei:

$$U_s = kU_0\beta \text{ (a.v.)}, \quad (3.39.)$$

kur U_0 ir bezdimensionāla konstante, tad, mainoties barošanas frekvencei, mašīnas statora un rotora strāvas amplitūda I_s un I_R paliks nemainīga pie nosacījuma, ja slīdes frekvence tiek uzturēta konstanta. Šādos apstākļos konstants ir arī moments (3.37). Iegūtie rezultāti ir tieši tādi paši kā 3.7.2. sadaļā, kur aplūkojam režīmus ar nemainīgu U/f vērtību. Tam nevajadzētu būt pārsteigumam, ja ievēro to, ka statora barošanas sprieguma amplitūdas maiņa atbilstoši (3.39.) precīzi atbilst režīmam ar $U/f = \text{const}$.

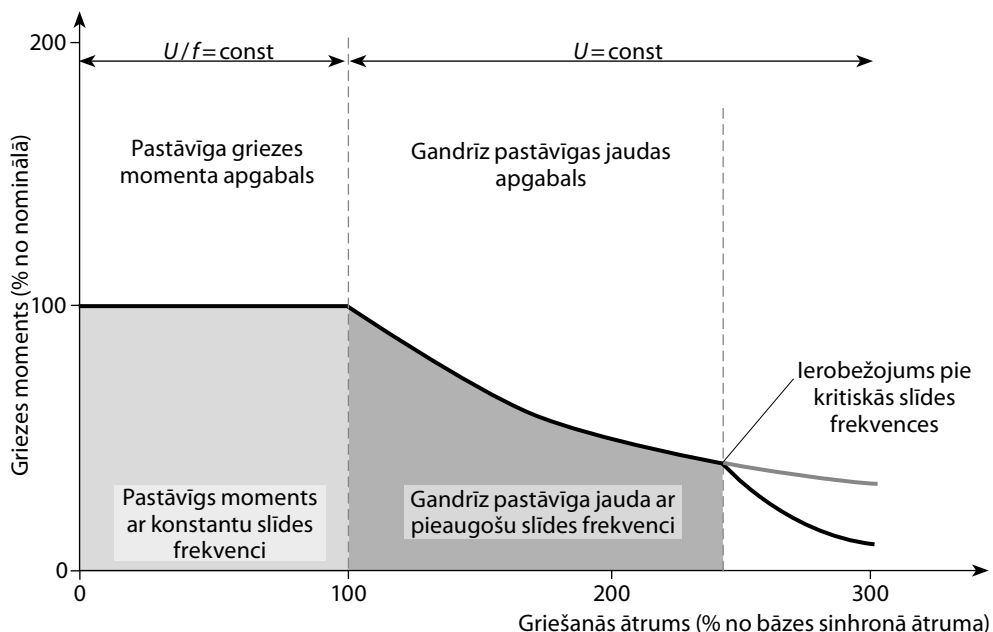
Noslēgumā ir vērts piebilst, ka konstante k vienādojumā (3.39.) faktiski ir vienāda ar statora magnētiskās plūsmas vērtību a. v. (pieņemot, ka statora aktīvā pretestība ir niecīga). U_0 vērtību parasti izvēlas vienādu ar 1, lai pie nominālās frekvences ($\beta = 1$) arī spriegumam būtu nominālā vērtība ($U_s = 1$ a.v.).

3.7.6. Darba raksturliķnes

Ja asinhrono mašīnu darbina regulējamas frekvences barošanas avots, tās darba raksturliķne ir ļoti līdzīga līdzstrāvas mašīnas raksturliķnei. *Pastāvīga griezes momenta apgabals* zem bāzes ātruma ir identisks līdzstrāvas gadījumam; jebkādu momenta vērtību no nulles līdz nominālajai iespējams nodrošināt, nepārsniedzot statora nominālo strāvu. Režīmiem virs bāzes ātruma *pastāvīgas jaudas apgabalu* apksimēti attēlo ar konstanta sprieguma un konstantas strāvas (nemainīgu kVA) robežliķni, kas lielākajā daļā gadījumu ir ļoti līdzīga attiecīgajai līdzstrāvas mašīnas pastāvīgas jaudas robežliķnei.

Režīmos zem bāzes ātruma mašīna tiek darbināta ar konstantu sprieguma un frekvences attiecību ($U/f = \text{const}$). Tad, kā jau teikts iepriekš, pie jebkādas noteiktas slīdes frekvences $s\omega_e$ vērtības moments un strāva nemainās un saglabā savu vērtību neatkarīgi no darba frekvences. Tāpēc robežliķni iegūst pie nominālās slīdes frekvences, un tā atbilst nemainīgai nominālās strāvas un nominālā momenta vērtībai. Tādējādi ar jebkuru griešanās ātrumu iespējams iegūt nominālo momentu, ja vien nemainās dzesēšanas efektivitāte. Praksē neliels momenta samazinājums pie ļoti zema ātruma ir normāla parādība, ja vien netiek izmantota neatkarīga dzesēšanas sistēma, kuras darbība nav atkarīga no griešanās ātruma. 3.29. attēlā dota darba

raksturlikne apgabalam zem bāzes ātruma ar konstantu momentu un konstantu slīdes frekvenci.



3.29. attēls. Asinhronās mašīnas darba raksturlikne režīmiem ar regulējamu frekvenci.

Režīmos virs bāzes ātruma mašīna tiek darbināta ar konstantu spriegumu līdzīgi kā līdzstrāvas gadījumā. Sprieguma ierobežojumu parasti nosaka maksimālais spriegums, kāds iegūstams no energopārveidotāja; ja būtu pieejams lielāks spriegums, mašīnu varētu darbināt arī ar augstāku spriegumu pie $U/f = \text{const}$. Tāpat kā līdzstrāvas gadījumā, robežlikni nosaka pieejamais moments pie nominālās sprieguma un strāvas vērtības. Līdzstrāvas mašīnai konstants spriegums un strāva atbilst pastāvīgai jaudai, un, regulējot magnētisko plūsmu (to samazinot $\sim 1/\omega_r$), iegūst tādu faktisko pastāvīgas izejas jaudas raksturlikni, ka moments samazinās $\sim 1/\omega_r$. Taču asinhronajai mašīnai, kā jau minēts iepriekš, konstants spriegums un strāva norāda tikai uz nemainīgiem kVA. Lai gan mašīnas magnētiskā plūsma samazinās $\sim 1/\omega_r$, moments ir atkarīgs no plūsmas kvadrāta un pie nemainīgas slīdes frekvences tas kristos $\sim 1/\omega_r^2$. Tādēļ, lai, pieaugot frekvencei, pie konstantas izejas jaudas uzturētu nepieciešamo momenta līmeni, mašīnu nepieciešams darbināt ar palielinātu slīdes frekvenci. Lai gan režīmos ar palielinātu slīdes frekvenci robežlikne tiecas uz konstantu jaudu, faktiskā raksturlikne tikai tuvināti atbilst pastāvīgai jaudai. Šis *gandrīz pastāvīgas jaudas apgabals* ir parādīts 3.29. attēlā. Pastāv divas galvenās atšķirības starp asinhronās mašīnas un līdzstrāvas mašīnas pastāvīgas jaudas apgabalu:

- 1) asinhronajai mašīnai šim apgabalam ir elektriski ierobežojumi, bet līdzstrāvas mašīnai tas ir teorētiski neierobežots (ja neņem vērā mehāniskos ierobežojumus);
- 2) asinhronajai mašīnai šis apgabals tikai tuvināti atbilst pastāvīgai jaudai, turpretim līdzstrāvas mašīnai šī atbilde ir precīza.

Pirmā atšķirība rodas tāpēc, ka asinhronajai mašīnai, kuru darbina sprieguma avots, ir ierobežots maksimālais moments. Frekvencei pieaugot, maksimālais moments samazinās tai proporcionāli (sk. vienādojumu (3.24.)). Tādēļ pastāv aptuvena augšējā robeža darbībai ar pastāvīgu jaudu tajā punktā, kur maksimālais moments, kas mainās $\sim 1/\omega_r$, nokrītas zem momenta vērtības, kāda nepieciešama pastāvīgai jaudai, kura mainās $\sim 1/\omega_r^2$. Izsakot matemātiski:

$$M_{ef}(\omega) = \frac{M_{\max, \text{nom}}}{\left(\frac{\omega_r}{\omega_{\text{nom}}}\right)^2}, \quad (3.40.)$$

kur $M_{\max, \text{nom}}$ – maksimālais moments pie nominālās frekvences un sprieguma un ω_{nom} – nominālā elektriskā leņķiskā frekvence, un

$$M_{ef}(\omega) = \frac{M_{\text{nom}}}{\left(\frac{\omega_r}{\omega_{\text{nom}}}\right)}, \quad (3.41.)$$

kur M_{ef} – moments, kāds nepieciešams pastāvīgai jaudai, un M_{nom} – nominālais moments.

Izteiksmi (3.40.) var izvērst, izmantojot (3.41.), un tad pārkārtot, lai noteiktu frekvences augšējo robežvērtību ω_{\max} darbības diapazonam ar pastāvīgu jaudu:

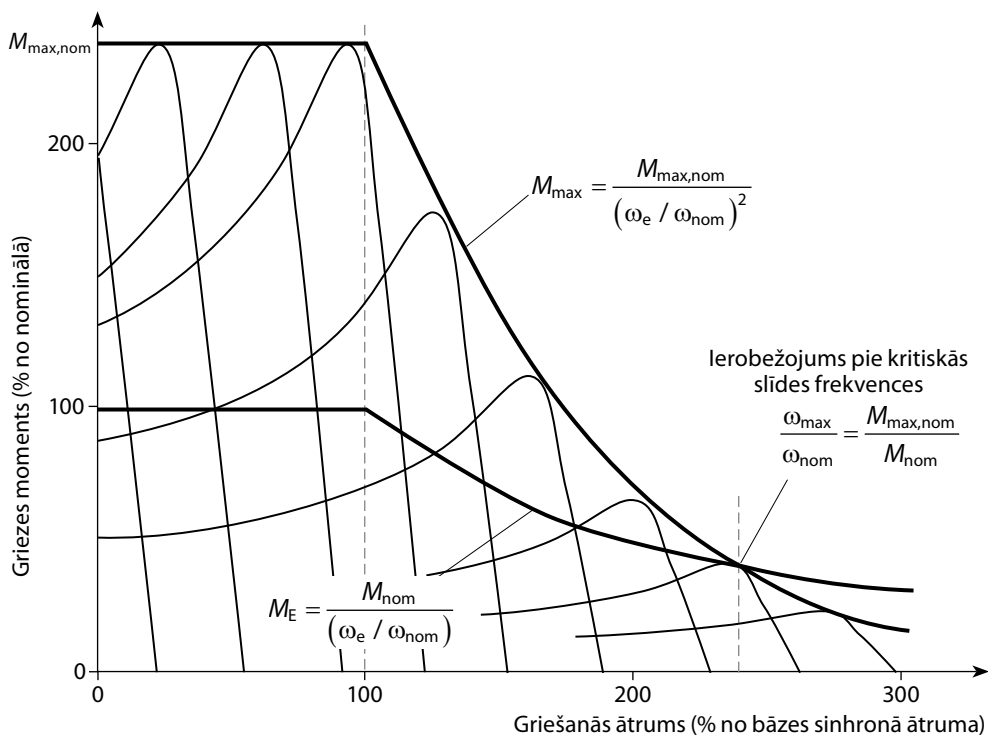
$$\omega_{\max} = \frac{M_{\max, \text{nom}} \omega_{\text{nom}}}{M_{\text{nom}}}. \quad (3.42.)$$

Attiecību starp ω_{\max} un nominālo frekvenci ω_{nom} sauc par *pastāvīgas jaudas ātruma attiecību* ($CPSR^{10}$):

$$\frac{\omega_{\max}}{\omega_{\text{nom}}} = \frac{M_{\max, \text{nom}}}{M_{\text{nom}}} = CPSR. \quad (3.43.)$$

Tādējādi $CPSR$ vērtība, kas atspoguļo ātruma diapazonu režīmiem ar pastāvīgu jaudu, nedrīkst pārsniegt attiecību $M_{\max, \text{nom}}/M_{\text{nom}}$, kas lieljaudas mašīnām parasti ir ap 2 un mazjaudas mašīnām – aptuveni 3. Šie apsvērumi ilustrēti 3.30. attēlā.

¹⁰ $CPSR$ – constant power speed ratio (angļu val.).



3.30. attēls. Augšējā robežlīkne režīmiem ar pastāvīgu jaudu.

Faktu, ka asinhronās mašīnas robežlīkne tikai aptuveni atbilst pastāvīgas jaudas režīma raksturlīknei, var izskaidrot, analizējot ekvivalentās shēmas uzvedību gadījumā, ja palielina frekvenci un spriegumu nemaina. Robežlīkne atbilst tādām režīmiem, kurā gan spriegumam, gan strāvai tiek uzturēta nominālā vērtība, palielinot slīdes frekvenci, ja pieaug statora frekvence. Lai statora strāvu I_s uzturētu konstantu (sk. 3.31. att. un 3.1. tab.), nepieciešams:

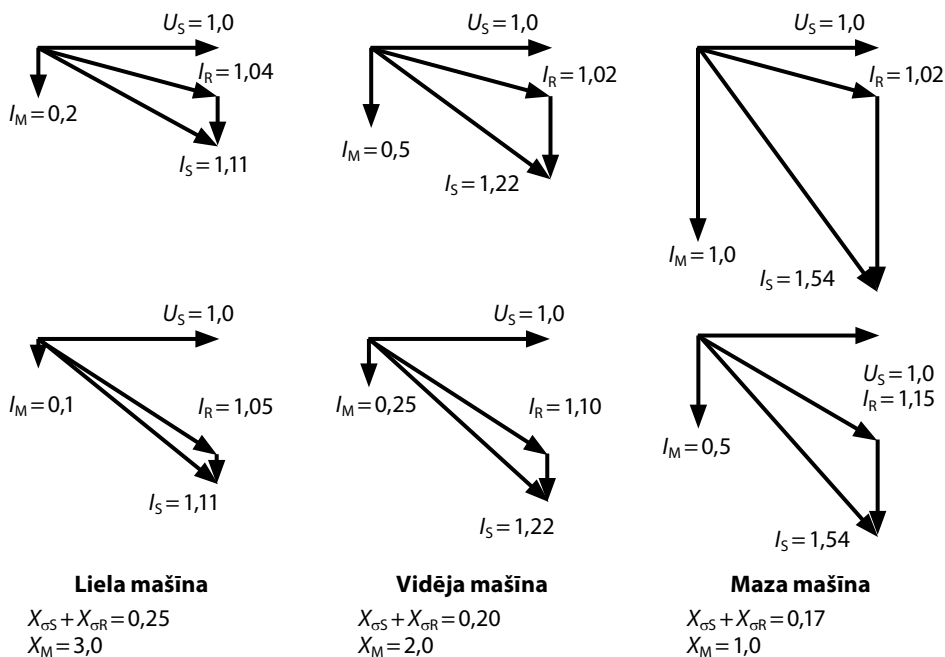
- 1) slīdes frekvences pieaugums, lai pretdarbotos sekundārās izkliedes induktīvās pretestības pieaugumam un neļautu samazināties I_r ;
- 2) turpmāka slīdes frekvences palielināšana, kas izraisa I_r pieaugumu, lai kompensētu magnetizēšanas strāvas samazinājumu.

Atkarībā no otrā punkta nozīmīguma (t. i., magnetizēšanas strāvas relatīvās vērtības), mainoties frekvencei, ieejas jaudas koeficients un moments var mainīties dažādi. 3.1. tabulā attēlots jaudas koeficienta un momenta izmaiņu raksturs tipiskām mazas, vidējas un lielas jaudas mašīnām. Visos gadījumos, frekvencei pieaugot, ieejas strāva tiek uzturēta nemainīga. Rezultāti tabulā skaidri norāda, ka:

- 1) pastāvīgas jaudas apgabals vienmēr ir ierobežots;
- 2) ar asinhronajām mašīnām iespējams tikai tuvināti sasniegt pastāvīgas jaudas apgabalu;

- 3) ar mazām X_m un $X_{\sigma S} + X_{\sigma R}$ vērtībām pastāvīgas jaudas apgabals parasti ir lielāks;
- 4) tipiska B tipa mašīna ar $X_m = 2$ a.v. un $X_{\sigma S} + X_{\sigma R} = 0,2$ a. v. var nodrošināt *CPSR* vērtību aptuveni 2,5. Lielākas mašīnas ir vairāk ierobežotas (līdz pat aptuveni $\omega_E = \beta = 2,0$ a. v.), turpretim mazākas mašīnas var nodrošināt *CPSR* vērtību lielāku par 3.

Pastāvīga jaudas apgabala režīmiem ir plašs lietojums tādās iekārtās, kurām nepieciešams liels griešanās ātrums ar samazinātu griezes momentu. Kā piemēru var minēt vilces iekārtas (elektroauto), kurām braucot ar lielu ātrumu nepieciešams daudz mazāks dzinēja moments nekā paātrinoties ar zemu ātrumu vai braucot augšup kāpumā. Ne tik acīmredzams, bet ļoti līdzīgs lietojums ir dzinējiem ar lielāku polu skaitu, lai sasniegtu lielāku palaišanas (vai zema ātruma) momentu un tādu pašu pilna ātruma momentu, izmantojot barošanas avotu ar aptuveni līdzīgu nominālo pilno jaudu. Tas ilustrēts 3.32. attēlā. Grafikā parādīts, kā ar četrpolu, sešpolu un astoņpolu dzinējiem iegūst attiecīgi 100 %, 150 % un 200 % palaišanas momentu, bet pie 1800 apgr./min visiem dzinējiem ir aptuveni vienāds moments, tiem darbojoties ar attiecīgi 60, 90 un 120 Hz frekvenci. Lai gan visu trīs mašīnu regulējamās frekvences barošanas avotiem ir vienāda nominālā jauda, svarīgi saprast, ka dzinējiem ir ievērojami atšķirīgs fiziskais izmērs un cena. Astoņpolu dzinēja izmaksas visticamāk būs vairāk nekā divas reizes lielākas nekā četrpolu dzinējam.



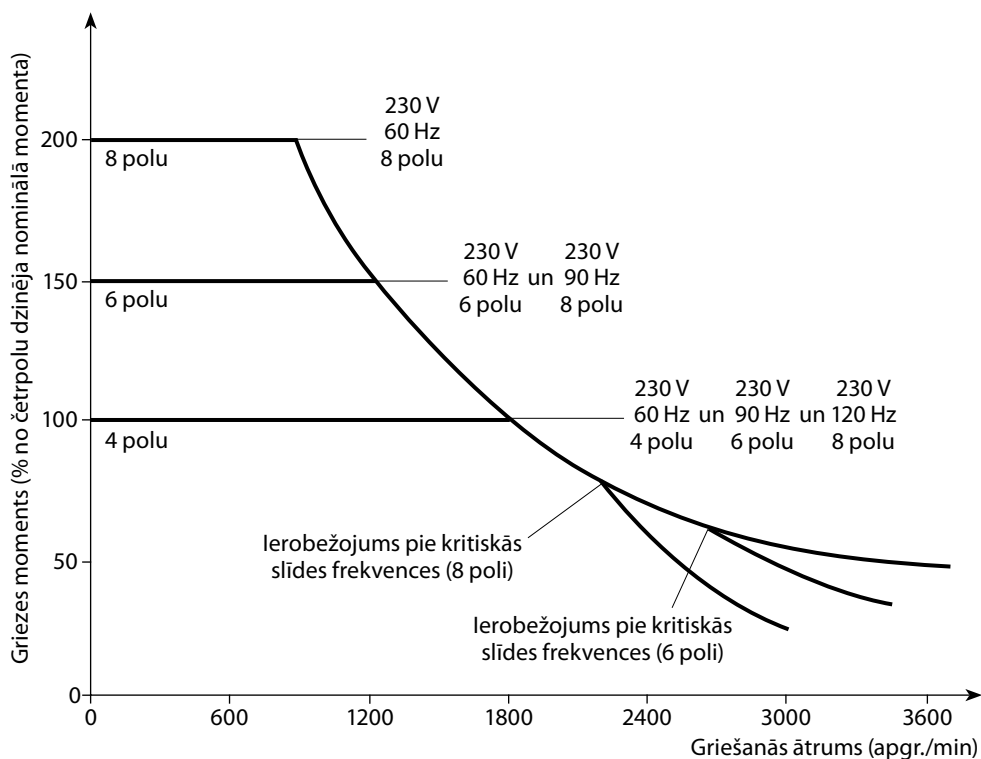
3.31. attēls. Strāvas un sprieguma vektoru diagrammas *pastāvīgas jaudas apgabalā*.

3.1. tabula

Asinhronās mašīnas uzvedība *pastāvīgas jaudas apgabalā*
 (vērtības norādītas a. v.)

| | ω_r/ω_{nom} | r_r/s | S/S_{nom} | I_S | $\cos\varphi$ | P_1 | M_E |
|--------|-------------------------|-----------------|-------------|-------|---------------|-------|--------|
| Liela | 1,0 | 0,93 | 1,0 | 1,11 | 0,91 | 1,0 | 1,0 |
| | 1,5 | 0,875 | 1,6 | 1,11 | 0,87 | 0,97 | 0,64 |
| | 2,0 | 0,80 | 2,3 | 1,11 | 0,80 | 0,89 | 0,45 |
| | 3,0 | 0,58 | 4,9 | 1,11 | 0,58 | 0,64 | (0,21) |
| | 4,0 | nav sasniedzams | | | | | |
| Vidēja | 1,0 | 0,96 | 1,0 | 1,22 | 0,82 | 1,0 | 1,0 |
| | 1,5 | 0,88 | 1,6 | 1,22 | 0,83 | 1,01 | 0,67 |
| | 2,0 | 0,82 | 2,3 | 1,22 | 0,80 | 0,98 | 0,49 |
| | 2,5 | 0,76 | 3,2 | 1,22 | 0,75 | 0,92 | 0,37 |
| | 3 | 0,68 | 4,2 | 1,22 | 0,68 | 0,83 | 0,28 |
| | 4 | 0,42 | 9,1 | 1,22 | 0,42 | 0,51 | (0,13) |
| Maza | 1,0 | 0,97 | 1,0 | 1,54 | 0,65 | 1,0 | 1,0 |
| | 1,5 | 0,80 | 1,8 | 1,54 | 0,74 | 1,14 | 0,76 |
| | 2,0 | 0,72 | 2,7 | 1,54 | 0,74 | 1,14 | 0,57 |
| | 3,0 | 0,58 | 5,0 | 1,54 | 0,64 | 0,99 | 0,33 |
| | 4,0 | 0,36 | 10,8 | 1,54 | 0,40 | 0,63 | (0,16) |
| | 4,5 | 0,10 | 43,6 | 1,54 | 0,11 | 0,17 | (0,04) |

() norāda uz darbību zem maksimālā momenta



3.32. attēls. Augstāka palaišanas momenta iegūšana, izmantojot dzinējus ar lielāku polu skaitu.

3.8. Nesinusoidāla barošana

Lielākajai daļai regulējamas frekvences pārveidotāju izejas signāli ir nesinusoidāli. Ja neievēro dažādas nelineāras parādības (magnētisko piesātinājumu, virsmas efektu, virpuļstrāvas u. tml.), barošanas avota signālu var izvērst Furjē rindā un sadalīt harmoniskajās komponentēs. Pēc tam katrai harmonikai atsevišķi var izmantot ekvivalento shēmu. Dzinēja kopējo raksturlīkni iegūst, summējot visu harmoniku raksturlīknes.

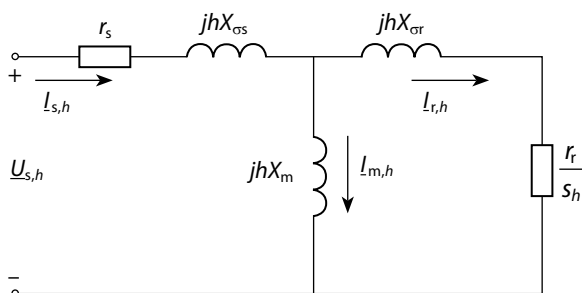
3.8.1. Harmoniku ekvivalentās shēmas

Harmoniku ekvivalentās shēmas ir identiskas pamatharmonikas shēmai, izņemot to, ka shēmas elementu vērtības atbilst konkrētās harmonikas frekvencei. Tas parādīts 3.33. attēlā, kur ķēdes parametri izteikti, izmantojot harmonikas kārtas

numuru h un attiecīgo parametru vērtības pamatharmonikas frekvencei. Slīdes harmonika

$$s_h = \frac{h\omega_e \pm \omega_r}{h\omega_e}, \quad (3.44.)$$

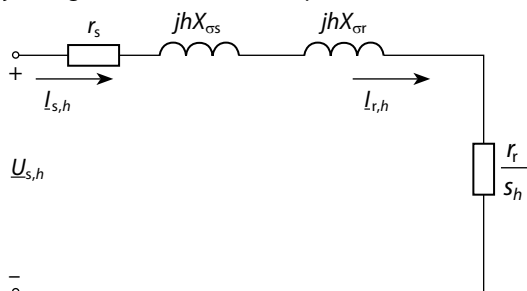
kur plus vai mīnus zīmi izvēlas atkarībā no tā, vai harmonikas fāžu secība ir tāda pati kā pamatharmonikas frekvencei vai tai pretēja. Praksē sekundārā tinuma aktīvās pretestības un izkliedes inductīvās pretestības vērtības koriģē, lai ievērotu rotora virsmas efektu, tā kā rotora harmoniku frekvence parasti ir diezgan liela.



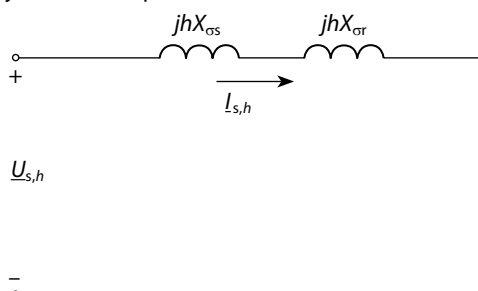
3.33. attēls. Harmoniku ekvivalentā shēma.

Tā kā harmoniku frekvence ir salīdzinoši liela, parasti ir pieļaujams izmantot vienkāršotu harmoniku ekvivalento shēmu, kurā slīdes harmonika pieņemta vienāda ar 1 (tāpēc ka $h\omega_e \gg \omega_r$). Tādā gadījumā var neievērot arī magnetizēšanas inductīvo pretestību, jo tā ir ļoti liela, salīdzinot ar $|r_r + jhX_{\sigma r}|$. Balstoties uz šiem pieņēmumiem iegūtā shēma dota 3.34. (a) attēlā. Ievērojot, ka $h(X_{\sigma r} + X_{\sigma s}) \gg r_s + r_r$, shēmu var papildus vienkāršot, no tās izslēdzot aktīvās pretestības un iegūstot shēmu 3.34. (b) attēlā. Tādējādi harmoniku strāvu pirmām kārtām nosaka mašīnas izkliedes inductīvā pretestība un harmonikas jauda ir vienkārši $|I_{s,h}|^2 (r_s + r_r)$.

(a) neievērojot magnetizēšanas induktīvo pretestību



(b) neievērojot arī aktīvās pretestības

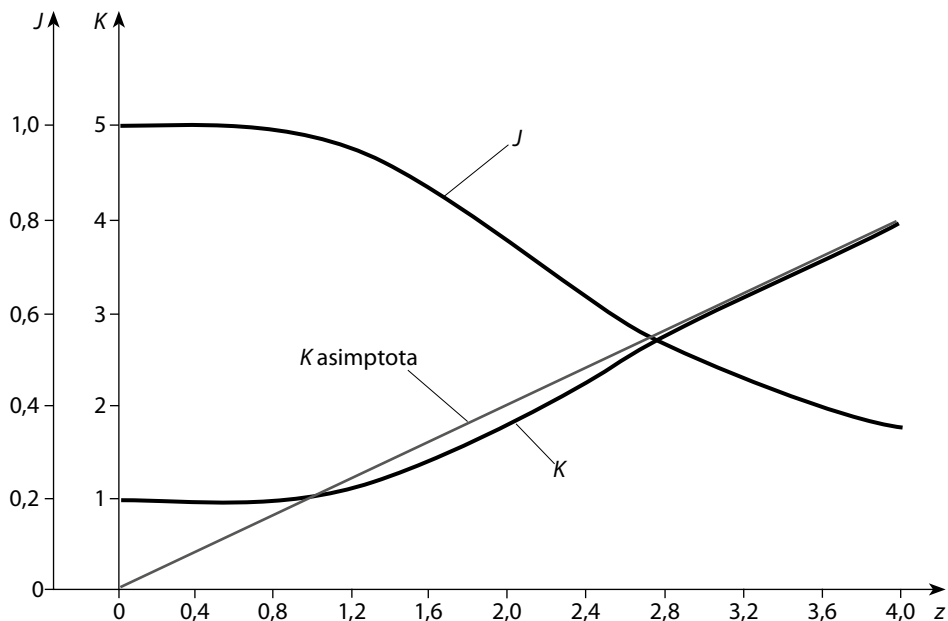


3.34. attēls. Vienkāršotas harmoniku ekvivalentās shēmas.

3.8.2. Harmoniku ietekme

Galvenā harmoniku ietekme ir tāda, ka palielinās tinumu elektriskie zudumi I^2r un dažos gadījumos rodas ievērojamas momenta pulsācijas, ko izraisa harmoniku mijiedarbība ar pamatharmoniku. Harmoniku lielā slīde līdz ar tipiski mazām harmoniku ierosmes vērtībām rezultātā dod parasti ļoti mazu harmoniku vidējo momentu. Dziļrievu un dubultrienvu rotoriem var būt lieli harmoniku zudumi $I_r^2 r_r$, ko rada būtiskā virsmas efekta ietekme un no tā izrietošā lielā rotora aktīvā pretestība. 3.35. attēlā ilustrēts virsmas efekta izraisīto aktīvās un induktīvās pretestības izmaiņu raksturs vienkāršos taisnstūrveida stieņos. Ievērojiet, ka virsmas efekta koeficienti atkarīgi no stieņu dziļuma reizinājuma ar frekvences kvadrātsakni un vadītspējas kvadrātsakni. Ja viens no šiem rādītājiem pieaug, palielinās virsmas efekta aktīvās pretestības koeficients K un samazinās virsmas efekta induktīvās pretestības koeficients J . Virsmas efekta aktīvās pretestības koeficients K ir lineāri atkarīgs no parametra z , ja $z > 2,5$. Šīm lielākajām z vērtībām (kādas raksturīgas harmonikām) virsmas efekta aktīvās pretestības koeficients K ir proporcionāls stieņu dziļumam un frekvences kvadrātsaknei.

Dzinēja darbību nesinusoidālas barošanas gadījumā bieži vien ir grūti paredzēt, izmantojot te aprakstīto metodi ar Furjē rindu, jo var būt nepieciešams veikt aprēķinus liela skaita harmoniku. Ja, piemēram, jāiegūst lielumu maksimālās vērtības laika plaknē, var izmantot risināšanas metodes laika plaknei.



$$z = 0,138D\sqrt{fc}$$

D – stieņu dziļums (cm)

f – frekvence (Hz)

c – stieņu elektrovadītspējas attiecība pret vara elektrovadītspēju

K – attiecība starp aktīvo pretestību maiņstrāvai un līdzstrāvai

J – attiecība starp induktīvo pretestību maiņstrāvai un līdzstrāvai

3.35. attēls. Virsmas efekta koeficienti taisnstūrveida stieņiem dziļrievu rotorā.

3.9. Darbība pārejas režīmā

Pēkšņas elektriskās ierosmes izmaiņas iespējams analizēt, izmantojot pārejas režīma ekvivalento shēmu, kuras pamatā ir pieņēmums, ka izmaiņas notiek ļoti ātri salīdzinājumā ar rotora magnētiskās plūsmas izmaiņu ātrumu. Īsslēgtais rotora tiņš šajā laika posmā uztur konstantu rotora magnētisko plūsmu.

3.9.1. Pārejas induktīvā pretestība

Par pārejas induktīvo pretestību (X_S') sauc tādu induktīvo pretestību, kādu iegūst pie statora spailēm, pieņemot, ka visas aktīvās pretestības ir vienādas ar nulli. No 3.8. attēla:

$$X_S' = X_{\sigma s} + \frac{X_m X_{\sigma r}}{X_m + X_{\sigma r}}. \quad (3.45.)$$

3.9.2. Spriegums aiz pārejas induktīvās pretestības

Apzīmējot ar λ_{r0}' kopējo rotora plūsmas saķēdējumu pirms pārejas procesa,

$$\lambda_{r0}' = L_m I_{s0} + L_r I_{r0}, \text{ kur } L_r = L_{\sigma r} + L_m. \quad (3.46.)$$

Ar λ_{r0}' saistītais spriegums ir $\omega_e \lambda_{r0}'$, kas ekvivalentajā shēmā ir pielikts rotora aktīvajai pretestībai r_r/s :

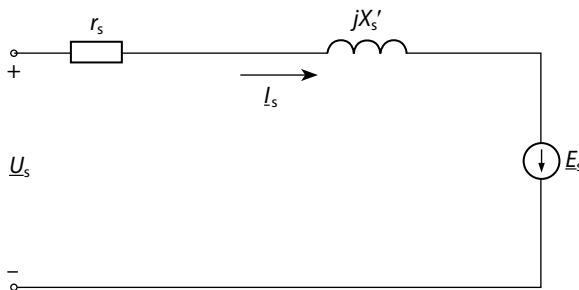
$$\omega_e \lambda_{r0}' = -I_{r0} \frac{r_r}{s}. \quad (3.47.)$$

To sprieguma daļu, kas parādās gaisa spraugā, sauc par *spriegumu aiz pārejas induktīvās pretestības*:

$$\underline{E}_s = \omega_e \frac{X_m}{(X_m + X_{\sigma r})} \lambda_{r0}' = \quad (3.48.)$$

$$= \frac{X_m}{(X_m + X_{\sigma r})} I_r \frac{r_r}{s}. \quad (3.49.)$$

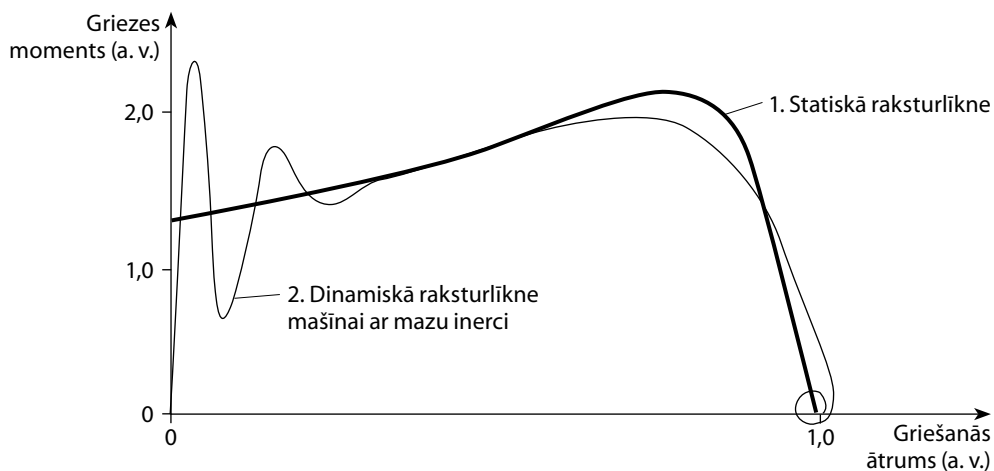
Rezultātā iegūtā ekvivalentā shēma dota 3.36. attēlā. Pieņemts, ka griešanās ātrums ir nemainīgs un $\omega L \gg r$.



3.36. attēls. Pārejas režīma ekvivalentā shēma.

3.9.3. Palaišana

Strāvu, kas rodas palaišanas laikā, sauc par palaišanas maksimumstrāvu. To nosaka, izmantojot shēmu 3.36. attēlā un pieņemot, ka $E_s = 0$. Pārejas režīma laikā strāvai ir arī aperiodiska līdzstrāvas komponente, kas mijiedarbībā ar maiņstrāvas komponenti barošanas avota pieslēgšanas brīdī izraisa griezes momenta pulsāciju. Kad līdzstrāvas komponente pazūd, moments tiecas uz stacionāra režīma mehānisko raksturlīkni, ko 3.37. attēlā ilustrē 1. līkne. Atkarībā no rotora inerces tā griešanās ātrums pārejas strāvu dēļ var pārsniegt sinhrono, īslaicīgi izmainot jaudas plūsmas virzienu uz dzinēju. To ilustrē 2. līkne 3.37. attēlā.



3.37. attēls. Mehānisko raksturlīkņu salīdzinājums.

3.10. Darbība kvazistacionārā režīmā

Dažos gadījumos elektromagnētiskie pārejas procesi notiek tik ātri salīdzinājumā ar mehāniskajiem pārejas procesiem, ka var pieņemt, ka sistēma elektriski ir stacionārā režīmā. Tad kā pārejas momenta raksturlīknes aproksimāciju izmanto stacionāra režīma mehānisko raksturlīkni.

3.10.1. Aprēķina secība

1. Noteikt stacionāra režīma mehānisko raksturlīkni ar atbilstošo ierosmi.
2. Izmantojot stacionāra režīma mehānisko raksturlīkni $M_e = f(\omega_{rm})$, sastādīt diferenciālvienādojumu dzinēja griešanās ātrumam ω_{rm} :

$$M_e = f(\omega_{rm}) = J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + M_L(\omega_{rm}) \quad (3.50.)$$

Vienādojumu atrisina ar tiešo integrēšanu.

3.10.2. Aprēķina piemērs

Stacionāra režīma mehāniskā raksturliktne divpolu servodzinējam ar 5 W jaudu dota 3.38. attēlā. Dzinēja slodze izsakāma ar lineāru funkciju no ātruma:

$$M_e = 0,0064 \frac{\omega_{rm}}{\omega_{em}}. \quad (3.51.)$$

Dzinēja un slodzes inerces moments $J = 16,8 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. Aprēķināt pilna ātruma sasniegšanai nepieciešamo laiku!

Lai izvairītos no nelineāra diferenciālvienādojuma risināšanas, mehānisko raksturliktni aproksimē ar taisnu līniju, kā parādīts 3.38. attēlā. Līnijas vienādojums ir

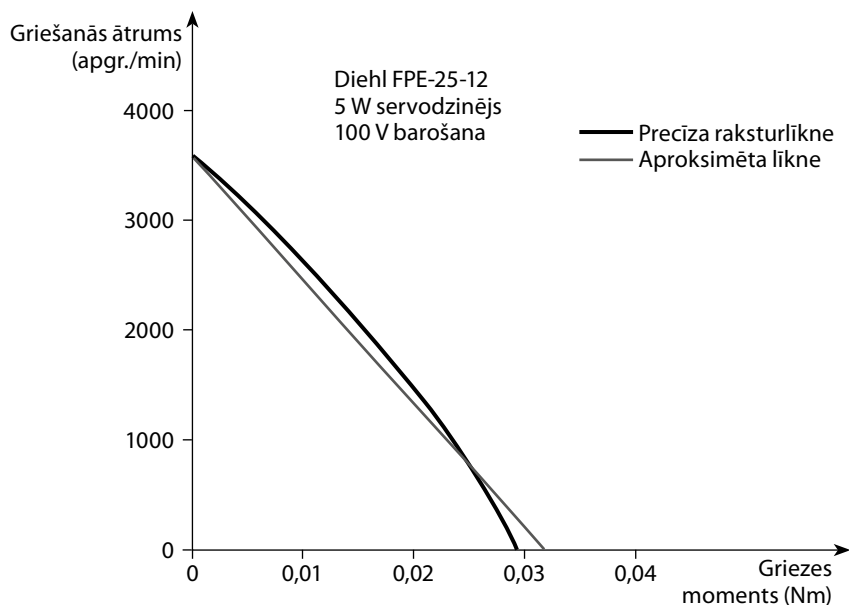
$$M_e = 0,032 \left(\frac{\omega_{em} - \omega_{rm}}{\omega_{em}} \right), \quad (3.52.)$$

un iegūstam šādu diferenciālvienādojumu ($\omega_e = \omega_{em} = 377 \text{ rad/s}$):

$$0,635 \frac{d\omega_{rm}}{dt} + 3,84\omega_{rm} = 1210. \quad (3.53.)$$

Vienādojuma atrisinājums:

$$\omega_{rm} = 3168 \left(1 - e^{-6,05t} \right). \quad (3.54.)$$



3.38. attēls. Servodzinēja mehāniskā raksturliktne aprēķina piemēram.

Dzinēja un slodzes laika konstante

$$\tau_m = \frac{1}{6,05} = 0,165 \text{ s.} \quad (3.55.)$$

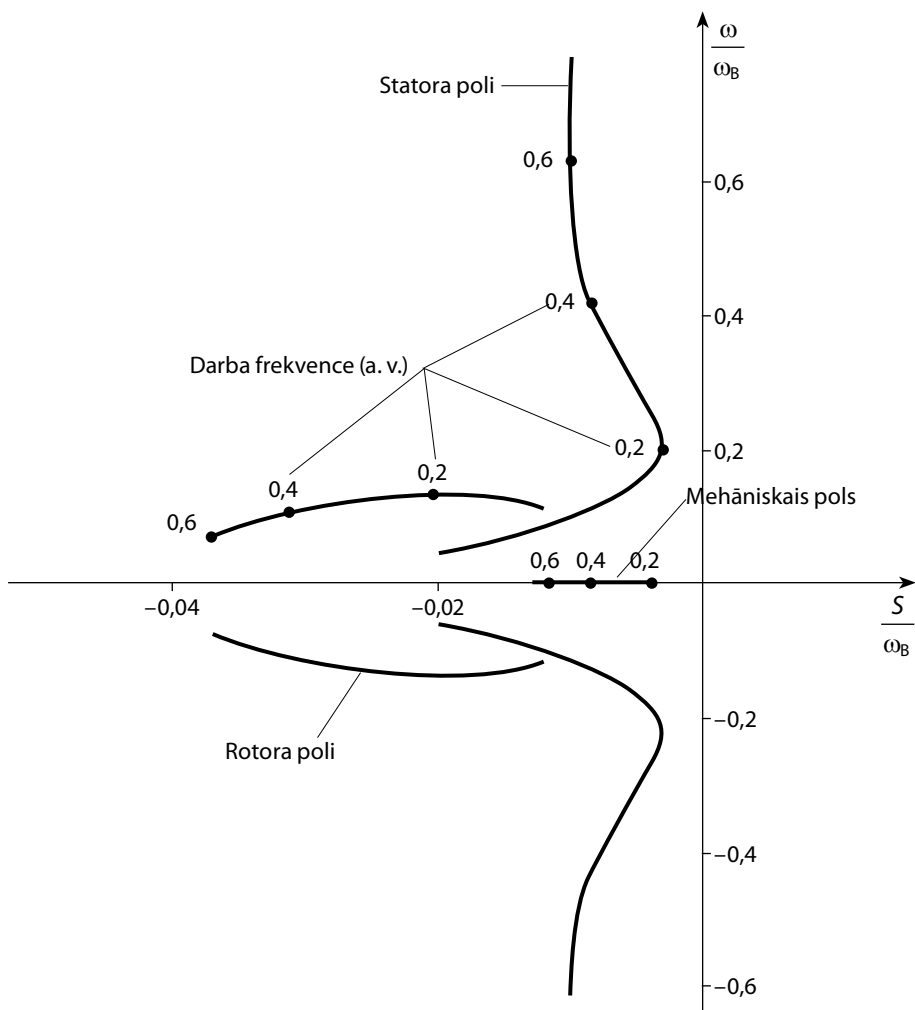
3.11. Dzinēja darbības stabilitāte

Pie mazām izmaiņām ap darba punktu asinhrono mašīnu var raksturot kā pietās kārtas sistēmu. Proti, mazu traucējumu gadījumā dzinēja strāvas apraksta ar laika funkcijām, kas satur piecas eksponentfunkcijas, kuru kāpinātāji ir sistēmas poli. Atkarībā no dzinēja darba režīma šie poli var ievērojami mainīties.

3.11.1. Sakņu hodogrāfs

Grafikā 3.39. attēlā parādīta tipiska polu trajektorija kompleksajā s plaknē (sakņu hodogrāfs) [1]. Slīdes frekvence un attiecība U/f tiek uzturēta konstanta, bet regulēta tiek barošanas frekvence. Ievērojiet, ka:

- 1) ir divi pāri kompleksu polu un viens reāls pols;
- 2) statora polu reālā daļa ir apgriezti proporcionāla statora pārejas laika konstantei, bet frekvences daļa ir gandrīz proporcionāla barošanas frekvencei ω_e ;
- 3) rotora polu reālā daļa ir apgriezti proporcionāla rotora laika konstantei, bet frekvences daļa ir proporcionāla slīdes frekvencei $s\omega_e$;
- 4) mehāniskā pola reālā daļa atbilst mehāniskajai laika konstantei (sk. 3.10. sadaļu un izteiksmi (3.55)).

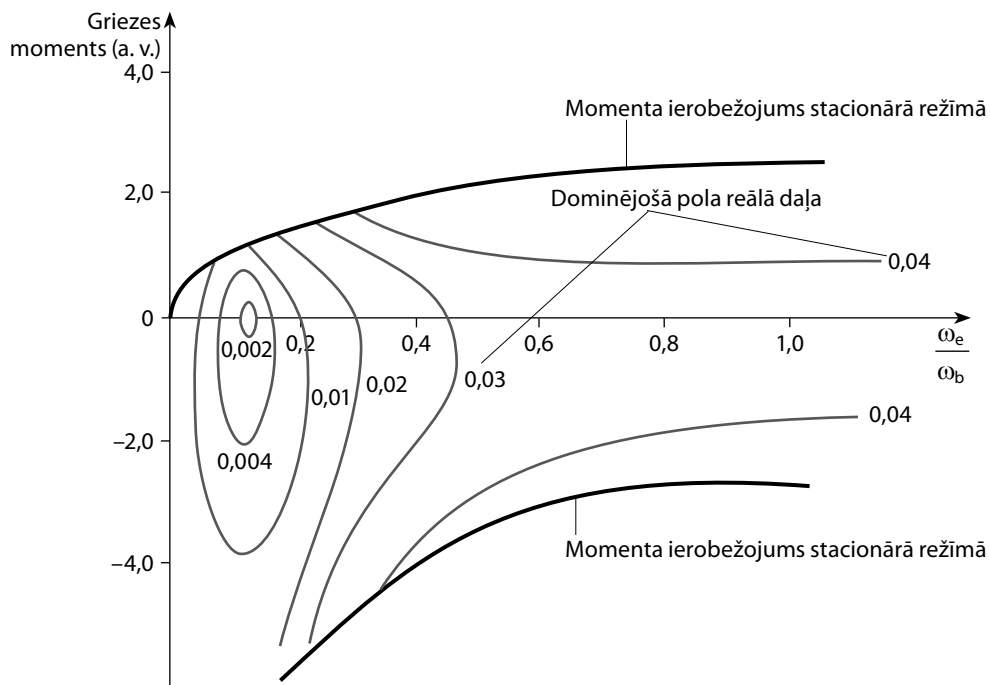


3.39. attēls. Asinhronā dzinēja sakņu hodogrāfs darba režīmiem ar regulējamu frekvenci un konstantu U/f attiecību.

3.11.2. Minimālā slāpēšana

3.39. attēlā redzams minimālās slāpēšanas apgabals netālu no 0,2 a. v. frekvences [2]. Noteiktam dzinēja parametru kopumam vienmēr parādās minimālās slāpēšanas punkts, parasti starp 5 un 25 Hz frekvenci. Reizēm minimālās slāpēšanas punkts ir negatīvs, kas norāda uz to, ka kādā darba režīmu diapazonā mašīna ir dinamiski nestabila. Slāpēšanu galvenokārt ietekmē rotora aktīvā pretestība, magnetizēšanas induktīvā pretestība un rotora inerce. 3.40. attēlā parādītas tipiskas slāpēšanas

robežlīnijas darba režīmiem ar nemainīgu U/f attiecību visā griezes momenta un frekvenču diapazonā. Minimālās slāpēšanas punktu var viegli atrast.



3.40. attēls. Asinhronā dzinēja slāpēšanas robežlīnijas darba režīmiem ar regulējamu frekvenci un konstantu U/f attiecību.

3.12. Asinhronās mašīnas ar fāžu rotoru

Lai gan īsslēgta rotora mašīnas izmanto visbiežāk, mašīnām ar fāžu rotoru un slīdgredzeniem piemīt sevišķas īpašības, kas ir nepieciešamas noteiktos lietojumos.

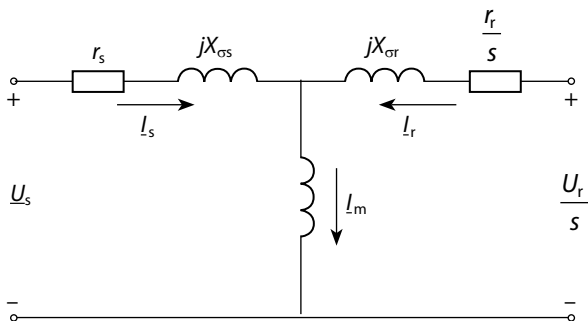
3.12.1. Uzbūve

Asinhronajām mašīnām ar fāžu rotoru raksturīgs:

- 1) tāds pats statora veidojums kā mašīnām ar īsslēgtu rotoru;
- 2) sinusoidāli sadalīts rotora tinums. Rotors ir aprīkots ar slīdgredzeniem, kas nodrošina kontaktu starp mašīnas rotējošo un nekustīgo daļu.

3.12.2. Ekvivalentā shēma

Ekvivalentā shēma (3.41. att.) ir līdzīga kā dzinējam ar īsslēgtu rotoru, taču tajā ietverts arī lielums U_r/s , lai ņemtu vērā rotora barošanu. Ja $s = 0$, šī shēma nav izmantojama, taču tad var izmantot neizvirzītu polu sinhronās mašīnas ekvivalento shēmu.



3.41. attēls. Asinhronā dzinēja ar fāžu rotoru vienas fāzes ekvivalentā shēma.

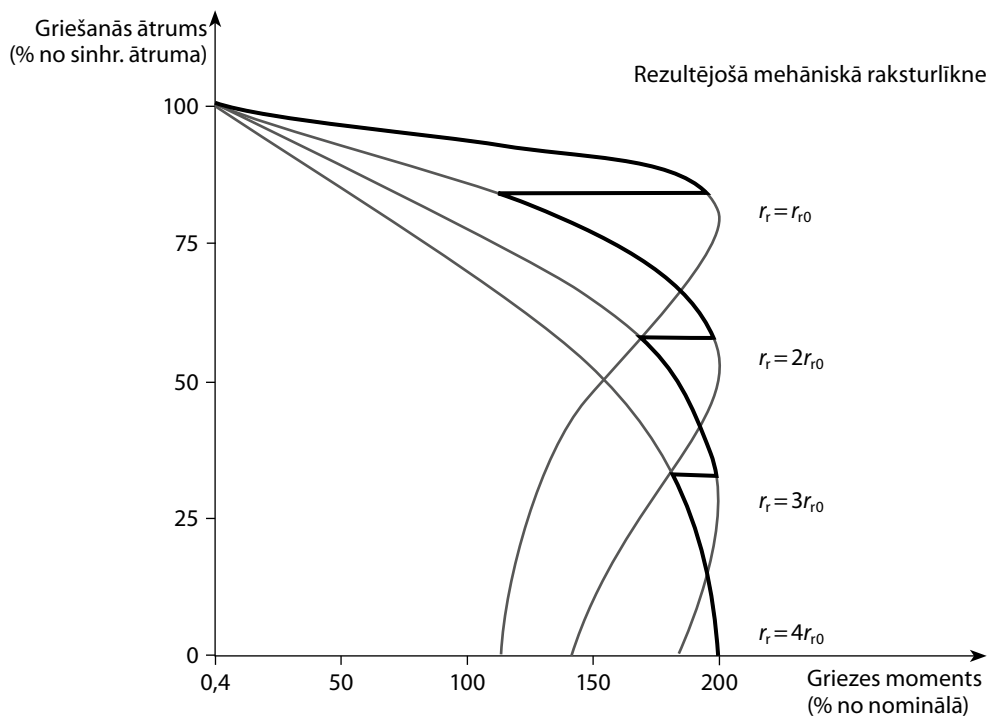
3.12.3. Ātruma regulēšana ar rotora pretestības maiņu

Visvienkāršākais ātruma regulēšanas paņēmieni ir rotora aktīvās pretestības r_r plūstoša vai pakāpjveida maiņa. 3.42. attēlā dotas tipiskas mehāniskās raksturliķnes darba režīmiem, kuros tiek mainīta pretestība r_r . Pie nemainīgas frekvences, sprieguma un griezes momenta visi spriegumi un strāvas 3.41. attēlā ir konstanti, līdz ar ko arī r_r/s vērtība ir konstanta (ja $U_r/s = 0$). Kā parādīts 3.42. attēlā, mainot r_r vērtību, nemainīgs saglabājas arī maksimālais moments.

3.12.4. Ātruma regulēšana ar rotora barošanas maiņu

Balstoties uz vienādojumu (3.13), tukšgaitas ātrumu (nulle momentu) iegūst pie nosacījuma, ka $I_r = 0$. Mašīnai, kurai ir tikai statora barošana, šis ātrums atbilst režīmam, kurā slīde $s = 0$. Nulle momenta stāvokli iespējams iegūt, arī pievadot papildu spriegumu rotora ķēdē, kas ietekmē statora sprieguma radīto strāvu. Ja rotora spriegums sakrīt fāzē ar U_s , samazinās I_s aktīvā komponente, tādējādi ietekmējot izejas griezes momentu. Ja rotora spriegums ir nobīdīts fāzē par 90° pret U_s , mainās tikai I_s un I_r reaktīvā komponente, tādējādi regulējot ieejas jaudas koeficientu. Tā kā rotora spriegums mainās atkarībā no reizinātāja $1/s$ (sk. 3.41. att.), rotora

sprieguma ietekme tiek pastiprināta. Ar nelielu rotora pievadītās reaktīvās jaudas apjomu iespējams koriģēt jaudas koeficientu, kas saistīts ar lielu statora reaktīvo jaudu. Svarīgi piebilst, ka, lai iepriekš minētais izpildītos, rotoram pievadītā sprieguma frekvencei jābūt vienāgai ar slīdes frekvenci ($s\omega_e$). Papildsprieguma frekvencei jābūt tādai pašai kā statorā tālab, lai varētu notikt jaudas apmaiņa ar statoru.



3.42. attēls. Mehāniskās raksturlīknes asinhronajai mašīnai ar fāžu rotoru, ja tiek mainīta r_r .

3.13. Asinhrono mašīnu nesimetriskie režīmi

Daudzfāžu asinhronie dzinēji paredzēti darbībai ar simetrisku daudzfāžu barošanas spriegumu un tādiem barošanas avotiem, kuru fāžu pilnās pretestības ir vienādas ar nulli vai vismaz ir necīgas un simetriskas. Parasti vairumam iekārtu šie ierobežojumi izpildās. Tomēr lielākoties barošanas avotiem neizbēgami piemīt neliela nesimetrija, un dažos gadījumos šādiem nesimetriskiem režīmiem ir būtiska ietekme. Var rasties arī galējās nesimetrijas režīms – vai nu neplānots, ja rodas barošanas avota atteice vai barošana ir nepietiekama, vai arī plānots, piemēram, ja nepieciešams vienfāzes režīms.

Nesimetrisko režīmu analīzei noderīgi izmantot simetrisko komponentu metodi, kura ļauj nesimetrisko režīmu reducēt uz vairāku simetrisku režīmu kombināciju. Šīs metodes priekšrocība ir spēja skaidri ilustrēt nesimetriskas barošanas sekas, un tā ir noderīga arī tamdēļ, lai izprastu nesimetrijas ietekmi kopumā.

3.13.1. Simetriskās komponentes

Simetrisko komponentu metode ir balstīta uz ideju, ka jebkura nesimetrisku daudzfāžu lielumu kopa sastāv no vairāku simetrisku daudzfāžu lielumu kopu summas. Kaut arī tas nav uzreiz acīmredzams, to ir viegli pierādīt. Turpmākais pierādījums attiecas uz trīsfāžu sistēmām.

Kā parādīts 3.43. attēlā, trīsfāžu lielumiem (attēlā – spriegumiem) ir trīs simetrisko komponentu kopas:

- 1) *tiešās secības* komponentes ar fāžu secību A, B, C;
- 2) *pretējās secības* komponentes ar fāžu secību A, C, B;
- 3) *nulles secības* komponentes, kur visi lielumi sakrīt fāzē.

Trim komponentu kopām ir savstarpēji neatkarīga amplitūda un fāzes leņķis, ko izvēlas tā, lai, summējot katras fāzes komponentes, rezultātā iegūtu nesimetrisku trīsfāžu lielumu kopu atbilstoši šādiem vienādojumiem:

$$\begin{aligned}\underline{U}_A &= \underline{U}_{At} + \underline{U}_{Ap} + \underline{U}_{A0}; \\ \underline{U}_B &= \underline{U}_{Bt} + \underline{U}_{Bp} + \underline{U}_{B0}; \\ \underline{U}_C &= \underline{U}_{Ct} + \underline{U}_{Cp} + \underline{U}_{C0}.\end{aligned}\tag{3.56.}$$

To, ka tas vienmēr ir iespējams, viegli parādīt ar sakarībām starp vienas simetriskās sistēmas komponentēm (3.43. att.), iegūstot

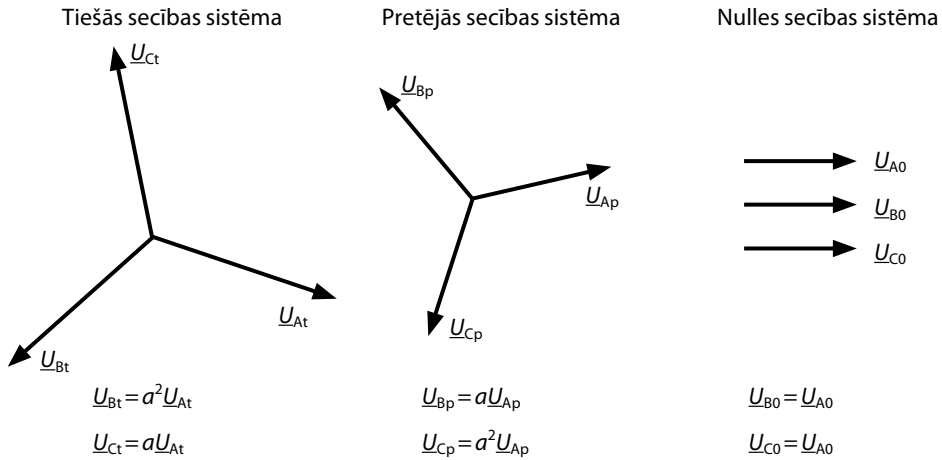
$$\begin{aligned}\underline{U}_A &= \underline{U}_{At} + \underline{U}_{Ap} + \underline{U}_{A0}; \\ \underline{U}_B &= a^2 \underline{U}_{At} + a \underline{U}_{Ap} + \underline{U}_{A0}; \\ \underline{U}_C &= a \underline{U}_{At} + a^2 \underline{U}_{Ap} + \underline{U}_{A0},\end{aligned}\tag{3.57.}$$

kur a ir kompleks operators, kas nobīda fāzi par 120° :

$$\begin{aligned}a &= e^{j120^\circ} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \\ a^2 &= e^{j240^\circ} = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}; \\ a^3 &= e^{j360^\circ} = e^{j2\pi} = 1.\end{aligned}\tag{3.58.}$$

Atrisinot šo vienādojumu sistēmu attiecībā pret mainīgajiem \underline{U}_{At} , \underline{U}_{Ap} un \underline{U}_{A0} , iegūstam:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{At} &= \frac{1}{3}(\underline{U}_A + a\underline{U}_B + a^2\underline{U}_C); \\ \underline{U}_{Ap} &= \frac{1}{3}(\underline{U}_A + a^2\underline{U}_B + a\underline{U}_C); \\ \underline{U}_{A0} &= \frac{1}{3}(\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C). \end{aligned} \quad (3.59.)$$



Transformācijas vienādojumi

$$\underline{U}_{At} = \frac{1}{3}[\underline{U}_A + a\underline{U}_B + a^2\underline{U}_C]$$

$$\underline{U}_{Ap} = \frac{1}{3}[\underline{U}_A + a^2\underline{U}_B + a\underline{U}_C]$$

$$\underline{U}_{A0} = \frac{1}{3}[\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C]$$

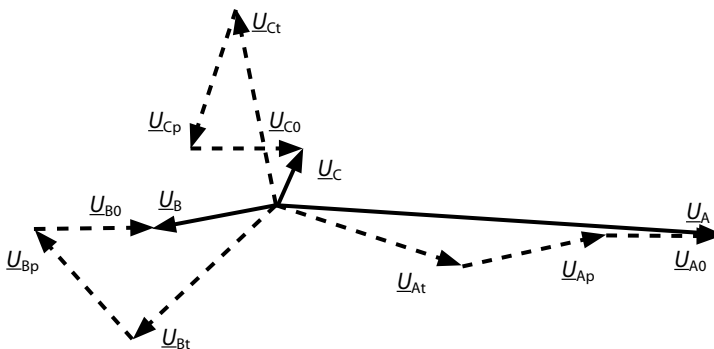
Inversās transformācijas vienādojumi

$$\underline{U}_A = \underline{U}_{At} + \underline{U}_{Ap} + \underline{U}_{A0}$$

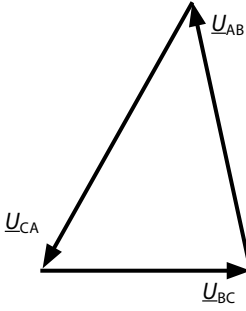
$$\underline{U}_B = \underline{U}_{Bt} + \underline{U}_{Bp} + \underline{U}_{B0}$$

$$\underline{U}_C = \underline{U}_{Ct} + \underline{U}_{Cp} + \underline{U}_{C0}$$

Simetrisko komponentu summēšana, lai iegūtu sākotnējos nesimetriskos spriegumus



3.43. attēls. Trīsfāžu sistēmas simetriskās komponentes.



Linijas spriegumi

$$\underline{U}_{At} = \frac{1}{3} [\underline{U}_{AB} - a^2 \underline{U}_{BC}] = \frac{1}{3} [\underline{U}_{AB} + e^{j60^\circ} \underline{U}_{BC}]$$

$$\underline{U}_{Ap} = \frac{1}{3} [\underline{U}_{AB} - a \underline{U}_{BC}] = \frac{1}{3} [\underline{U}_{AB} + e^{-j60^\circ} \underline{U}_{BC}]$$

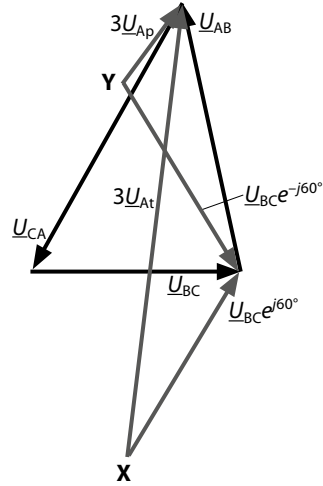
Spriegumu simetrisko komponentu izteiksmes

Vektoru diagramma (pa labi) balstīta uz izteiksmēm:

$$3\underline{U}_{At} = \underline{U}_{AB} + e^{j60^\circ} \underline{U}_{BC};$$

$$3\underline{U}_{Ap} = \underline{U}_{AB} + e^{-j60^\circ} \underline{U}_{BC}.$$

Ievērojiet, ka punktu **X** un **Y** novietojums nosaka \underline{U}_{At} un \underline{U}_{Ap} vērtību.



Ja zināmas tikai līniju spriegumu vērtības, simetrisko komponentu noteikšanai jāaprēķina:

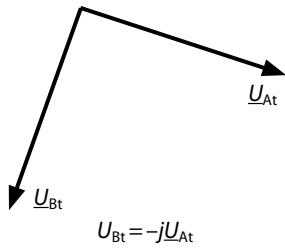
$$A = \frac{|\underline{U}_{CA}|^2 - |\underline{U}_{AB}|^2}{6|\underline{U}_{BC}|}; \quad B = A - \frac{|\underline{U}_{BC}|}{6}; \quad C = \sqrt{\frac{|\underline{U}_{AB}|^2}{9} - B^2}.$$

Simetriskās komponentes tad atrod pēc izteiksmēm:

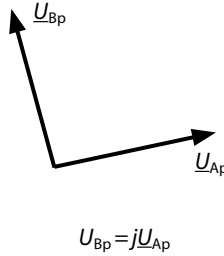
$$\underline{U}_{At} = A + j \left[C + \frac{\sqrt{3}}{6} |\underline{U}_{BC}| \right]; \quad \underline{U}_{Ap} = A + j \left[C - \frac{\sqrt{3}}{6} |\underline{U}_{BC}| \right].$$

3.44. attēls. Simetriskās komponentes, izteiktas ar līnijas spriegumiem.

Tiešās secības sistēma



Pretējās secības sistēma



Transformācijas vienādojumi

$$\underline{U}_{At} = \frac{1}{2}[\underline{U}_A + j\underline{U}_B]$$

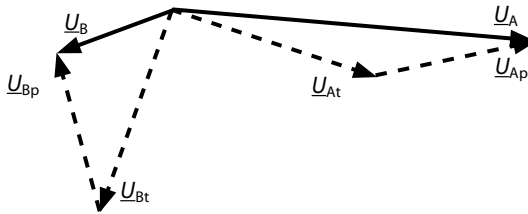
$$\underline{U}_{Ap} = \frac{1}{2}[\underline{U}_A - j\underline{U}_B]$$

Inversās transformācijas vienādojumi

$$\underline{U}_A = \underline{U}_{At} + \underline{U}_{Ap}$$

$$\underline{U}_B = \underline{U}_{Bt} + \underline{U}_{Bp}$$

Simetrisko komponentu summēšana, lai iegūtu sākotnējos nesimetriskos spriegumus



3.45. attēls. Divfāžu sistēmas simetriskās komponentes.

Trīsfāžu sistēmām parasti ir zināmi līnijas spriegumi, nevis fāzes spriegumi. Izteiksmes komponentu \underline{U}_{At} un \underline{U}_{Ap} izteikšanai ar līnijas spriegumiem ir viegli iegūstamas. Rezultāti ir doti 3.44. attēlā. Šīs izteiksmes bieži ir noderīgākas nekā pamatvienādojumi (3.59.), jo nereti uzreiz pieejama ir tikai informācija par līnijas spriegumu. Vektoru diagramma attēla vidusdaļā ilustrē, ka komponentu noteikšanai pietiek ar divu punktu X un Y atrašanos, spriegumam \underline{U}_{AB} pieskaitot par 60° nobīdītu spriegumu \underline{U}_{BC} . Lai izmantotu izteiksmes attēla apakšā, jāzina tikai visu trīs līnijas spriegumu amplitūda; informācija par fāžu nobīdi ir jau tikusi ietverta, kad vienādojumu izteikšanā tika izmantota kosinusu teorēma.

Arī divfāžu sistēmās simetriskajām komponentēm ir praktiska nozīme, jo tās izmantojamas vienfāzes dzinēja palaišanas analīzei un divfāžu servodzinējiem. Simetrisko komponentu vienādojumi un vektoru diagrammas divfāžu sistēmai ilustrētas 3.45. attēlā.

3.13.2. Ekvivalentās shēmas

Pateicoties tam, ka nesimetrisku daudzfāžu spriegumu kopu iespējams sadalīt divās vai vairākās simetrisku spriegumu kopās, simetriskas barošanas gadījumā izmantoto ekvivalento shēmu metodi iespējams pielāgot arī nesimetrijas gadījumiem. Teorijas paplašinājums balstīts uz linearitāti un superpozīciju, tāpēc, stingri ņemot, izmantojams tikai tādos gadījumos, kad piesātinājums ir niecīgs. Tomēr praksē, neskatoties uz šo ierobežojumu, simetrisko komponentu metodi izmanto un veic korekcijas piesātinājuma ievērošanai.

Nesimetriska režīma analīzi veic, nesimetriskos lielumus sadalot simetriskajās komponentēs un katrai simetriskajai sistēmai izmantojot atsevišķu ekvivalento shēmu. Tiešās secības sistēmai uzreiz izmantojama tradicionālā ekvivalentā shēma. Savukārt pretējās secības sistēma atšķiras tikai ar to, ka tā rada pretējā virzienā rotējošu magnētisko lauku, tātad ir atšķirīga slīde. Tā kā griešanās virziens ir pretējs, pretējās secības slīde

$$s_p = \frac{\omega_e + \omega_r}{\omega_e} = \frac{2\omega_e - (\omega_e - \omega_r)}{\omega_e} = 2 - s, \quad (3.60.)$$

un līdz ar to pretējās secības ekvivalentā shēma ir tāda pati kā tiešajai secībai, izņemot to, ka s tiek aizstāts ar $2 - s$, kā parādīts 3.46. attēlā. Pretējās secības sistēmas attīstīto griezes momentu atņem no tiešās secības momenta, kā tas izriet arī no 3.46. attēlā dotajām mehāniskajām raksturlielēm.

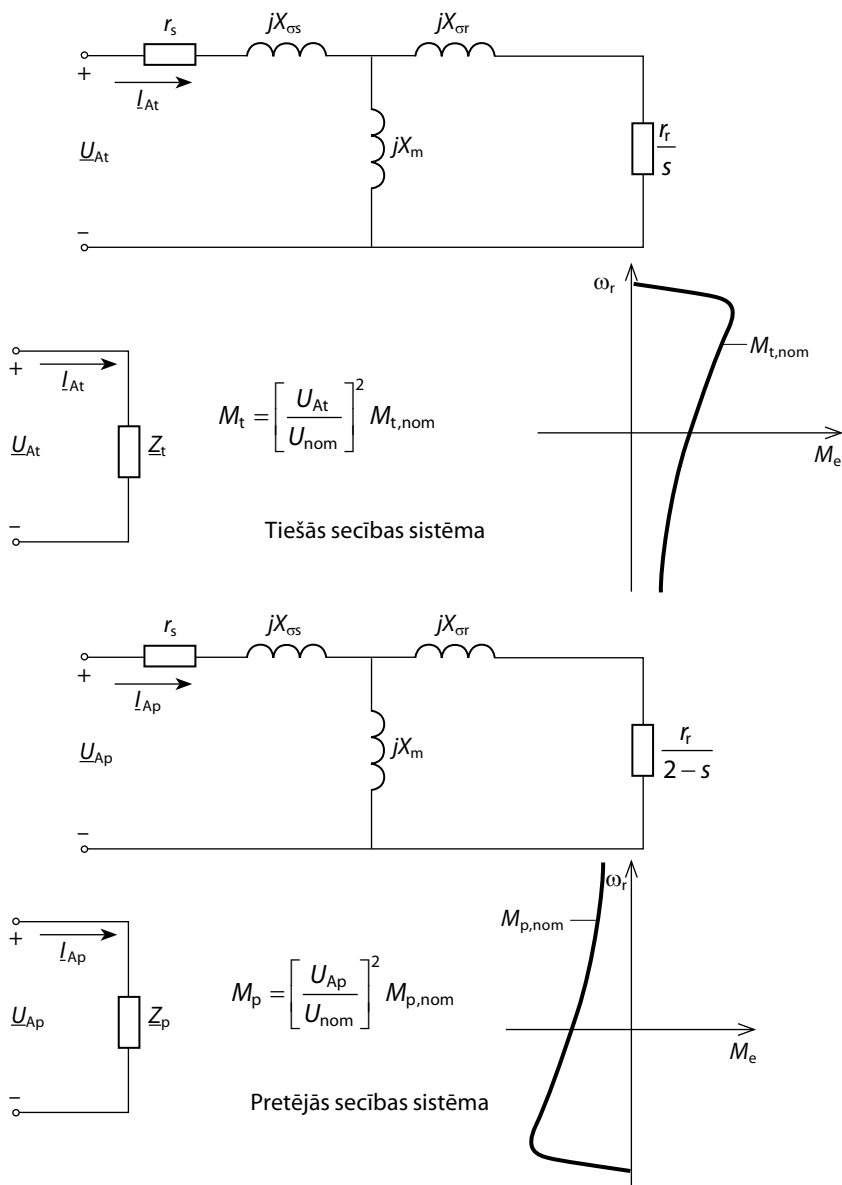
Nulles secības sistēmā trīs magnetizējošo spēku summa gaisa spraugā ir nulle, tādēļ netiek attīstīts nekāds moments. Līdz ar to nulles secības ekvivalentajā shēmā ir tikai statora aktīvā pretestība un nulles secības induktīvā pretestība, kas parasti ir nedaudz mazāka par statora izkliedes induktīvo pretestību. Praksē vairumā gadījumu mašīnas darbina bez neitrālvada pievienojuma, tāpēc nulles secības strāva ir vienāda ar nulli:

$$I_{A0} = \frac{1}{3}(I_A + I_B + I_C) = 0. \quad (3.61.)$$

Ja mašīnas tinumi ir simetriski (t. i., nav nekādu bojājumu), tad nulles secības spriegumi arī ir vienādi ar nulli un nulles secības sistēma nepastāv vispār. Tā ir mašīnām raksturīga situācija, tāpēc turpmākajā analīzē nulles secību neaplūkosim.

Tādējādi nesimetrisko režīmu analīze sastāv no šādiem soļiem:

- 1) nesimetrisko lielumu sadalīšana simetriskajās komponentēs;
- 2) secību ekvivalento shēmu izmantošana, lai aprēķinātu atbilstošos simetrisko sistēmu lielumus;
- 3) simetrisko sistēmu rezultātu apvienošana, lai iegūtu kopējo rezultātu.



3.46. attēls. Ekvivalentā shēma tiešajai secībai un pretējai secībai.

Kaut arī, stingri runājot, simetrisko komponentu metodes priekšnosacījums ir linearitāte, praksē ierasts ievērot palielināto rotora frekvenci, kas saistīta ar pretējās secības shēmas palielināto slīdi. Tādējādi dziļrievu ietekmi aplūko atsevišķi tiešās un pretējās secības sistēmām, tiešajai secībai izmantojot rotora frekvenci $s\omega_e$, bet pretējai secībai $-(2-s)\omega_e$. Abām sistēmām parasti izmanto vienu un to pašu X_m vērtību, ko visbiežāk nosaka tiešās secības barošanas sprieguma vērtība, kaut pre-

cīzāk būtu to aprēķināt proporcionāli tiešās un pretējās secības barošanas spriegumu algebriskajai summai.

3.13.3. Griezes moments un jauda

Griezes momenta un jaudas aprēķināšanai parasti nevar izmantot superpozīcijas metodi, jo aprēķinos ietverta reizināšana, kas nav lineāra. Taču simetrisko komponentu metodei ir īpašas iezīmes, kā rezultātā šādu metodi iespējams izmantot. Tā, piemēram, mašīnas kopējo ieejas jaudu nesimetriskā režīmā var aprēķināt, tiešā veidā summējot nesimetrisko fāžu lielumus:

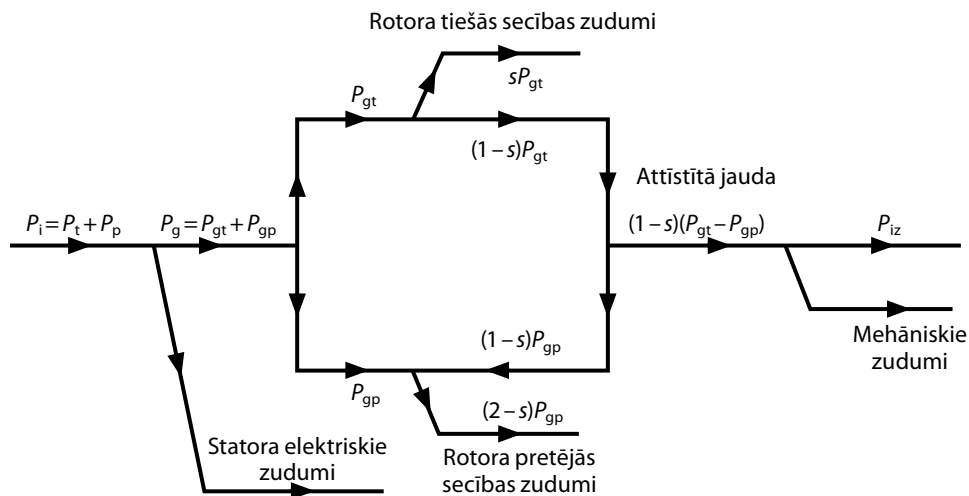
$$P_i = \operatorname{Re}(\underline{U}_A \underline{I}_A^*) + \operatorname{Re}(\underline{U}_B \underline{I}_B^*) + \operatorname{Re}(\underline{U}_C \underline{I}_C^*) \quad (3.62.)$$

vai, izmantojot simetrisko sistēmu komponentes:

$$P_i = 3\operatorname{Re}(\underline{U}_{At} \underline{I}_{At}^*) + 3\operatorname{Re}(\underline{U}_{Ap} \underline{I}_{Ap}^*) + 3\operatorname{Re}(\underline{U}_{A0} \underline{I}_{A0}^*), \quad (3.63.)$$

kur ar * apzīmēts kompleksi saistītais skaitlis, bet reizinātājs 3 izriet no simetrisko komponentu definīcijas un var tikt skaidrots arī ar to, ka katra ekvivalentā shēma attēlo vienu fāzi.

3.47. attēlā dots jaudas plūsmu apkopojums mašīnai nesimetriskā režīmā. Kreisajā pusē parādīta kopējā elektromagnētiskā jauda $P_{gt} + P_{gp}$ kā starpība starp ieejas jaudu P_i un kopējiem statora elektriskajiem zudumiem ΔP_s . Abas elektromagnētiskās jaudas komponentes tālāk attēlotas atsevišķi, un no tām tiek atņemti zudumi rotorā – sP_{gt} tiešajai secībai un $(2-s)P_{gp}$ pretējai secībai. Lai nodrošinātu pretējās secības zudumus rotorā, nepieciešama pretēji vērsta plūsma no labās puses ar vērtību $(1-s)P_{gp}$; šī pretējā plūsma atspoguļo jaudu, kas tiek atņemta no tiešās secības elektromagnētiskās jaudas, tiešās secības griezes momentam pārsniedzot pretējās secības momentu. Kā parādīts attēlā, griezes momenta attīstīšanai pieejamā jauda tad ir $(1-s)(P_{gt} - P_{gp})$. 3.47. attēls skaidri ilustrē veiktspējas samazināšanos, kas rodas nesimetrijas dēļ. Šī ilustrācija norāda arī uz to, ka daudzfāžu mašīnas nesimetrisku režīmu iespējams ekvivalenti attēlot kā divu identisku mašīnu darbību uz kopīgas vārpstas, no kurām viena tiek barota ar tiešās secības spriegumu, bet otra – ar pretējās secības spriegumu. Abu mašīnu griezes momentiem ir pretējs virziens, bet strāvas, ieejas jauda un zudumi ir aditīvi jeb summējami.



$$P_i = \operatorname{Re} \left[\underline{U}_A \underline{I}_A^* + \underline{U}_B \underline{I}_B^* + \underline{U}_C \underline{I}_C^* \right] = \operatorname{Re} \left[3 \underline{U}_{At} \underline{I}_{At}^* + 3 \underline{U}_{Ap} \underline{I}_{Ap}^* \right]$$

Statora elektriskie zudumi $\Delta P_s = r_1 \left[|\underline{I}_A|^2 + |\underline{I}_B|^2 + |\underline{I}_C|^2 \right] = r_1 \left[3 |\underline{I}_{At}^*|^2 + 3 |\underline{I}_{Ap}^*|^2 \right]$

$$M = M_t - M_p = \frac{P}{2\omega_e} (P_{gt} - P_{gp})$$

3.47. attēls. Asinhronās mašīnas jaudas un griezes momenta sadalījums nesimetriskā režīmā.

3.13.4. Griezes momenta pulsācijas

Ja daudzfāžu mašīnu darbina ar simetrisku barošanu, attīstītais moments ir laikā nemainīgs. Taču nesimetriskos režīmos uz priekšu rotējošā (tiešās secības) magnētiskā lauka un pretēji rotējošā (pretējās secības) magnētiskā lauka mijiedarbībā rodas pulsējoša griezes momenta komponente. Tā kā abi lauki šķērso viens otru ar ātrumu, kas divkārt pārsniedz sinhrono, griezes momenta pulsāciju frekvence ir divkārt lielāka par barošanas tīkla frekvenci. Momenta pulsāciju amplitūdu aprēķina ar izteiksmi

$$M_{2pk} = \frac{3p}{\omega_e} |\underline{E}_{At}| |\underline{E}_{Ap}| |\underline{Y}_{At} - \underline{Y}_{Ap}|, \quad (3.64.)$$

- kur \underline{E}_{At} – gaisa spraugas tiešās secības spriegums;
- \underline{E}_{Ap} – gaisa spraugas pretējās secības spriegums;
- $\underline{Y}_{At} = (r_r / s + jX_{\sigma r})^{-1}$ – rotora tiešās secības pilnā vadītspēja;
- $\underline{Y}_{Ap} = [r_r / (2-s) + jX_{\sigma r}]^{-1}$ – rotora pretējās secības pilnā vadītspēja;
- p – polu pāru skaits.

Papētot vienādojumu, redzams, ka griezes momenta pulsācijas ir vienādas ar nulli pie nulles ātruma ($s = 1, \underline{Y}_{At} = \underline{Y}_{Ap}$) un tiecas uz maksimumu pie vai netālu no

sinhronā ātruma ($s = 0$, $\underline{Y}_{At} = 0$ un \underline{Y}_{Ap} vērtība ir liela). Momenta pulsācijas ir vienas no bīstamākajām nesimetrijas sekām un bieži vien izraisa nepieļaujamu troksni, kā arī sajūga vai tinumu bojājumus.

3.13.5. Sprieguma nesimetrija

Tiešās secības un pretējās secības shēmas pilnās pretestības lielās atšķirības dēļ pat neliela sprieguma nesimetrija var izraisīt ievērojamu strāvas nesimetriju. Tā, piemēram, ja $s = 0$, tiešās secības pilnā pretestība ir aptuveni vienāda ar magnetizēšanas pilno pretestību, kamēr pretējās secības pilnā pretestība ir aptuveni vienāda ar kopējo izkliedes induktīvo pretestību (jo $2 - s \approx 2$), kā rezultātā aktīvā komponente, salīdzinot ar reaktīvo, ir maza un magnetizēšanas induktīvā pretestība ir niecīga. Tukšgaitas režīmā diezgan bieži rodas ievērojama strāvas nesimetrija pat tad, ja barošana ir šķietami simetriska; dziļākas dzinēja spriegumu pārbaudes rezultātā parasti atklājas neliela sprieguma nesimetrija. Kā piemēru aplūkosim tādu nesimetrisku mašīnas režīmu, kurā ir 1 % pretējās secības spriegums un 100 % tiešās secības spriegums. Tad, pieņemot, ka U_{At} un U_{Ap} sakrīt fāzē, un neņemot vērā aktīvo pretestību, tiešās un pretējās secības strāvas vērtība ir aptuveni šāda:

$$\underline{I}_{At} = \frac{1}{j3} = -j0,333; \quad (3.65.)$$

$$\underline{I}_{Ap} = \frac{0,01}{j0,2} = -j0,05.$$

Līdz ar to dzinēja fāzes spriegumi un strāvas:

$$|\underline{U}_A| = 1,01, \quad |\underline{U}_B| = 0,995, \quad |\underline{U}_C| = 0,995, \quad (3.66.)$$

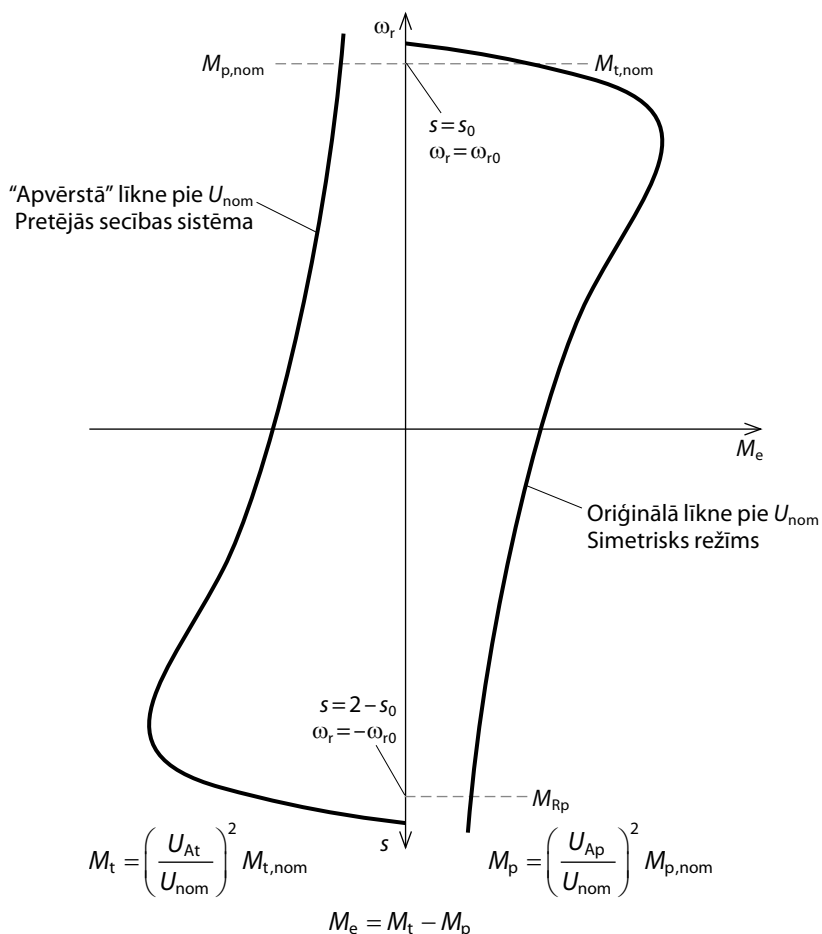
$$|\underline{I}_A| = 0,383, \quad |\underline{I}_B| = 0,311, \quad |\underline{I}_C| = 0,311. \quad (3.67.)$$

Lai gan starpība starp fāzes spriegumiem ir tikai $\sim 1,5\%$, strāvas atšķiras par gandrīz 20 %.

Pretstatā strāvas nesimetrijas jutīgumam attiecībā pret sprieguma nesimetriju, ietekme uz vidējo griezes momentu ir ļoti maza. Šī nejutība skaidrojama ar faktu, ka griezes moments atkarīgs no sprieguma kvadrāta, kā arī normālā režīmā pretējās secības sistēma darbojas ar augstu slīdi. Tādējādi, ja pretējās secības spriegums ir 1 % un slīde 0,02, pretējās secības griezes moments ir 10^{-4} reizes mazāks nekā moments, kāds tiktu attīstīts ar 100 % spriegumu un slīdes vērtību $2 - 0,02 \approx 2$. Tā kā moments pie $s \approx 2$ jau ir mazs, gala rezultāts ir ļoti mazs, un vairumā gadījumu to var neievērot. Lielai nesimetrijai, protams, var būt nozīmīga ietekme uz momentu, taču mazas sprieguma nesimetrijas gadījumā ietekme ir nebūtiska.

3.48. attēlā ilustrēts, kā, izmantojot normāla, simetriska režīma mehānisko raksturlielni, iespējams iegūt griezes momenta vērtību jebkādā sprieguma nesimetrijas

režīmā. Tiešās secības griezes momentu iegūst, nolasot no sākotnējās raksturliķnes momenta vērtību pie noteiktas slīdes un to pareizinot ar U_{At} un U_{nom} attiecības kvadrātu, kur U_{nom} ir spriegums dotajai (nominālā) simetriskā režīma mehāniskajai raksturliķnei. Pretējās secības griezes momentu iegūst, apvēršot mehānisko raksturliķni, t. i., nolasot momenta vērtību pie $(2 - s)$ un pareizinot to ar U_{Ap} un U_{nom} attiecības kvadrātu. Rezultējošo momentu tad iegūst kā starpību starp tiešās un pretējās secības momenta vērtību. Šādi rīkojoties, iespējams atrast mehānisko raksturliķni jebkādam sprieguma nesimetrijas režīmam, par pamatu izmantojot vienu vienīgu simetriska režīma mehānisko raksturliķni.



3.48. attēls. Nesimetriska režīma momenta noteikšana no simetriska režīma mehāniskās raksturliķnes.

3.13.6. Vienfāzes režīms

Vienfāzes režīms ir īpašs nesimetrisku režīmu apakšgadījums, kurā viena no dzinēja fāzes strāvām tinuma ķēdes pārtraukuma dēļ kļūst vienāda ar nulli. Iepriekšējās sadaļās aplūkoto pamatprocedūru nav iespējams tiešā veidā izmantot, jo nav zināmi visi spriegumi un nav iespējams uzreiz aprēķināt sprieguma simetriskās komponentes. Tomēr ar turpmāk aprakstīto metodi iespējams izveidot ekvivalento shēmu.

Aplūkosim trīsfāžu mašīnu, kuras A fāze ir pārtraukta, bet fāzes B un C pieslēgtas vienfāzes barošanas avotam, kā parādīts 3.49. (a) attēlā. Ierobežojumu attiecībā uz A fāzes strāvu matemātiski var izteikt kā

$$\begin{aligned} \underline{I}_A &= \underline{I}_{At} + \underline{I}_{Ap} = 0 \text{ jeb} \\ \underline{I}_{At} &= -\underline{I}_{Ap}, \end{aligned} \quad (3.68.)$$

ko iespējams iegūt, savienojot virknē tiešās secības shēmu ar pretējās secības shēmu. Spriegumu \underline{U}_{BC} var izteikt ar simetriskajām komponentēm šādi:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{BC} &= \underline{U}_B - \underline{U}_C = a^2 \underline{U}_{At} + a \underline{U}_{Ap} - (a \underline{U}_{At} + a^2 \underline{U}_{Ap}) = (a^2 - a)(\underline{U}_{At} - \underline{U}_{Ap}) = \\ &= (-j\sqrt{3})(\underline{U}_{At} - \underline{U}_{Ap}). \end{aligned} \quad (3.69.)$$

Izmantojot sakarības $\underline{U}_{At} = I_{At} Z_t$, $\underline{U}_{Ap} = I_{Ap} Z_p$ un (3.68.), rezultātu varam pārveidot šādi:

$$\underline{U}_{BC} = (a^2 - a) I_{At} (Z_t + Z_p) = -j\sqrt{3} I_{At} (Z_t + Z_p). \quad (3.70.)$$

Gala rezultātā, izsakot I_B ar simetriskajām komponentēm:

$$\underline{I}_B = \underline{I}_{Bt} + \underline{I}_{Bp} = a^2 I_{At} + a I_{Ap} = (a^2 - a) I_{At} = -j\sqrt{3} I_{At}, \quad (3.71.)$$

iegūstam izteiksmes (3.70.) galīgo formu:

$$\underline{U}_{BC} = I_B (Z_t + Z_p). \quad (3.72.)$$

Šis rezultāts ilustrēts 3.49. (b) attēlā. Griezes moments ir viegli iegūstams kā starpība starp tiešās secības un pretējās secības momentu, kā parādīts 3.47. attēlā.

Ja jāaprēķina spriegums \underline{U}_A , vispirms atrod simetriskās komponentes \underline{U}_{At} un \underline{U}_{Ap} :

$$\underline{U}_{At} = I_{At} Z_t = \frac{I_B}{a^2 - a} Z_t = j \frac{I_B}{\sqrt{3}} Z_t, \quad (3.73.)$$

$$\underline{U}_{Ap} = I_{Ap} Z_p = -\frac{I_B}{a^2 - a} Z_p = -j \frac{I_B}{\sqrt{3}} Z_p, \quad (3.74.)$$

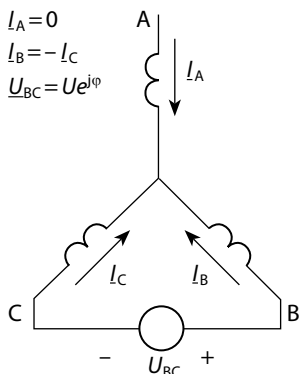
no kā

$$\underline{U}_A = \underline{U}_{At} + \underline{U}_{Ap} = j \frac{I_B}{\sqrt{3}} (Z_t - Z_p) = j \frac{U_{BC}}{\sqrt{3}} \left(\frac{Z_t - Z_p}{Z_t + Z_p} \right). \quad (3.75.)$$

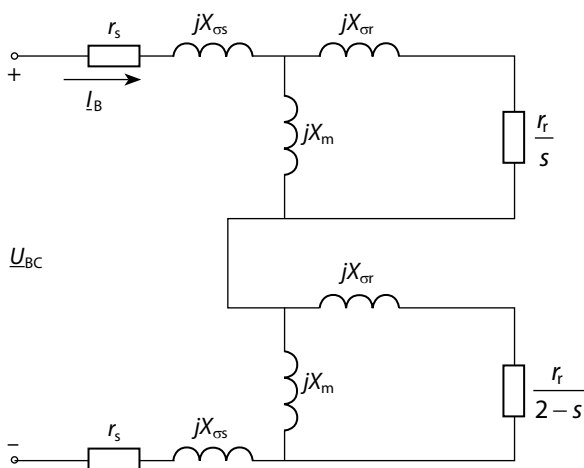
Vienfāzes dzinēja ekvivalento shēmu iegūst līdzīgi, izmantojot divfāžu sistēmas simetriskās komponentes. Rezultāts ilustrēts 3.50. attēlā. Shēma ir ļoti līdzīga kā

trīsfāžu mašīnai (3.49. att.), un vienīgā atšķirība ir tajā, kā tiek izteikta mašīnas pilnā pretestība. Trīsfāžu gadījumā shēmas elementi attēlo vērtības starp fāzes vadu un neitrāli, tāpēc statora pilnā pretestība, ko veido r_s un $X_{\sigma s}$, parādās divas reizes. Salīdzinājumam – darbinot divfāžu mašīnu vienfāzes režīmā, barota tiek tikai viena fāze.

(a) vienfāzes režīms

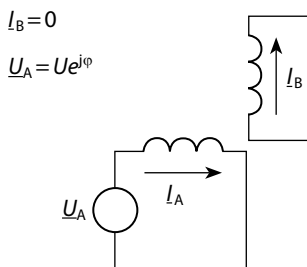


(b) ekvivalentā shēma

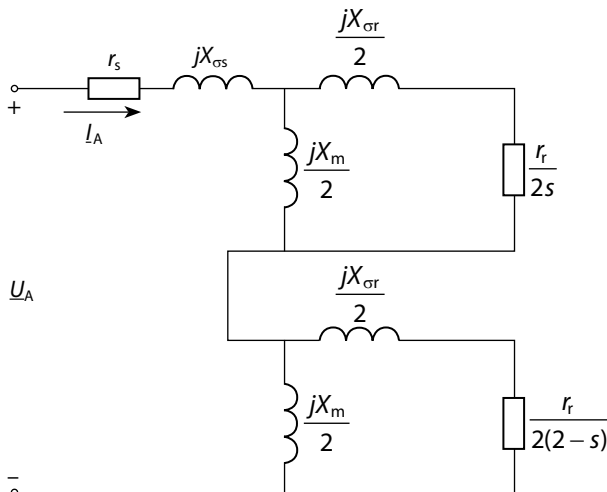


3.49. attēls. Trīsfāžu mašīnas vienfāzes režīma (a) ekvivalentā shēma (b).

(a) vienfāzes režīms



(b) ekvivalentā shēma



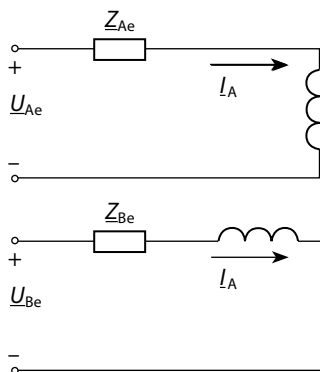
3.50. attēls. Divfāžu mašīnas vienfāzes režīma (a) vai vienfāzes dzinēja ekvivalentā shēma (b).

3.50. attēlā rotora pilnā pretestība tiek reizināta ar $1/2$ arī dēļ veida, kā tiek izteikti rotora parametri divfāžu mašīnā. Fizikāli tos var aprakstīt ar tiešās secības un pretējās secības magnetizējošajiem spēkiem, kuru amplitūda ir vienāda ar pusi no kopējā magnetizējošā spēka amplitūdas.

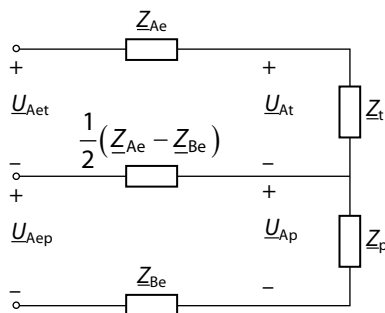
3.13.7. Pilnās pretestības nesimetrija divfāžu mašīnā

Statora fāžu pilnās pretestības nesimetrijas analīze ir sarežģīts uzdevums, un simetrisko komponentu metode tam nav īpaši piemērota. Vislielākā praktiskā nozīme šādam režīmam ir pie vienfāzes dzinēju palaišanas, kam parasti raksturīgs divfāžu režīms ar atšķirīgu pilnās pretestības vērtību katrā fāzē. Ekvivalentā shēma šādam gadījumam dota 3.51. attēlā. Pilnās pretestības nesimetrija te tiek attēlota ar saites pilno pretestību starp tiešās secības un pretējās secības ekvivalento shēmu, kas vienāda ar pusi no starpības starp A un B fāzes pilno pretestību. Lai gan shēma 3.51. attēlā korekti atspoguļo pilnās pretestības nesimetriju, tā ir sarežģīta un grūti analizējama, jo prasa apjomīgus aprēķinus.

(a) savienojumu shēma



(b) simetrisko komponentu shēma



3.51. attēls. Simetrisko komponentu ekvivalentā shēma divfāžu mašīnai pilnās pretestības nesimetrijas režīmā.

3.14. Noslēgums

Asinhrono mašīnu temats ir plašs kā teorētiskā, tā praktiskā lietojuma ziņā, un šī grāmatas nodaļa kalpo tikai kā īss ievads. Tematam pievērsīsimies arī turpmākajās nodaļās, aplūkojot asinhrono mašīnu darbību ar noslēgtas vadības griezes momenta regulatoru.

Literatūra

1. D.W.Novotny and T.A.Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford Science Publications, Oxford, 1996.
2. R.H. Nelson, T.A. Lipo and P.C.Krause, "Stability Analysis of a Symmetrical Induction Machine," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No. 11, Nov. 1969, pp. 1710-17.

4. NODAĻA

Sinhrono mašīnu darbības principi

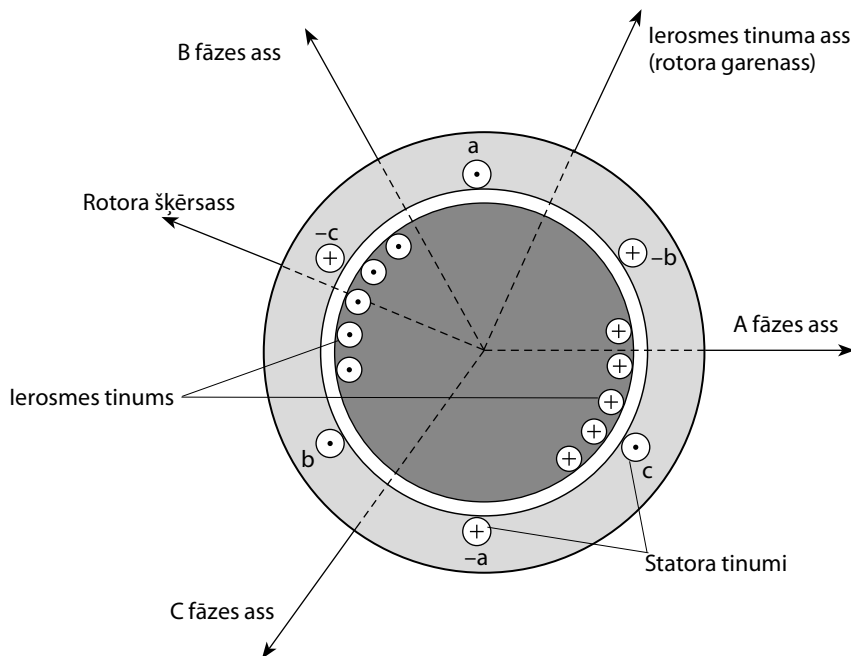
4.1. Ievads

Energoelektronikas pārveidotāju izveide, kas elektroiekārtām nodrošina regulējamās frekvences barošanu, ietekmējusi vēl vienu nozīmīgu maiņstrāvas elektromašīnu tipu – sinhronās mašīnas. Ja aptver visus iespējamās sinhrono mašīnu ierosmes veidus, iegūst plašu elektromehānisko enerģijas pārveidotāju klasi, kurā ietilpst, piemēram, sinhronās mašīnas ar ierosmes tinumu, pašierosmes sinhronās mašīnas, pastāvīgo magnētu mašīnas ar plašu topoloģijas spektru, kā arī daudzi reaktīvo mašīnu veidi. Vispirms aplūkosim tradicionālu sinhrono mašīnu ar ierosmes tinumu. Sarežģītās rotora uzbūves dēļ šo mašīnu jauda parasti ir virs megavata, jo tad lielāka darbības efektivitāte un spēja pielāgot to jaudas koeficientu gūst priekšroku pār izmaksām.

4.2. Fiziskā uzbūve

Sinhronās mašīnas iedala divās kategorijās. *Neizvirzītu polu sinhronajai mašīnai* ir vienmērīga gaisa sprauga un rievots stators un rotors, kā parādīts 4.1. attēlā. Statora rievās ievietoti trīs simetriski, sinusoidāli sadalīti tinumi, kas veido simetrisku trīsfāžu kopu. Katrs tinums veido $2p$ -polu magnētiskās plūsmas sinusoidālo sadalījumu. Pirmām kārtām šādas mašīnas izmanto kā ģeneratorus, kurus parasti darbina tvaika turbīnas, un tad tās sauc arī par *turboģeneratoriem*. Tā kā turboģeneratorus darbina lielas tvaika turbīnas, kurām, lai iegūtu pieņemamu jaudas blīvumu, nepieciešams liels griešanās ātrums, tad tiem parasti ir divi vai četri poli. Augstā griešanās frekvence nosaka to, ka rotoru veido no vienlaidu tērauda un tā virsmā iefrēzē rievās, kurās ievieto *ierosmes tinumu*. Rotora rievās ievietots viens tinums, kas, ierosināts ar līdzstrāvu, veido tuvināti sinusoidāli sadalītu magnētisko plūsmu ar $2p$ poliem. Ierosmes lauka pamatharmonika vienīgā ir saķēdēta ar statora lauka pamatharmoniku, un atlikušo daļu var uzskatīt par izkliedes magnētisko plūsmu.

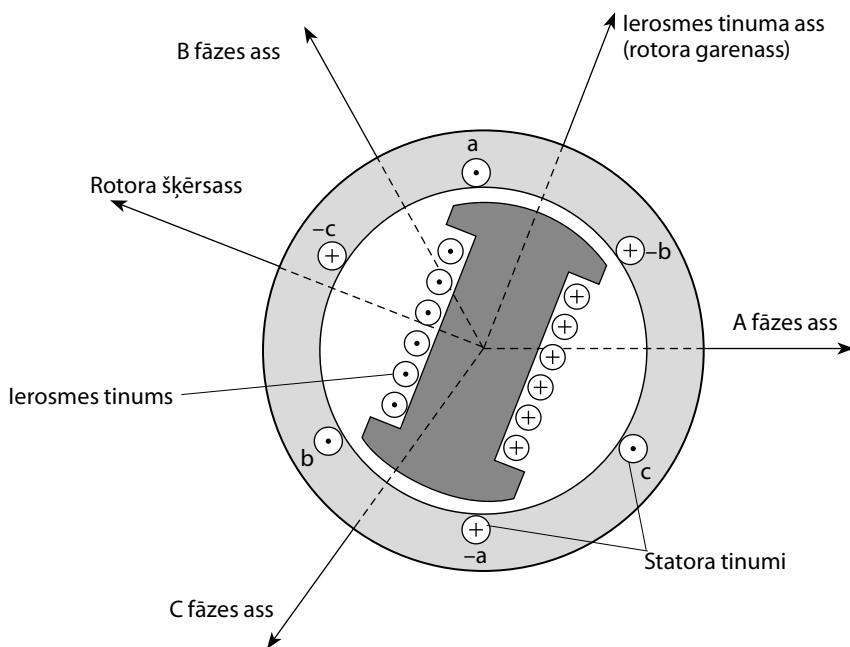
Neizvirzītu polu mašīnas bieži tiek izmantotas arī tādās mehāniskās slodzes pie-
dziņai, kam nepieciešams liels griešanās ātrums (piemēram, gāzes kompresoriem).



4.1. attēls. Ideāla sinhronā mašīna ar neizvirzītiem poliem.

Izvirzītu polu mašīnām arī ir simetriski daudzfāžu statora tinumi. Taču ierosmes tinumu veido uz izvirzītajiem rotora poliem novietotu koncentrētu spoļu tinums, kas parādīts 4.2. attēlā. Tādēļ gaisa sprauga starp statoru un rotoru ir nevienmērīga. Arī te magnētiskās plūsmas daļa, kas nav saķēdēta ar sinusoidāli sadalītajiem statora tinumiem, uzskatāma par izkliedes plūsmu. Polu uzgaļu forma veidota tā, lai magnētiskās plūsmas sadalījums tiektos uz sinusoidālu, un līdz ar to gaisa spraugu parasti uzskata par tuvināti sinusoidāli sadalītu. Bieži tiek izmantoti papildu rotora tinumi¹¹ gan ģeneratoru pārejas režīma raksturlīknes uzlabošanai, gan tādu sinhrono dzinēju palaišanai, kas paredzēti darbībai ar nemainīgu frekvenci. Šie tinumi izveidoti no vienmērīgi sadalītiem stieņiem, kuru gali savienoti ar gredzeniem līdzīgi kā asinhronās mašīnas īsslēgtajam rotoram.

¹¹ Sinhronajiem dzinējiem tas ir *palaišanas tinums*, bet sinhronajiem ģeneratoriem – *slāpētājtinums*. Abu tinumu konstrukcija ir līdzīga.



4.2. attēls. Idealizēta sinhronā mašīna ar izvirzītiem poliēm.

4.3. Darbības princips

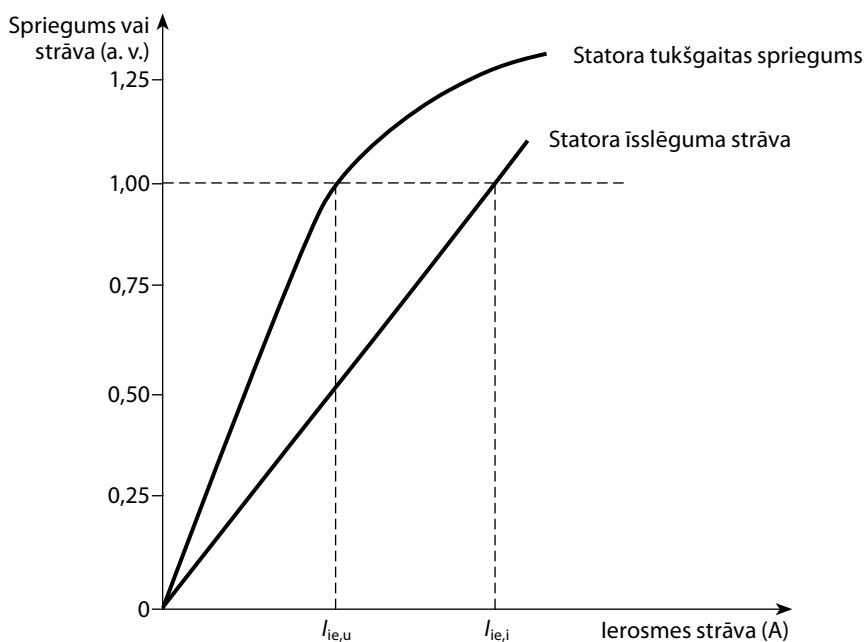
Statora tinumam pievadot simetrisku, sinusoidālu spriegumu, rodas sinusoidāli sadalīts, rotējošs magnētiskās indukcijas vilnis ar konstantu amplitūdu. Rotoram griežoties sinhroni ar rotējošo magnētisko plūsmu, rotora ķēdē rezultējošā magnētiskā plūsma nemainās, līdz ar to rotorā netiek inducēta strāva. Ierosmes tinumu barojot ar līdzstrāvu, rotors rada $2p$ -polu magnētisko plūsmu, kas mijiedarbībā ar $2p$ statora poliēm rada griezes momentu. Mašīnā ar izvirzītiem poliēm rotora griešanās ar kādu leņķi attiecībā pret sinhroni rotējošo statora magnētisko plūsmu izraisa statora plūsmas amplitūdas maiņu, tādējādi radot griezes momentu (reaktīvo griezes momentu) pat bez ierosmes strāvas. Ja rotors griežas ar ātrumu, kas ir atšķirīgs no sinhronā, nerodas sinhronais griezes moments, pat ja rotorā tiek inducēta strāva un tiek radīts tāda paša veida moments kā asinhronajā dzinējā.

4.4. Ekvivalentā shēma mašīnai ar neizvirzītiem poliem

Vienkāršu ekvivalento shēmu mašīnai ar neizvirzītiem poliem stacionārā režīmā iespējams izveidot, izmantojot tādus pašus jēdzienus kā Tevenena teorēmā¹² ķēžu teorijā. 4.3. attēlā dotas tipiskas statora tukšgaitas sprieguma un īsslēguma strāvas raksturlieknes, ko iegūst no mērījumiem uz statora spailēm, mainot ierosmes strāvu un uzturot konstantu griešanās ātrumu. Tukšgaitas spriegums atbilst Tevenena ekvivalentās shēmas EDS E_i . Kā redzams grafikā, tukšgaitas sprieguma raksturlieknei parasti izpaužas piesātinājums atšķirībā no īsslēguma strāvas, kas saglabā savu linearitāti enkura īsslēguma strāvas atmagnetizējošās iedarbes (enkura reakcijas) rezultātā (sk. vektoru diagrammas 4.6. sadaļā). Ja piesātinājumu neievēro, šo spriegumu var uzreiz aprēķināt, izmantojot ierosmes strāvu $I_{ie,r}$:

$$E_i = \frac{\omega_e L_m I_{ie,r}}{\sqrt{2}}, \quad (4.1.)$$

kur E_i ir fāzes sprieguma efektīvā vērtība un L_m ir statora un rotora tinumu mijinduktivitāte vienai fāzei.

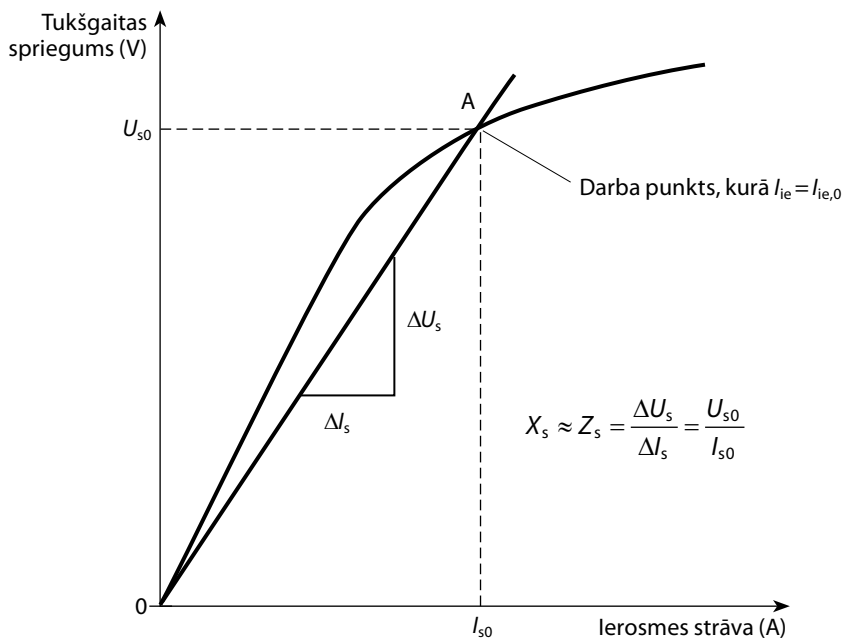


4.3. attēls. Tukšgaitas un īsslēguma raksturliekne.

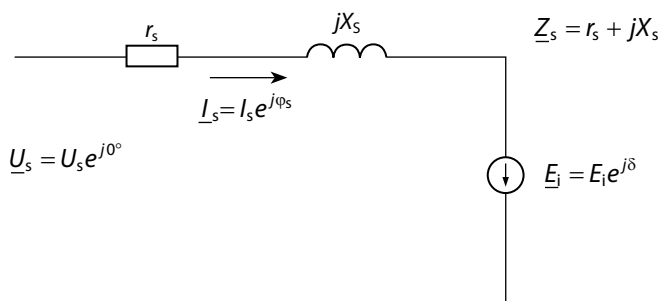
Grafiku, kas parāda attiecību starp tukšgaitas spriegumu un īsslēguma strāvu pie vienas un tās pašas ierosmes strāvas (4.4. att.), izmanto, lai noteiktu Tevenena

¹² Tevenena teorēmu sauc arī par aktīvā divpola teorēmu un ekvivalentā ģeneratora (avota) teorēmu.

shēmas ekvivalento pilno pretestību Z_s katrā darba punktā. Nominālo pilno pretestību iegūst, velkot līkni no koordinātu sākumpunkta uz punktu A, kas atbilst nominālajam spriegumam. Rezultējošā ekvivalentā shēma dota 4.5. attēlā. Jāpiebilst, ka realitātē tas ir sarežģītāk un ir izstrādātas precīzākas metodes piesātinātas mašīnas sinhronās pilnās pretestības mērīšanai.



4.4. attēls. Voltampēru raksturliktne sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem.



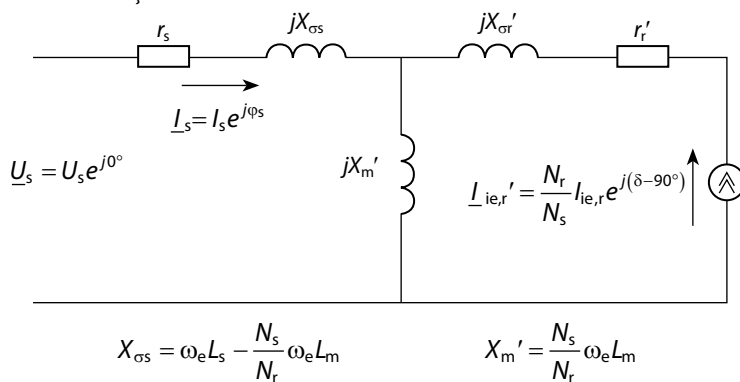
4.5. attēls. Sinhronā dzinēja ar neizvirzītiem poliem vienas fāzes ekvivalentā shēma.

Vēl viens ekvivalentās shēmas izveides veids mašīnai ar vienmērīgu gaisa spraugu ir tāds, kam par pamatu izmanto tradicionālu asinhronā dzinēja ekvivalento shēmu. Pie sinhronā ātruma slīde ir vienāda ar nulli, tāpēc ekvivalentajā shēmā rotora rezistoru r_r/s aizstāj ar ķēdes pārtraukumu, kas nozīmē to, ka rotorā netiek indu-

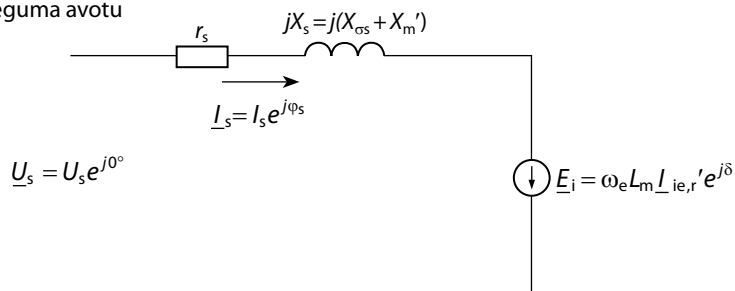
cēta strāva. Kā redzams 4.6. (a) attēlā, līdzstrāvas pievadīšanu rotoram (ierosmes strāvu) shēmā attēlo ar maiņstrāvas avotu, kura strāvas amplitūda ir $I_{ie,r}(N_r/N_s)$. Ja shēmas daļu rotora pusē, ko veido strāvas avots ar paralēli slēgtu induktīvo pretestību, pārveido uz sprieguma avotu ar virknē slēgtu induktīvo pretestību, iegūst 4.6. (b) ilustrēto ekvivalento shēmu, kas acīmredzami saskan ar shēmu 4.5. attēlā. Ievērojiet, ka līdz ar šādu pieeju kļūst skaidrs tas, ka virknē slēgtā induktīvā pretestība X_s 4.5. attēlā izriet no kopējās magnētiskās plūsmas, ko rada statora strāva. Izmantojot asinhrono dzinēju terminoloģiju, tā ir vienāda ar izkliedes un magnetizēšanas induktīvās pretestības summu, tāpēc parasti ievērojami pārsniedz asinhronajiem dzinējiem raksturīgo statora izkliedes induktīvās pretestības vērtību 0,1 a. v. Gaisa spraugai atbilstošā daļa (magnetizēšanas induktīvā pretestība) ir apgriezti proporcionāli atkarīga no gaisa spraugas platuma, un tas ir galvenais ģeometriskais izmērs, kas nosaka X_s vērtību.

Sinhronajām mašīnām izmanto tādu pašu attiecināto vienību sistēmu, kādu jau aplūkojām 3.5.7. sadaļā asinhronajām mašīnām. Sinhronās mašīnas ekvivalentā shēma attiecināto vienību sistēmā pie bāzes barošanas frekvences (proti, $\omega_e = \omega_b$) ir tāda pati kā 4.5. att. un 4.6. att. Sinhronās mašīnas ekvivalentās shēmas vispārīgums barošanai ar regulējamu frekvenci tiks aplūkots 4.8. nodaļā.

(a) ierosmes strāva attēlota ar maiņstrāvas avotu



(b) pārveidojums ar sprieguma avotu



4.6. attēls. Ekvivalentās shēmas izveide sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem, balstoties uz asinhronās mašīnas ekvivalento shēmu.

4.5. Leņķa raksturlikne mašīnai ar neizvirzītiem poliem

Kā redzams 4.5. attēlā, vispārīgā gadījumā EDS E_i ir nobīdīts fāzē no spaiļu sprieguma par leņķi δ , ko sauc par *slodzes leņķi*. Leņķi δ atliek no sprieguma vektora \underline{U}_s . Lieljaudas mašīnām statora aktīvā pretestība, salīdzinot ar induktīvo pretestību, parasti ir maza un to var neņemt vērā, tādējādi iegūstot vienkāršu un noderīgu izteiksmi jaudas aprēķināšanai, izmantojot U_s, E_i un δ . Ja $r_s = 0$, uz mašīnu plūstošā strāva

$$I_s = \frac{U_s e^{j0^\circ} - E_i e^{j\delta}}{jX_s} = \frac{U_s}{X_s} e^{-j90^\circ} - \frac{E_i}{X_s} e^{j(\delta-90^\circ)}. \quad (4.2.)$$

Izteiksim strāvas I_s komponenti, kura sakrīt fāzē ar \underline{U}_s :

$$I_s \cos \varphi_s = -\frac{E_i}{X_s} \cos(\delta - 90^\circ) = -\frac{E_i}{X_s} \sin \delta. \quad (4.3.)$$

Šo izteiksmi viegli iegūt arī no vektoru diagrammas 4.7. attēlā, kur vertikālo attālumu starp vektoru \underline{U}_s un vektora E_i galapunktu var izteikt ar leņķi δ kā $E_i \sin \delta$ vai ar leņķi φ_s kā $I_s X_s \cos \varphi_s$. Mīnus zīme izteiksmē (4.3.) izriet no tā, ka leņķis δ tiek atlikts no vektora \underline{U}_s , un no pieņēmuma, ka vektoru rotācijas virziens un leņķa pozitīvais virziens ir pretējs pulksteņrādītāju kustības virzienam. Līdz ar to dzinēja režīmā E_i atpaliek no \underline{U}_s un δ ir negatīvs.

Mašīnas saņemtā jauda, ja U_s un I_s apzīmē efektīvās vērtības:

$$P_s = 3U_s I_s \cos \varphi_s, \quad (4.4.)$$

kurā ievietojot izteiksmi (4.3.), iegūstam

$$P_s = -3 \frac{U_s E_i}{X_s} \sin \delta. \quad (4.5.)$$

Tā kā jauda no statora netiek pievadīta ierosmes tinumam un r_s netiek ievērots, tā ir arī izejas jauda uz dzinēja vārpstas. Ja δ ir negatīvs, $P_s > 0$, kas atbilst dzinēja režīmam. Turpretim, ja δ ir pozitīvs, mašīna darbojas ģenerators režīmā. Elektromagnētiskais moments ir vienāds ar jaudu, dalītu ar sinhrono mehānisko ātrumu ω_e/p . Līdz ar to, ja statora aktīvo pretestību neievēro,

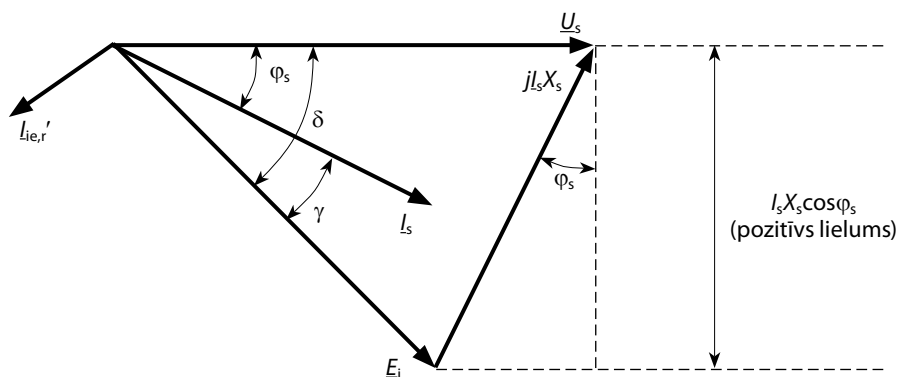
$$M_e = \frac{P_s}{\omega_e / p} = \quad (4.6.)$$

$$= -3p \frac{U_s E_i}{\omega_e X_s} \sin \delta \quad (\text{Nm}). \quad (4.7.)$$

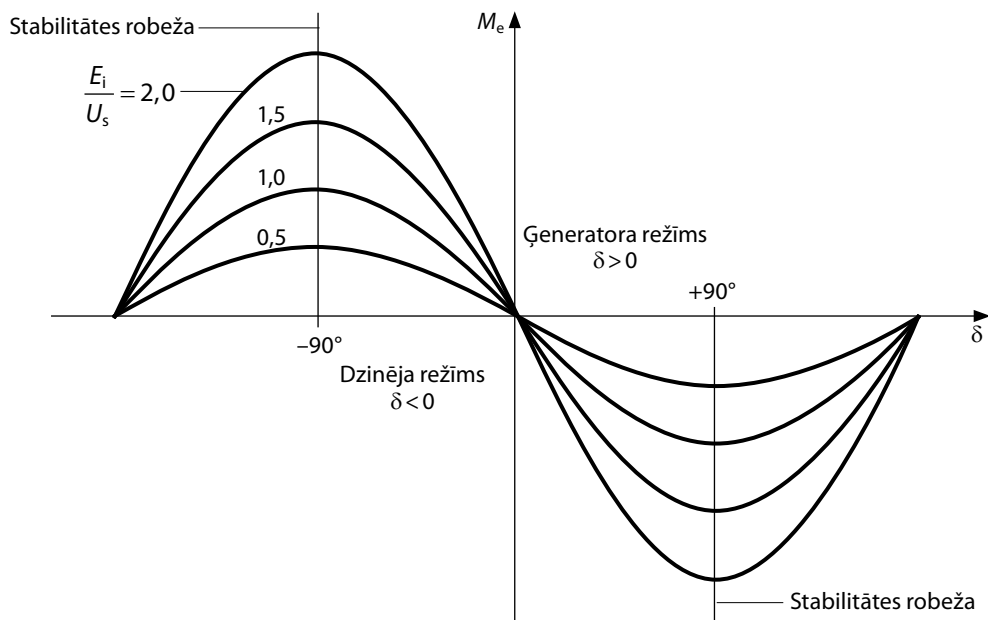
4.8. attēlā ilustrēta leņķa raksturlikne atbilstoši izteiksmei (4.7.). Sinhronajām mašīnām maksimālo momentu M_{\max} sauc arī par sinhronisma zaudēšanas momentu. Ja δ ir negatīvs,

$$M_{\max} = 3p \frac{U_s E_i}{\omega_e X_s} \quad (\text{Nm}). \quad (4.8.)$$

Ja aktīvo pretestību neievēro, maksimālais moments ģenerators režīmā ir vienāds ar izteiksmes (4.8.) negatīvo vērtību.



4.7. attēls. Vektoru diagramma sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem dzinēja režīmā ($\varphi_s, \delta < 0$ un $\gamma > 0$).



4.8. attēls. Leņķa raksturlikne sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem.

Jaudu un griezes momentu var izteikt arī ar $E_i I_s$ un iekšējo nobīdes leņķi γ starp E_i un I_s . Šajā gadījumā γ tiek atlikts no EDS E_i . Citiem vārdiem, ja strāva apsteidz EDS, tad $\gamma > 0$. Tā kā mašīnai darbojoties rodas arī zudumi, tad ir skaidrs, ka

$$P_s = 3U_s I_s \cos \varphi_s = 3E_i I_s \cos \gamma \text{ (W)}. \quad (4.9.)$$

Līdz ar to momentu var izteikt:

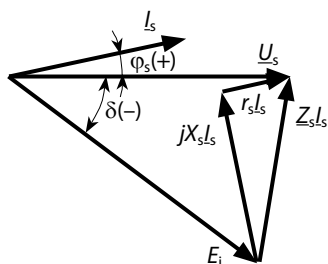
$$M_e = 3p \frac{E_i I_s}{\omega_e} \cos \gamma. \quad (4.10.)$$

Divi pēdējie rezultāti ir noderīgi, ja mašīnu darbina ar regulējamu strāvas avotu, kā tas nereti notiek tad, ja mašīnas piedziņai izmanto energoelektronikas regulatorus.

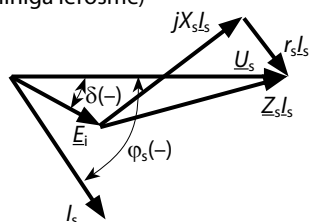
4.6. Vektoru diagrammas neizvirzītu polu mašīnām

Sinhrono mašīnu darbību var ērti ilustrēt, izmantojot vektoru diagrammas, kurās attēlo dažādus statora parametrus. Mašīnas darbības režīmu aprēķini ir vienkāršāki, ja izmanto vektoru diagrammas ģeometriskos lielumus, nevis matemātiskus vienādojumus.

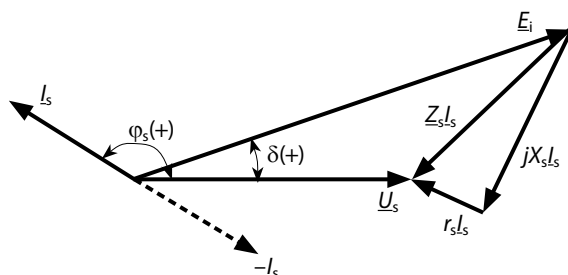
(a) dzinēja režīms ar apsteidzošu strāvu (pārierosme)



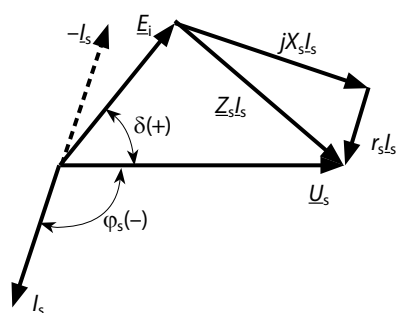
(b) dzinēja režīms ar atpaliekošu strāvu (nepilnīga ierosme)



(c) ģenerators režīms ar apsteidzošu strāvu (pārierosme)



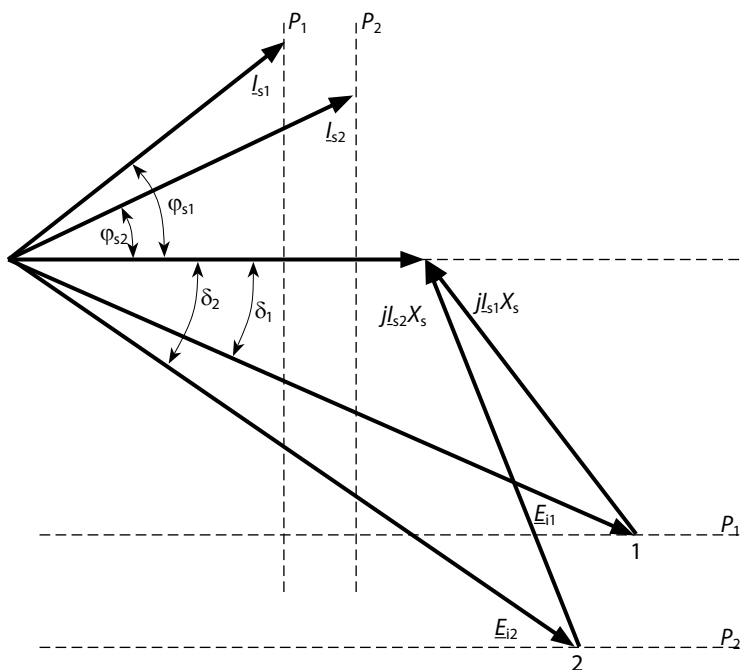
(d) ģenerators režīms ar atpaliekošu strāvu (nepilnīga ierosme)



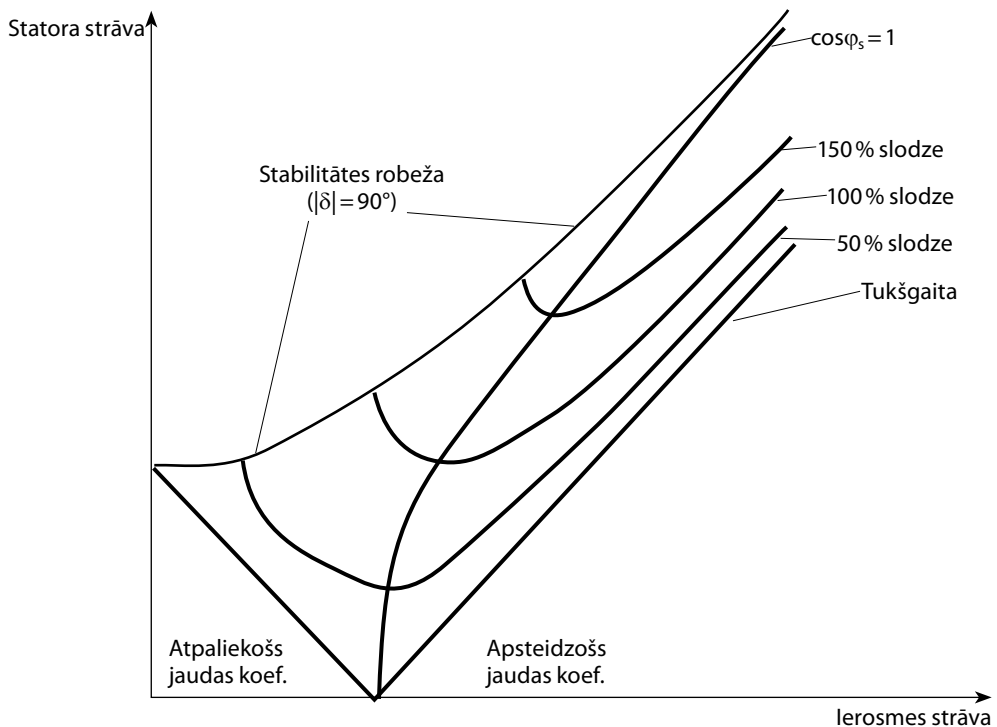
4.9. attēls. Vektoru diagrammas sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem pie konstanta spaiļu sprieguma un strāvas.

4.9. attēlā ilustrēti piemēri sakarībai starp sprieguma un strāvas vektoru gan dzinēja, gan ģenerators režīmā. Abos režīmos iespējama darbība kā ar apsteidzošu, tā ar atpaliekošu jaudas koeficientu, mašīnu darbinot ar nominālā sprieguma un nominālās frekvences barošanas avotu un atbilstoši regulējot ierosmes strāvu (to aplūkosim nākamajā sadaļā). Jāņem vērā, ka gan slodzes leņķis δ , gan jaudas koefi-

Savukārt 4.11. attēlā parādīta pāreja no viena jaudas līmeņa punktā (1) uz citu augstāku jaudas līmeni punktā (2), nemainot ierosmes strāvu. Šajā gadījumā ir divas pastāvīgas jaudas hodogrāfu kopas un pāreja notiek pie konstantas E_i vērtības. Ievērojiet, ka jaudas izmaiņa (dzinēja slodzes pieaugums) izraisa strāvas palielināšanos un uzlabo jaudas koeficientu. Ja sākotnējā darba punktā būtu atpaliekoša strāva (nepilnīga ierosme), slodzes pieaugums kopumā izraisītu strāvas palielināšanos, bet pasliktinātu jaudas koeficientu, strāvai atpaliekot vēl vairāk, kas viegli secināms no 4.11. attēlam līdzīgas vektoru diagrammas. Statora strāvas atkarību no ierosmes strāvas pie jebkādas iespējamās slodzes attēlo V veida raksturlīknes; tipiska šādu līkņu saime parādīta 4.12. attēlā. Neatkarīgi no slodzes strāva sasniedz vismazāko vērtību tad, kad $\cos\varphi_s = 1$; tie attiecīgi ir V veida līkņu minimuma punkti. Apsteidzošam jaudas koeficientam jeb pārīerosmei atbilst grafika labā puse.



4.11. attēls. Neizvirzītu polu sinhronās mašīnas vektoru diagramma, kurā ilustrēta slodzes izmaiņu ietekme.



4.12. attēls. V veida raksturlielnes sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem.

4.7. Mašīnas ar izvirzītiem poliem

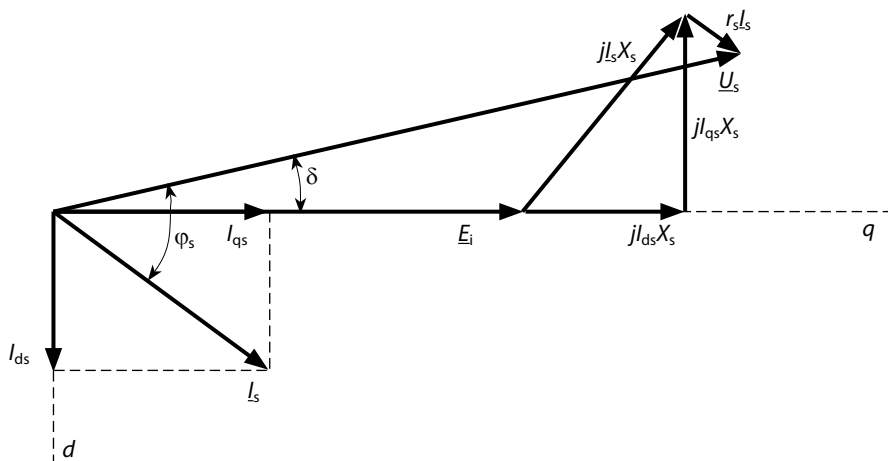
Atšķirībā no neizvirzītu polu mašīnas, kuras rotors ir magnētiski simetrisks, mašīnā ar izvirzītiem poliem enkura reakcijas magnetizējošais spēks (MS) “sastopas” ar atšķirīgu magnētisko pretestību dažādos leņķiskajos virzienos, darbojoties ar dažādiem jaudas koeficientiem. Šādos gadījumos kopējo MS sadala divās komponentēs – garenkomponentē, kuras darbības virziens sakrīt ar polu asi, un tai perpendikulārā šķērskomponentē. Tā kā statora MS garenkomponente var radīt daudz lielāku magnētisko plūsmu nekā šķērskomponente, tad tai atbilst lielāka induktīvā pretestība nekā šķērskomponentei, un izvirzītu polu mašīnai stacionārā režīmā nepastāv vienkārša ekvivalentā shēma. Šādas mašīnas darbību vislabāk attēlo vektoru diagramma.

4.7.1. Vektoru diagramma mašīnai ar izvirzītiem poliem

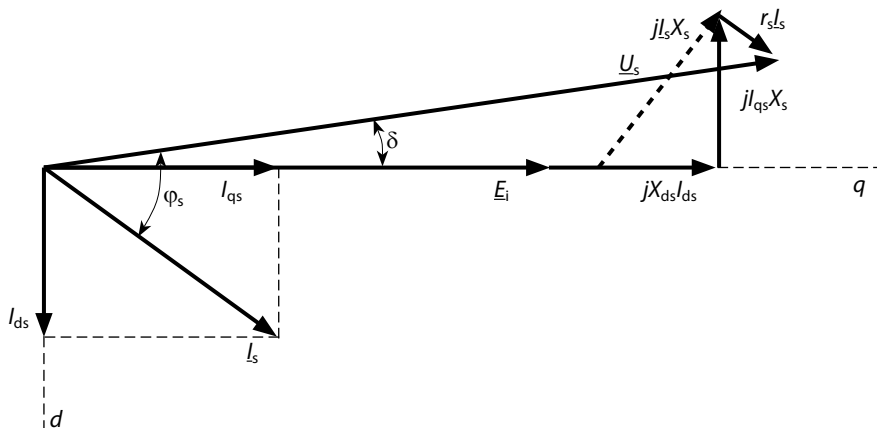
Lai uzkonstruētu vektoru diagrammu, vispirms atkal aplūkosim neizvirzītu polu mašīnas piemēru 4.13. attēlā. EDS vektors \underline{E}_i izriet no rotora ierosmes strāvas; tā kā atbilstoši Faradeja likumam spriegums apsteidz magnētisko plūsmu, kas to inducējusi, tad perpendikulāri vektoram \underline{E}_i , no tā atpaliekot, atrodas *garenass* (d ass). Perpendikulāri garenasij, to apsteidzot, atrodas *ass*, uz kuras ir vektors \underline{E}_i . To sauc par *šķērsasi* jeb q asi. Tagad var atrast vektora \underline{I}_s komponentes, to projicējot uz abām asīm. Neizvirzītu polu mašīnai induktīvā pretestība abām strāvas komponentēm ir vienāda, proti, X_s . Taču izvirzītu polu mašīnai abas induktīvās pretestības ir atšķirīgas. Tā kā šķērsass novietota starppolu telpas virzienā, $X_{ds} > X_{qs}$. Rezultātā iegūtā vienas fāzes vektoru diagramma mašīnai ar izvirzītiem poliem dota 4.14. attēlā.

Viens no sarežģījumiem, kas var rasties vektoru diagrammas izmantošanā, ir q ass atrašanās vietas noteikšana. Piemēram, ja spaiļu spriegums, strāva un jaudas koeficients ir zināms, tad pirmais solis ir atrast q asi, lai strāvu varētu sadalīt divās komponentēs – I_{ds} un I_{qs} . No diagrammas 4.14. attēlā uzreiz nav skaidrs, kā to izdarīt. To risina, diagrammai pievienojot vektoru $j\underline{I}_s X_{qs}$, kura sākumpunkts A atrodas uz q ass (4.15. att.). Kaut arī punkts A ir nepieciešams q ass atrašanai, tam nav nekādas citas fizikālas nozīmes. Tiklīdz atrasts punkts A, iespējams noteikt strāvas komponentes, rīkojoties tā, kā parādīts 4.14. attēlā. Var izmantot arī vektoru diagrammas ģeometriskos lielumus, lai izteiktu nogriežni $BA = I_{ds}(X_{ds} - X_{qs})$ un atrastu vektora \underline{E}_i garumu no nogriežņiem OA un BA:

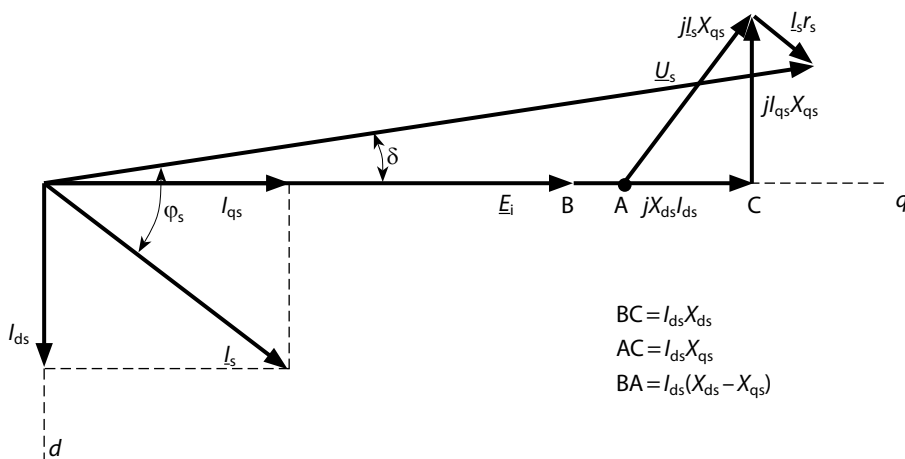
$$E_i = OA - AB = |\underline{U}_s - \underline{I}_s r_s - j\underline{I}_s X_{qs}| - I_{ds}(X_{ds} - X_{qs}). \quad (4.11.)$$



4.13. attēls. Garenass (d) un šķērsass (q) attēlojums neizvirzītu polu mašīnas vektoru diagrammā.



4.14. attēls. Vektoru diagramma mašīnai ar izvīzītiem poliem.

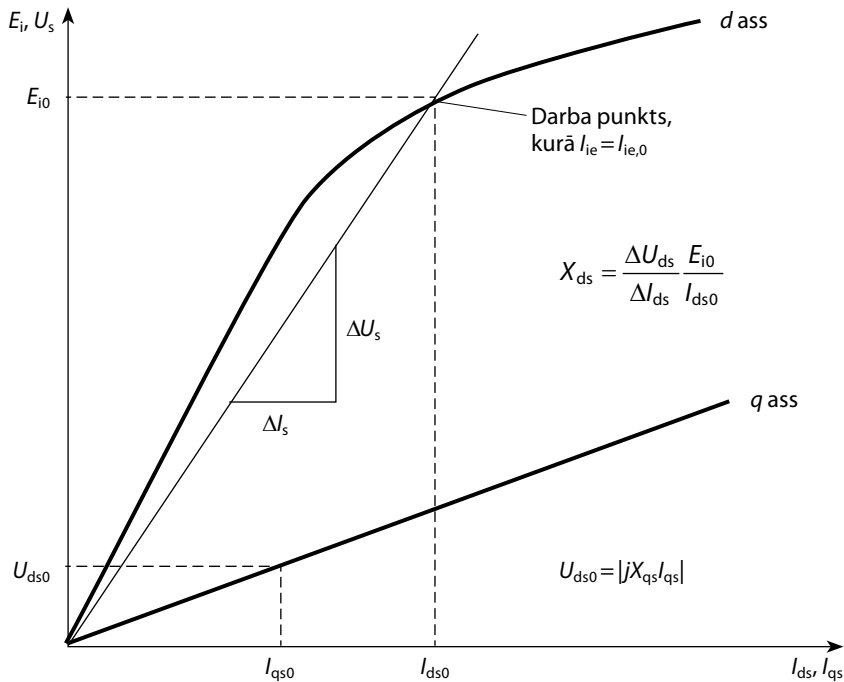


4.15. attēls. Vektoru novietojums attiecībā pret spriegumu un q asi izvīzītu polu mašīnas vektoru diagrammā.

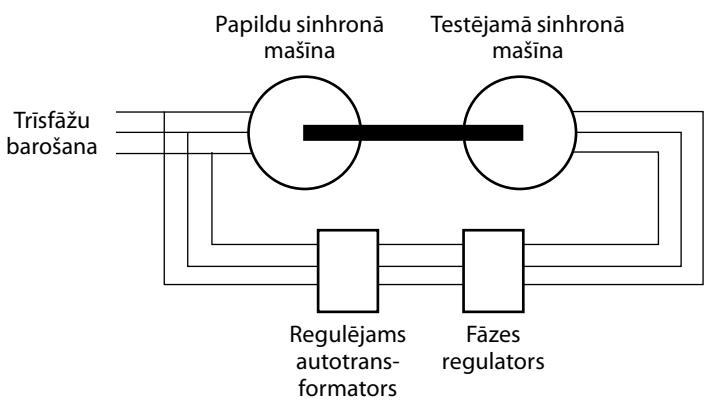
4.7.2. Garenlauka un šķērslauka sinhrono induktīvo pretestību mērīšana

Vienkāršo Tevenena ekvivalentās shēmas metodi, ko izmantojām 4.4. nodaļā, iespējams paplašināt attiecībā uz izvīzītu polu mašīnām. Tukšgaitas spriegums atkal nosaka Tevenena shēmas ekvivalento EDS E_i . Savukārt attiecība starp tukšgaitas spriegumu un īsslēguma strāvu atkal nosaka voltampēru raksturlielni, kas ilustrēta 4.16. attēlā. Līknes slīpums nosaka garenlauka sinhronās induktīvās pretestības X_{ds} vērtību. Šķērslauka sinhrono induktīvo pretestību X_{qs} ir sarežģītāk nomērīt,

jo q ass nesatur Tevenena shēmas ekvivalento EDS. Pilno pretestību var izmērīt, eksperimentālajai shēmai 4.17. attēlā pievadot ārēju spriegumu. Šķērsass pozīciju nosaka, mainot pievadītā sprieguma fāzi, līdz tiek atrasts strāvas maksimums. Šo fāzes nobīdi saglabā un grafiski attēlo pievadīto spriegumu atkarībā no nomērītās strāvas, kā parādīts 4.16. attēlā. Šīs līknes slīpums savukārt dod X_{qs} vērtību.



4.16. attēls. Garenass un šķērsass voltampēru raksturlieknes sinhronajai mašīnai ar izvērztiem poliem.



4.17. attēls. Eksperimentāla shēma X_{qs} mērīšanai.

4.7.3. Leņķa raksturlikne mašīnai ar izvirsītiem poliem

Ja $r_s = 0$, tad mašīnai pievadītā jauda

$$P_s = 3U_s I_s \cos \varphi_s = \quad (4.12.)$$

$$= 3U_s (I_{qs} \cos \delta + I_{ds} \sin \delta) \quad (\text{W}). \quad (4.13.)$$

No vektoru diagrammas 4.14. attēlā:

$$U_s \cos \delta = E_i + X_{ds} I_{ds}; \quad (4.14.)$$

$$U_s \sin \delta = -X_{qs} I_{qs}. \quad (4.15.)$$

Ievietojot to vienādojumā (4.13.), iegūstam

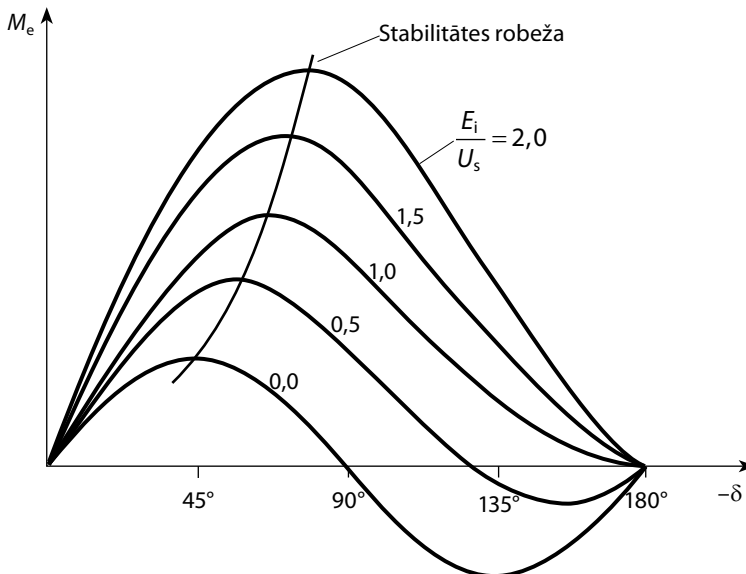
$$P_s = -3 \frac{U_s E_i}{X_{ds}} \sin \delta - \frac{3}{2} U_s^2 \left(\frac{X_{ds} - X_{qs}}{X_{ds} X_{qs}} \right) \sin 2\delta. \quad (4.16.)$$

Griezes moments:

$$M_e = \frac{P_s}{\omega_e / p} = \quad (4.17.)$$

$$= -\frac{3p}{\omega_e} \left[\frac{U_s E_i}{X_{ds}} \sin \delta + \frac{1}{2} U_s^2 \left(\frac{X_{ds} - X_{qs}}{X_{ds} X_{qs}} \right) \sin 2\delta \right]. \quad (4.18.)$$

Leņķa raksturliknes, ko iegūst no izteiksmes (4.18.), ilustrētas 4.18. attēlā. Stabilitātes robeža tagad tiek sasniegta vēl pirms $\delta = -90^\circ$.



4.18. attēls. Leņķa raksturliknes izvirsītu polu sinhronajai mašīnai dzinēja režīmā.

4.8. Darba režīms ar regulējamu frekvenci

Tā kā sinhronā mašīna vienmēr darbojas ar sinhrono ātrumu, vienīgais griešanās ātruma regulēšanas veids ir statora sprieguma frekvences maiņa. Pretēji asinhronajai mašīnai, kura, lai attīstītu lielāku griezes momentu, jādarbina ar palielinātu slīdes frekvenci, sinhronajai mašīnai nepieciešams tikai palielināts slodzes leņķis, un pie jebkādas slodzes savā stabilitātes diapazonā tā precīzi uztur sinhronismu ar pievadīto statora frekvenci. Tāpēc slodzes izmaiņas neizraisa ātruma izmaiņu, un ātrums tiek regulēts tieši ar statora barošanas frekvences maiņu.

4.8.1. Regulējamās frekvences režīma attēlojums attiecinātajās vienībās

Attiecināto vienību sistēmas izmantošana sinhrono mašīnu darbībai ar regulējamu frekvenci ir tāda pati kā asinhronajām mašīnām, ko aplūkojām 3.7.5. sadaļā. Proti, mainīgo barošanas frekvenci atkal izteiksim ar bezdimensionālu mainīgo β :

$$\beta = \frac{\omega_e}{\omega_b} = \omega_E. \quad (4.19.)$$

Lai gan statora aktīvās pretestības vērtību attiecinātajās vienībās neietekmē barošanas frekvences izmaiņas, tās ietekmē sinhronās mašīnas induktīvās pretestības un iekšējos spriegumus, jo tie ir tieši proporcionāli barošanas frekvencei. Piemēram, sinhronā induktīvā pretestība a. v. sinhronajai mašīnai ar neizvirzītiem poliem pie mainīgas barošanas frekvences:

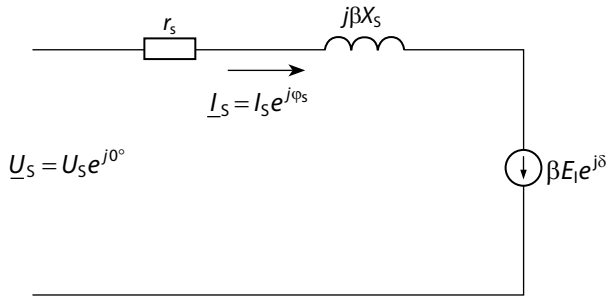
$$X_{S\beta} = \beta X_S \quad (\text{a. v.}), \quad (4.20.)$$

kur X_S ir sinhronās induktīvās pretestības vērtība a. v., kas izteikta pie bāzes barošanas frekvences.

Ja līdzīgā veidā attiecinātajās vienībās tiek izteikts EDS E_1 , atrodot tā vērtību pie bāzes frekvences (t. i., aprēķinot izteiksmi (4.1.), ja $\omega_e = \omega_b$), tad EDS jaunā vērtība a. v. mainīgas barošanas frekvences gadījumā:

$$E_{1\beta} = \frac{\omega_e L_m I_{ie,r}}{\sqrt{2}} = \left(\frac{\omega_e}{\omega_b} \right) \frac{\omega_b L_m I_{ie,r}}{\sqrt{2}} = \beta E_1 \quad (\text{a. v.}). \quad (4.21.)$$

Sinhronās mašīnas jaunā ekvivalentā shēma attiecināto vienību sistēmā, kas vispārināta gadījumam ar regulējamu barošanas frekvenci, dota 4.19. attēlā. Visas pretestības un elektriskie lielumi (spriegumi un strāvas) šajā shēmā izteikti attiecinātajās vienībās. Ievērojiet, ka tad, ja barošanas frekvence ir vienāda ar bāzes frekvenci ($\beta = 1$), šī shēma attiecināto vienību sistēmā dabiski reducējas uz tādu ekvivalento shēmu, kāda bija dota pie bāzes frekvences 4.5. attēlā.



4.19. attēls. Sinhronās mašīnas ekvivalentā shēma attiecināto vienību sistēmā režīmam ar regulējamu frekvenci.

4.8.2. Režīms ar konstantu sprieguma un frekvences attiecību

Darbība zem bāzes ātruma parasti notiek ar nemainīgu sprieguma un frekvences attiecību ($U/f = \text{const}$) tāpat kā asinhronajai mašīnai. Proti, varam pieņemt, ka statoram pievadītā sprieguma amplitūda a. v. mainās saskaņā ar izteiksmi

$$U_S = \beta U_{S0} \text{ (a.v.)}, \quad (4.22.)$$

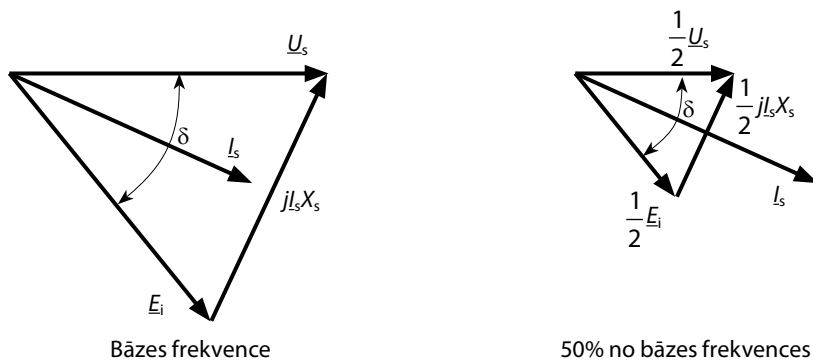
kur U_{S0} ir statoram pievadītais spriegums a. v. pie bāzes barošanas frekvences ($\beta = 1$).

EDS βE_1 4.19. attēlā ir proporcionāls griešanās ātrumam; tādējādi attiecība starp EDS un frekvenci tiek automātiski uzturēta konstanta, ja vien netiek mainīta ierosmes strāva. Ja statora strāvas vērtība nemainās, tad arī sprieguma kritums $I_S \beta X_S$ ir proporcionāls frekvencei. Ja sprieguma kritums $I_S r_S$ ir mazs un to var neievērot, atlikušie trīs ķēdes elementi 4.19. attēlā (statoram pievadītais spriegums, sinhronā induktīvā pretestība un EDS) visi ir proporcionāli barošanas frekvencei β . Tādējādi sprieguma vektoru diagramma nemaina savu formu, bet gan tikai samazinās vai palielinās proporcionāli frekvences izmaiņai.

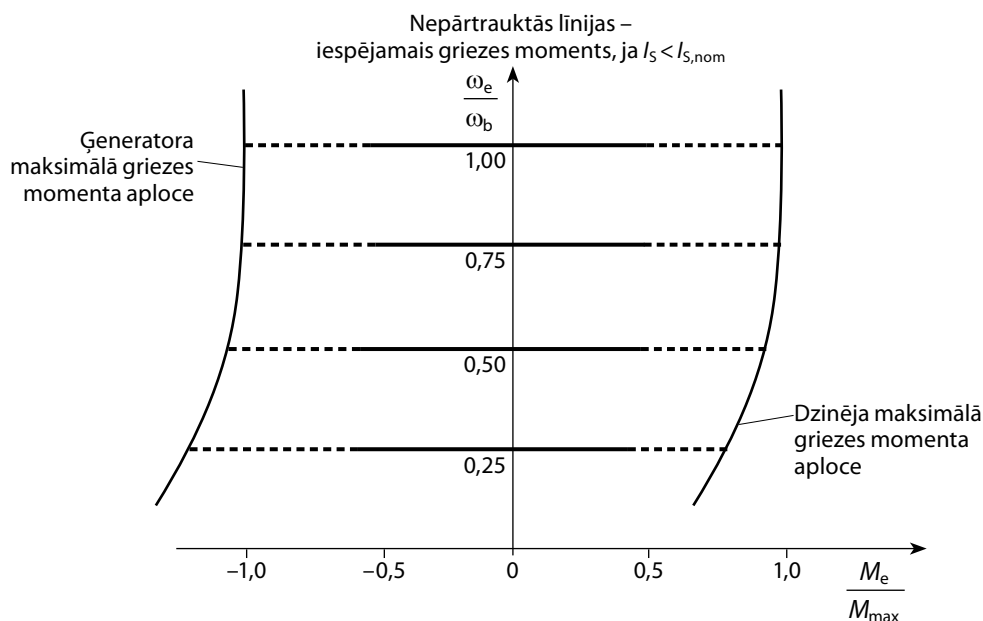
Šis pamatprincips ilustrēts 4.20. attēlā, kur gadījumā, ja $\beta = 0,5$ (50 % no bāzes frekvences), acīmredzami nemainās ne slodzes leņķis, ne leņķis starp sprieguma un strāvas vektoru. Ja šie leņķi ir konstanti, no tā izriet, ka ieejas jauda mainās tieši proporcionāli frekvencei, bet griezes momenta vērtība paliek viena un tā pati pie jebkuras frekvences. Faktiskā momenta vērtība un jauda pie jaunās frekvences, protams, būs atkarīga no tā, kāda slodze nepieciešama ar jauno ātrumu. Svarīgākais aspekts te ir tas, ka pie $U/f = \text{const}$, mainoties frekvencei, nemainās attiecības starp momentu, strāvu, jaudas koeficientu un slodzes leņķi. Mainās tikai vektoru garums (amplitūda), taču vektoru diagrammas forma paliek nemainīga.

Līdz ar to darba režīms pie $U/f = \text{const}$ ir ļoti līdzīgs attiecīgam asinhronās mašīnas režīmam. Pie jebkāda noteikta momenta sinhronās mašīnas strāvas, jaudas

koeficienta un slodzes leņķa vērtība būs viena un tā pati neatkarīgi no pievadītās frekvences. Tas pats ir spēkā asinhronajai mašīnai, izņemot to, ka slodzes leņķa lomu spēlē slīdes frekvence, kura paliek nemainīga.



4.20. attēls. Vektoru diagrammas, kas ilustrē darba režīmu ar $U/f = \text{const}$.



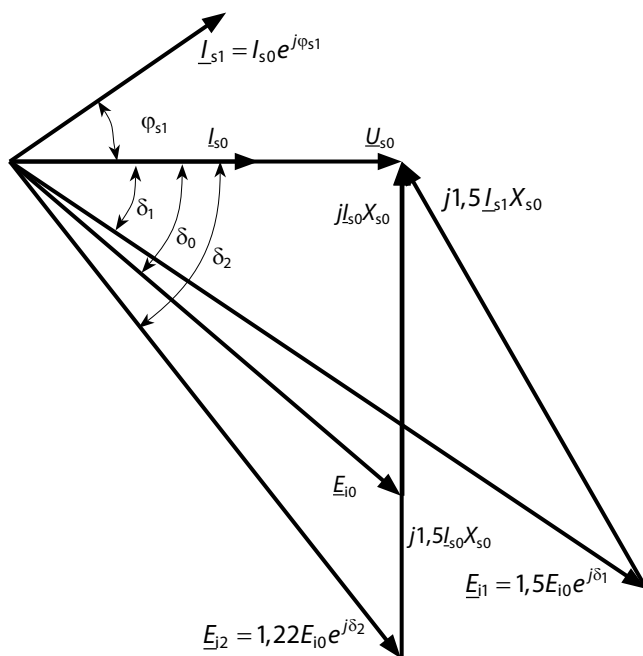
4.21. attēls. Mehāniskās raksturlieknes sinhronās mašīnas darba režīmiem ar konstantu U/f attiecību.

4.21. attēlā dotas mehāniskās raksturlieknes darba režīmiem ar konstantu sprieguma un frekvences attiecību. Pie jebkuras frekvences mehāniskā raksturliekne ir horizontāla līnija, kas stiepjas no maksimālā negatīvā griezes momenta ģenerators režīmā līdz maksimālajam pozitīvajam griezes momentam dzinēja režīmā. Nepār-

trauktās līnijas attēlo to darbības diapazonu, kurā strāva ir mazāka par nominālo. Kā jau norādīts vektoru diagrammās 4.20. attēlā, griezes moments nav atkarīgs no frekvences, izņemot ļoti zemu frekvenci, kad nozīmīga kļūst statora aktīvās pretestības ietekme, kā rezultātā griezes moments samazinās. Detalizēta statora pretestības ietekmes analīze veikta 4.8.5. sadaļā.

4.8.3. Režīms ar konstantu spriegumu un regulējamu frekvenci

Darba režīmos virs bāzes griešanās ātruma mašīnu bieži ir nepieciešams darbināt ar konstantu spriegumu, kam iemesls ir regulējamās frekvences barošanas avota ierobežojumi. Tādā gadījumā βE_i pieaugums, pieaugot griešanās ātrumam, izraisa arī vektoru diagrammas formas izmaiņas. Ja strāvas vērtība nemainās, rezultātā strāvas vektors kļūst "apsteidzošāks" attiecībā pret spriegumu, kā tas parādīts ar vektoriem \underline{E}_{i1} un \underline{I}_{s1} 4.22. attēlā. Šajā attēlā vektoru diagrammu pie bāzes ātruma attēlo vektori \underline{E}_{i0} un \underline{I}_{s0} . Pievērsiet uzmanību, ka statora aktīvās pretestības ietekme šajā diagrammā netiek ņemta vērā! Izejas jaudas maksimums pie dotā spaiļu sprieguma un statora strāvas amplitūdas tiek sasniegts tad, kad mašīnu darbina ar ieejas jaudas koeficientu, vienādu ar 1.



4.22. attēls. Vektoru diagrammas, kas ilustrē darbību ar konstantu ieejas jaudu.

Palielinot frekvenci līdz pusotrai reizei no bāzes frekvences, EDS pieaug no E_{i0} uz $1,5E_{i0}$ (proti, $\beta = 1,5$) pie tās pašas ierosmes strāvas vērtības tā, ka jaunajam strāvas vektoram I_{s1} ir tāda pati amplitūda kā pirms tam – $|I_{s0}|$. Tā kā strāva I_{s1} tagad ir apsteidzoša, ieejas (un arī izejas) jauda pie augstākas frekvences ir mazāka nekā pie bāzes frekvences.

Nemainīgu jaudu arī pie augstākas frekvences iespējams iegūt tad, ja samazina EDS E_{i1} amplitūdu, atbilstoši samazinot ierosmes strāvu. Tas parādīts 4.22. attēlā ar vektoru E_{i2} (pa kreisi), kurš tiek pielāgots tā, lai sprieguma kritums sinhronajā induktīvajā pretestībā $1,5I_{s0}X_{s0}$ tiktu nodrošināts pie jaudas koeficienta, vienāda ar 1. Ilustrētajā piemērā, frekvencei pieaugot līdz 150 %, ierosmes strāva jāsamazina līdz 81 % no savas sākotnējās vērtības. Vispārīgā gadījumā samazinājuma apjoms atkarīgs no induktīvās pretestības X_s vērtības un dažādām mašīnām ir atšķirīgs.

Tā kā vektoru diagrammā 4.22. attēlā, ja ieejas jaudas koeficients ir vienāds ar 1, veidojas vienkāršs taisnleņķa trīsstūris, konstantas izejas jaudas uzturēšanai nepieciešamo ierosmes strāvas izmaiņu var ērti aprēķināt kā funkciju no barošanas frekvences (β , a. v.):

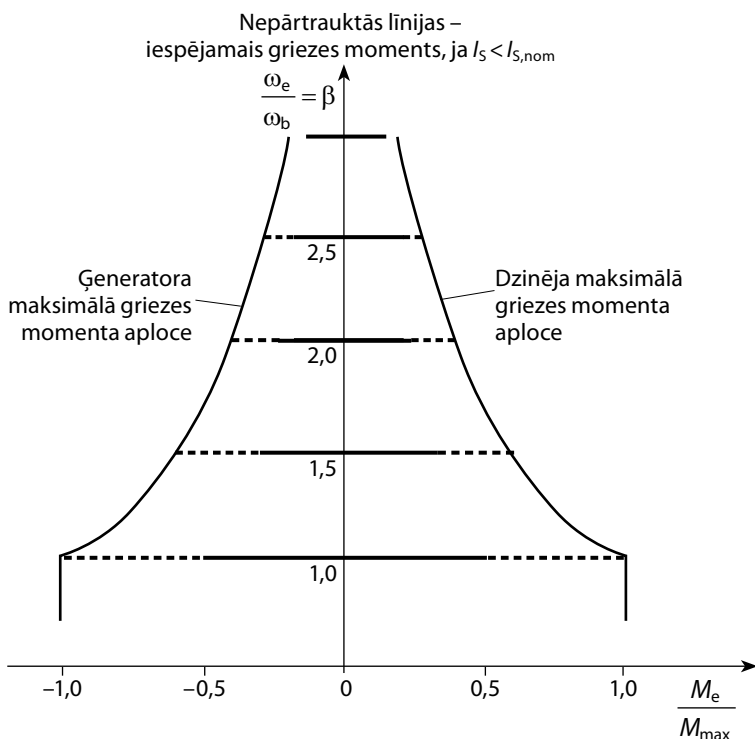
$$E_{i2} = \beta E_{i1} = \sqrt{U_{s0}^2 + (\beta X_{s0} I_{s0})^2}, \quad (4.23.)$$

līdz ar to

$$E_{i1} = \frac{\sqrt{U_{s0}^2 + (\beta X_{s0} I_{s0})^2}}{\beta}, \quad (4.24.)$$

kur E_{i1} kā funkcija no barošanas frekvences β ir proporcionāls ierosmes strāvai, kāda ir nepieciešama, lai jaudas koeficientu uzturētu vienādu ar 1.

Ja konstanta jaudas koeficienta (kas parasti ir tuvs vai vienāds ar 1) uzturēšanai tiek regulēta ierosmes strāva, iespējams iegūt pastāvīgas jaudas apgabalu virs bāzes ātruma. Ja netiek pārsniegta statora nominālā strāva, pieejamais griezes moments samazinās apgriezti proporcionāli ātrumam tieši tāpat kā neatkarīgas ierosmes līdzstrāvas mašīnai. Pretēji asinhronajai mašīnai šis apgabals nav elektriski ierobežots un sasniedz maksimālā griezes momenta punktu. Kā parādīts 4.23. attēlā, maksimālā momenta ierobežojumi dzinēja un ģeneratora režīmā ierosmes vājināšanas apgabalā ir simetriski attiecībā pret ātruma asi, ja statora aktīvā pretestība ir neievērojami maza.



4.23. attēls. Mehāniskas raksturlieknes sinhronās mašīnas darbībai pastāvīgas jaudas (ierosmes vājināšanas) apgabalā.

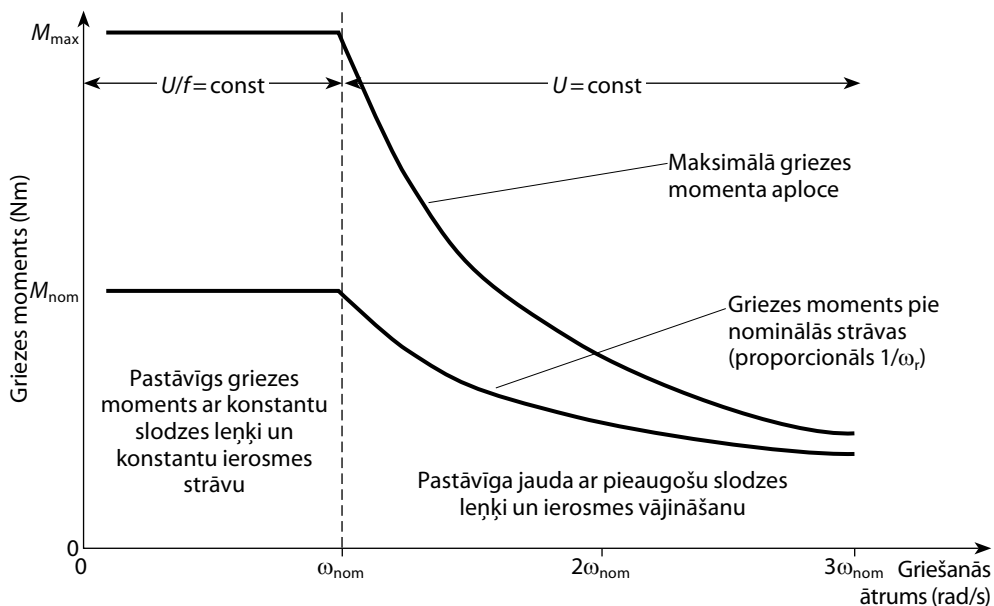
4.8.4. Sinhronas mašīnas darba raksturlieknes

4.24. attēlā parādītas tipiskas darba raksturlieknes sinhronajai mašīnai dzinēja režīmā. Pastāvīga griezes momenta apgabalā mašīna tiek darbināta ar nemainīgu sprieguma un frekvences attiecību un konstantu ierosmes strāvu. Pie noteiktas slodzes leņķa un strāvas vērtības attīstītais moments nav atkarīgs no frekvences, līdz ar ko šajā apgabalā iespējams attīstīt nominālo momentu pie jebkura griešanās ātruma, nepārsniedzot nominālo strāvu.

Pastāvīgas jaudas (t. i., konstanta sprieguma) apgabalā ar ierosmes vājināšanu ierosmes strāva tiek samazināta, lai uzturētu darbību ar jaudas koeficientu, kas tuvs vai vienāds ar 1. Tāpēc pie nemainīgas nominālās strāvas un statora nominālā sprieguma arī ieejas un izejas jauda ir konstanta, bet griezes moments samazinās apgriezti proporcionāli ātrumam.

4.24. attēlā parādīta vēl viena līkne, kas attēlo mašīnas maksimālo griezes momentu tad, ja ierosmes strāva tiek samazināta kā funkcija no ātruma tādā pašā veidā,

kā aprakstīts iepriekš darbībai ar pastāvīgu jaudu, bet slodzes leņķis tiek palielināts līdz 90 elektriskajiem grādiem, kas atbilst maksimālajam izejas momentam. Šādā režīmā statora strāvas vērtība pārsniedz nominālo. Rezultējošā maksimālā momenta līkne apgabalā virs nominālā ātruma sākotnēji samazinās straujāk, bet pie lielākām ātruma vērtībām pakāpeniski pietuvojas tai momenta līknei, kas uzņemta ar nominālo strāvu.



4.24. attēls. Darba raksturliiknes sinhronajai mašīnai, ko darbina ar regulējamās frekvences barošanas avotu.

4.8.5. Statora pretestības ietekme

Lieljaudas mašīnām statora aktīvās pretestības ietekmi parasti var neievērot, taču mazjaudas, jo īpaši pastāvīgo magnētu mašīnām, un visa veida mašīnām, darbojoties ar mazu frekvenci, pretestībai ir būtiska ietekme. Lai izpētītu r_s ietekmi, iegūsim pārveidotu momenta (4.7.) izteiksmi tā, lai tajā būtu ietverta pretestība r_s .

Vienkāršības labad aplūkosim neizvirzītu polu mašīnu; izvirzītu polu mašīnas darbība ir kvalitatīvi līdzīga, bet rezultējošās izteiksmes ir daudz sarežģītākas. Uz EDS E_i pievadītā jauda (4.9.) pareizi atspoguļo arī neizvirzītu (bet ne izvirzītu) polu mašīnas attīstīto jaudu P_d . No tās arī sāksim izteiksmes izvedumu:

$$P_d = 3E_i I_s \cos \gamma \quad (W) \quad (4.25.)$$

Izmantojot E_i kā atskaites vektoru, strāvu var izteikt:

$$I_s = \frac{U_s e^{-j\delta} - E_i e^{j0^\circ}}{Z_s e^{j\varphi}} = \frac{U_s e^{-j(\delta+\varphi)}}{Z_s} - \frac{E_i e^{-j\varphi}}{Z_s}, \quad (4.26.)$$

no kā strāvas I_s komponente, kura sakrīt fāzē ar E_i :

$$I_s \cos \gamma = \frac{U_s}{Z_s} \cos(-\delta - \varphi) - \frac{E_i}{Z_s} \cos(-\varphi) = \frac{U_s}{Z_s} \cos(\delta + \varphi) - \frac{E_i}{Z_s} \cos \varphi, \quad (4.27.)$$

kur φ ir statora kompleksās pilnas pretestības Z_s leņķis. Attīstīto jaudu tad var izteikt šādā formā:

$$P_d = 3 \frac{U_s E_i}{Z_s} \cos(\delta + \varphi) - 3 \frac{E_i^2}{Z_s} \cos \varphi \quad (\text{W}), \quad (4.28.)$$

ko var vienkāršot, ievērojot, ka

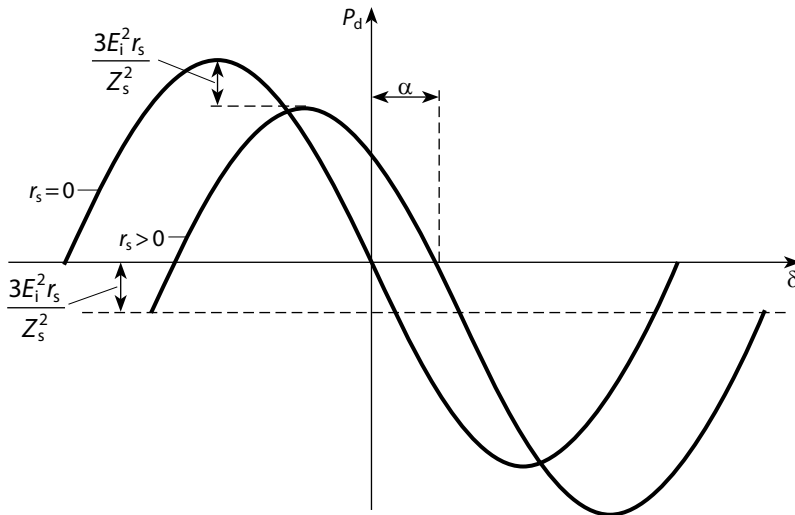
$$\cos \varphi = \frac{r_s}{Z_s} \quad (4.29.)$$

un, ja $\varphi = 90^\circ - \alpha$, kur $\alpha = \arcsin(r_s/Z_s)$, tad

$$\cos(\delta + \varphi) = \cos(\delta + 90^\circ - \alpha) = -\sin(\delta - \alpha). \quad (4.30.)$$

Līdz ar to (4.28.) varam izteikt šādi:

$$P_d = -3 \frac{U_s E_i}{Z_s} \sin(\delta - \alpha) - 3 \frac{E_i^2 r_s}{Z_s^2} \quad (\text{W}). \quad (4.31.)$$



4.25. attēls. Jaudas–leņķa raksturlīkne sinhronajai mašīnai, kur parādīta statora aktīvās pretestības ietekme.

Der ievērot, ka tad, ja aktīvā pretestība $r_s = 0$, šī izteiksme reducējas uz vienkāršāku formu (4.5.), kas satur tikai pirmo locekli ar $\sin \delta$. Salīdzinot (4.31.) ar vienkāršāko izteiksmi (4.5.), pretestības ietekmē tiek nobīdīta fāze pirmajam saskai-

tāmājam, kas satur sinusu, un tiek atņemta konstanta vērtība, kas nav atkarīga no leņķa δ . 4.25. attēlā parādīta jaudas-leņķa raksturliktne gadījumam, kad aktīvajai pretestībai ir nozīmīga ietekme. No grafika un (4.31.) redzams, ka maksimālā dziņēja jauda samazinās par konstantu vērtību $3E_i^2 r_s / Z_s^2$, turklāt jaudas maksimums tiek sasniegts tad, kad $\delta - \alpha = -90^\circ$, nevis kad $\delta = -90^\circ$.

Griezes momentu iegūst no izteiksmes (4.31.), to dalot ar sinhrono mehānisko ātrumu ω_e/p :

$$M_e = -3p \left[\frac{U_s E_i}{\omega_e Z_s} \sin(\delta - \alpha) + \frac{E_i^2 r_s}{\omega_e Z_s^2} \right]. \quad (4.32.)$$

Tā kā no frekvences atkarīgā momenta izmaiņas pie zemas frekvences ir nopietna problēma, izteiksmi (4.32.) lietderīgi aplūkot sīkāk. Lai to vienkāršotu un padarītu vispārīgāku, izslēgsim dažus izteiksmes locekļus, to normalizējot attiecībā uz idealizētu maksimālo griezes momentu $M_{0,\max}$ mašīnai, kuras aktīvā pretestība ir 0:

$$M_{0,\max} = -3p \frac{U_s E_i}{\omega_e X_s}. \quad (4.33.)$$

Rezultātā iegūtais bezdimensjonālais normalizētais moments:

$$\frac{M_e}{M_{0,\max}} = -\frac{X_s}{Z_s} \sin(\delta - \alpha) - \frac{E_i}{U_s} \frac{X_s r_s}{Z_s^2}, \quad (4.34.)$$

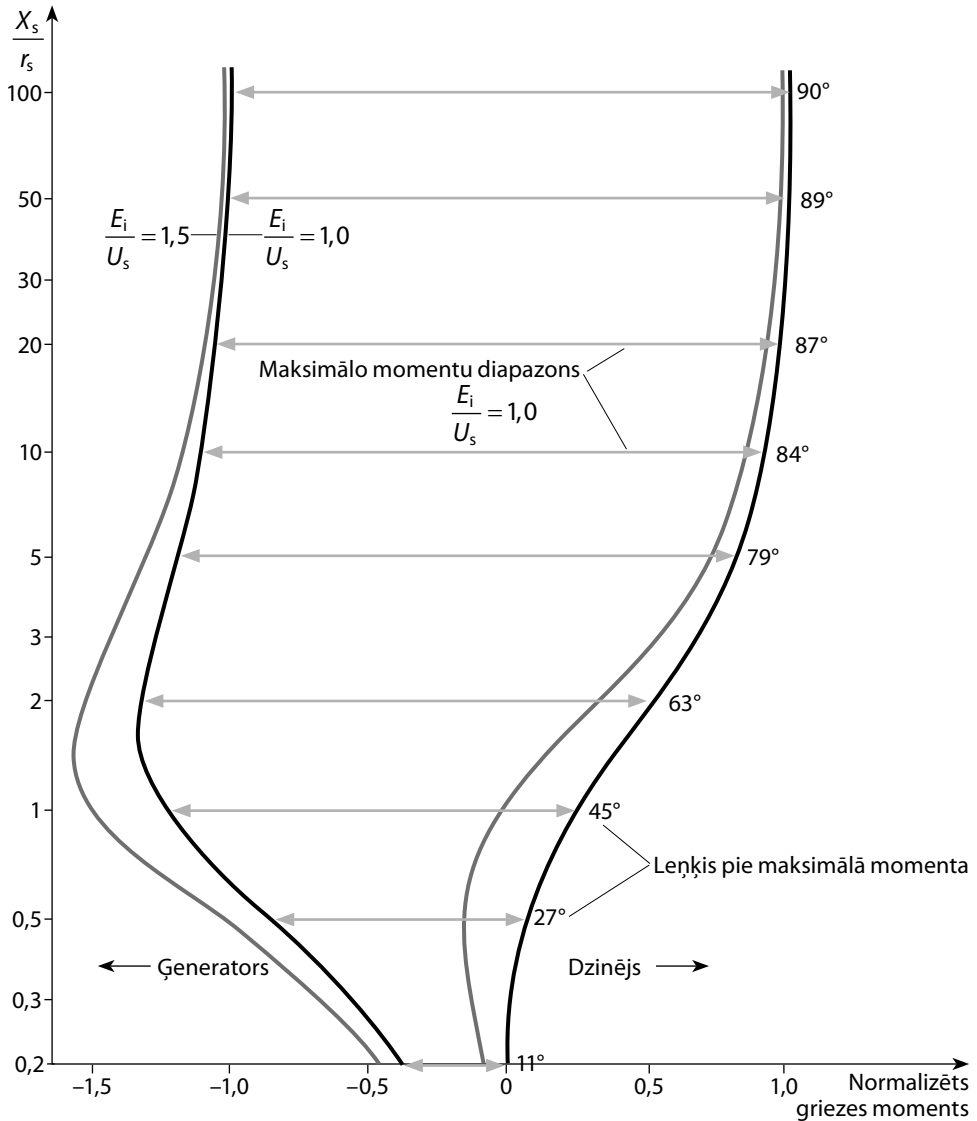
kur

$$Z_s = \sqrt{r_s^2 + X_s^2}. \quad (4.35.)$$

Veicot algebriskus pārveidojumus, vienādojumu (4.34.) var izteikt ar bezdimensjonāliem parametriem r_s/X_s un E_i/U_s :

$$\frac{M_e}{M_{0,\max}} = -\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{r_s}{X_s}\right)^2}} \sin(\delta - \alpha) - \frac{E_i}{U_s} \frac{\frac{r_s}{X_s}}{1 + \left(\frac{r_s}{X_s}\right)^2}. \quad (4.36.)$$

Šis rezultāts grafiski attēlots 4.26. attēlā, kur X_s/r_s mainās no 100 līdz 0,2. Skaidri redzama ir maksimālā griezes momenta samazināšanās un līknes nobīde, samazinoties X_s/r_s vērtībai. Nedaudz pārsteidzošs rezultāts ir tas, ka dzinēja režīmam atbilstošais moments var pilnībā pazust, uz ko norāda raksturliktne ar $E_i/U_s = 1,5$. Pie frekvences, kur $X_s/r_s < 1$, šī līkne pilnībā atrodas ģenerators režīma apgabalā. Ievērojiet, ka šī parādība ir īpaši izteikta pie lielākām E_i/U_s vērtībām un tātdar ir saistīta ar lielāka EDS spēju "izveidot" tādu vektoru diagrammu, kurā uz E_i pievadītā jauda vienmēr ir negatīva. Praksē tas notiek tikai pie ļoti zemas frekvences un īpašas problēmas nesagādā, ja nu vienīgi mazjaudas pastāvīgo magnētu mašīnās.



4.26. attēls. Statora aktīvās pretestības ietekme uz mehāniskajām raksturliņņēm sinhronās mašīnas darba režīmos ar konstantu U/f attiecību.

4.9. Darbība pārejas režīmā

Sinhronajai mašīnai bez slāpētājtinuma īslaicīgus pārejas procesus var analizēt tāpat kā asinhronajai mašīnai, pieņemot, ka magnētiskās plūsmas saķēdējums ir nemainīgs.

4.9.1. Pārejas induktīvā pretestība un spriegums aiz tās

Pieņemsim, ka X_{ds}' ir induktīvā pretestība, "skatoties" no statora spaiļu puses garenass, bet aktīvās pretestības ir vienādas ar 0 un ierosmes tinums ir īsslēgts:

$$X_{ds}' = X_{ds} - \frac{3 X_{md}^2}{2 X_{ie,r}}, \quad (4.37.)$$

kur

$$X_{md} = \omega_e L_{md} \quad (4.38.)$$

un $X_{ie,r}$ ir ierosmes tinuma induktīvā (pašindukcijas) pretestība. Lielumu X_{ds}' sauc par *garenlauka pārejas induktīvo pretestību*.

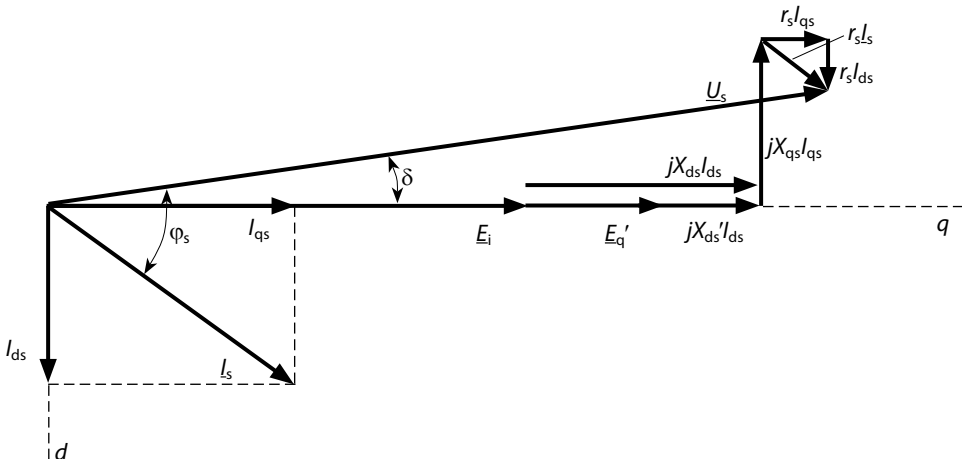
Tā kā plūsmas saķēdējumu $\lambda_{ie,r}$ uzskatām par nemainīgu, tad konstanta ir arī tā $\lambda_{ie,r}$ daļa, kas rada plūsmu gaisa spraugā. Inducētais spriegums E_q' ir sinusoidāls, un to sauc par spriegumu aiz pārejas induktīvās pretestības:

$$E_q' = \omega_e \frac{X_{md} \lambda_{ie,r}}{X_{ie,r} \sqrt{2}}, \quad (4.39.)$$

kur $\sqrt{2}$ iekļauta tamdēļ, lai izteiktu E_q' efektīvu vērtību. Izteiksmē (4.39.) tiek izmantota magnētiskās plūsmas saķēdējuma konstantā vērtība, kāda tā ir pirms pārejas procesa sākuma. To var aprēķināt, balstoties uz vektoru diagrammu pirms pārejas procesa, pēc šādas izteiksmes:

$$\lambda_{ie,r} = \sqrt{2} I_{ds} X_{md} + \frac{X_{ie,r}}{X_{md}} \sqrt{2} E_i. \quad (4.40.)$$

Vektora diagramma pārejas režīmam parādīta 4.27. attēlā.



4.27. attēls. Pārejas režīma vektora diagramma sinhronajai mašīnai ar izvērziem poliem.

4.9.2. Leņķa raksturlienes pārejas procesā

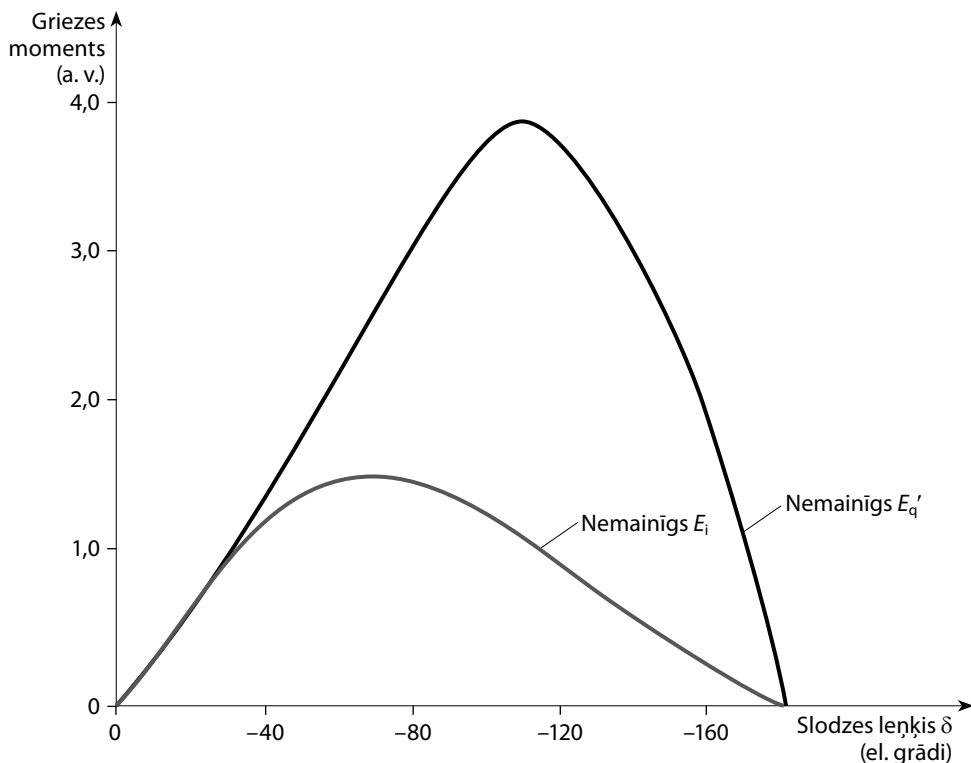
No izteiksmes (4.37.) redzams, ka X_{ds}' ir daudz mazāka par X_{ds} . Tā rezultātā pēkšņu slodzes izmaiņu gadījumā maksimālais moments ir lielāks, nekā tas būtu pie pakāpeniskas slodzes izmaiņas. Izteiksmi griezes momentam atkarībā no leņķa δ pārejas režīmā var izvest tāpat kā 4.7.3. sadaļā. Rezultātā iegūst:

$$M_e = \left(-\frac{3p}{\omega_e} \right) \left[\frac{U_s E_i}{X_{ds}'} \sin \delta + \frac{1}{2} U_s^2 \left(\frac{X_{ds}' - X_{qs}}{X_{ds}' X_{qs}} \right) \sin 2\delta \right]. \quad (4.41.)$$

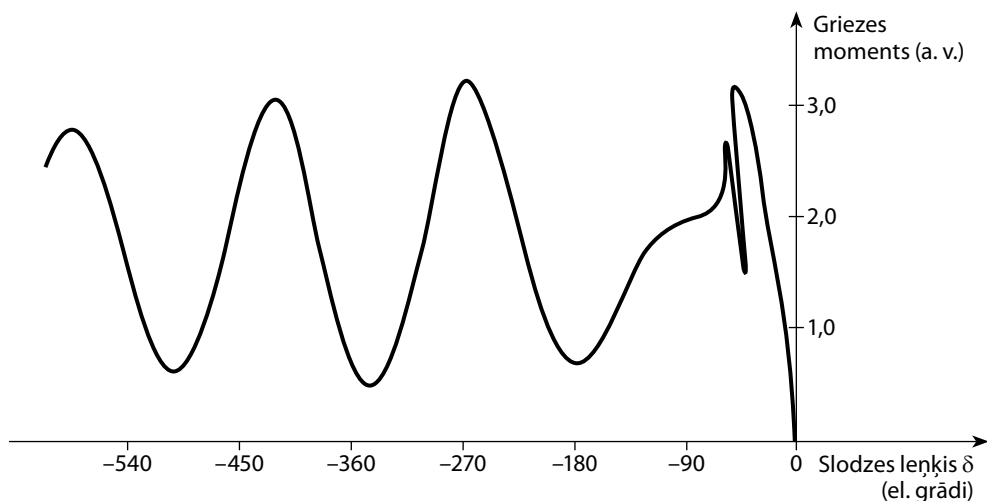
Pārejas režīma leņķa raksturlienes salīdzinājums ar nomināla stacionārā režīma raksturlielni parādīts 4.28. attēlā. Jāpiebilst, ka, ja neregulē ierosmes strāvu, tad šis papildu moments ir pieejams tikai īslaicīgi. Pēkšņo izmaiņu izraisītās pārejas procesa strāvas rimst ar laika konstanti

$$T_d' = \frac{1}{\omega_e} \frac{X_{ie,r}}{r_{ie,r}} \frac{X_{ds}'}{X_{ds}}. \quad (4.42.)$$

4.29. attēlā momenta-leņķa plāknē parādītas mašīnas svārstības. Ievērojiet, ka, kaut arī pirmās svārstības mašīna iztur, galu galā tā "izkrīt" no sinhronisma, liela-
jam pārejas režīma momentam rimstot un tiecoties uz stacionāra režīma vērtību.



4.28. attēls. Leņķa raksturliene stacionāram un pārejas režīmam.



4.29. attēls. Pakāpeniskās slodzes momenta izmaiņas no 0 līdz 2,5 a. v.

4.10. Darbība dinamiskā režīmā

Asinhronajām mašīnām, kuras pieslēgtas bezgalīgas jaudas maiņstrāvas tīkla kopnēm, rotora svārstības stacionārā režīmā nav bieža parādība, taču sinhronajām mašīnām ir citādi. Regulējot griešanās ātrumu pie $U/f = \text{const}$, nereti var parādīties nestabilitātes zonas, galvenokārt dzinēja režīmā. Pilnīgs sinhronās mašīnas dinamiskās darbības modelis veido nelineāru septiņās kārtas sistēmu. Stabilitātes pētījumiem šo modeli iespējams linearizēt un izmantot raksturīgo sakņu grafiku, lai analizētu stabilitāti ietekmējošos faktorus. Rezultāti norāda, ka darbība kopumā ir tāda pati kā asinhronajai mašīnai:

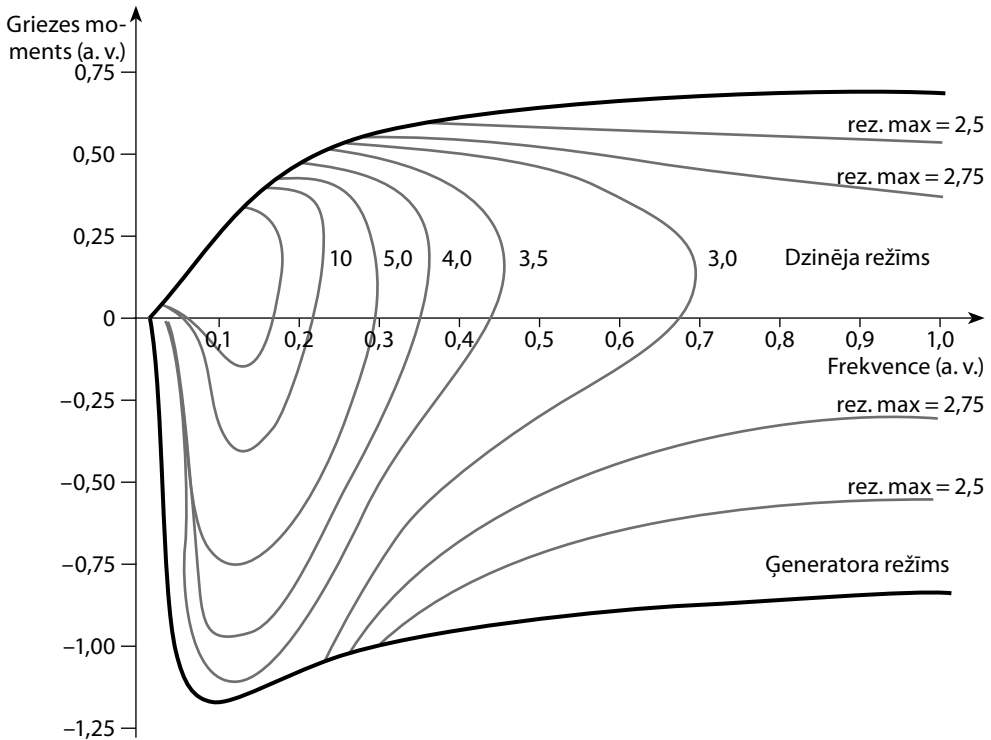
- 1) mašīnai ir viens kompleksu statora polu pāris, kuru frekvence ir proporcionāla tīkla frekvencei. Stabilitātes zuduma gadījumā šie poli nonāk labajā pusplaknē;
- 2) mašīnai ir viens kompleksu rotora polu pāris, kas izriet no slāpētājtinuma strāvām, kurām raksturīga daudz lielāka rimšana;
- 3) mašīnai ir viens reāls pols, kas izriet no ierosmes ķēdes laika konstantes;
- 4) atšķirībā no asinhronās mašīnas ir arī kompleks mehānisko polu pāris, kas izriet no mašīnas slodzes leņķa elektromehāniskajām svārstībām pārejas režīma laikā.

Slāpēšanas robežlīnijas norāda, ka minimālā slāpēšana notiek dzinēja režīmā. Šāds grafiks parādīts 4.30. attēlā, kurā attēlots rezonanses maksimums, ko ar rimšanas koeficientu ζ ("zeta") saista šāda attiecība:

$$\text{rez. max} = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta}} \quad (\text{bezd.}). \quad (4.43.)$$

Stabilitāti visbūtiskāk ietekmē šādi parametri:

- 1) magnētiskās nesimetrijas koeficients X_{ds}/X_{qs} ;
- 2) attiecība E_i/U_s ;
- 3) statora aktīvā pretestība un rotora aktīvās pretestības šķērskomponente;
- 4) rotora inerce.



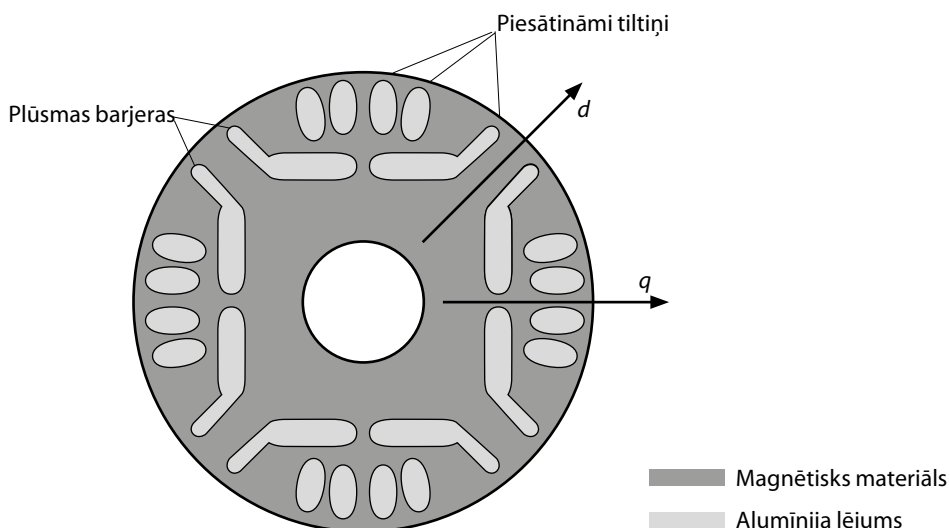
4.30. attēls. Slāpēšanas robežlīnijas sinhronajai mašīnai ar izvirsītiem poliem.

4.11. Sinhronās reaktīvās mašīnas

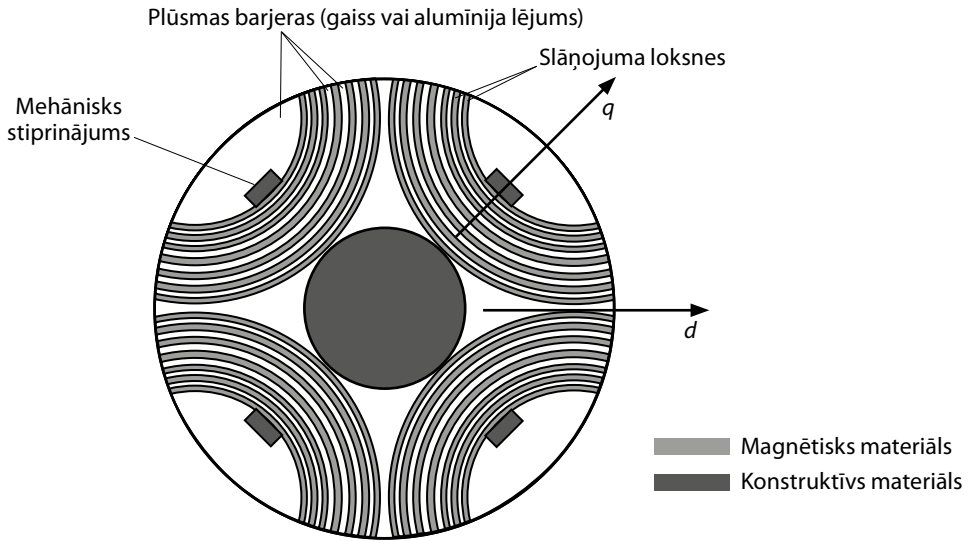
Sinhronos reaktīvos dzinējus plaši izmanto tādai regulējama ātruma piedziņai, kurai nepieciešama precīza ātruma regulēšana. Reaktīvais dzinējs pēc būtības ir izvirsītu polu sinhronais dzinējs bez ierosmes tinuma, tomēr parasti tā rotora uz-
būve ir daudz sarežģītāka, lai panāktu augstu magnētiskās nesimetrijas koeficientu X_{ds}/X_{qs} .

4.11.1. Fiziskā uzbūve

Statoram, kā ierasts, ir trīs sinusoidāli sadalīti tinumi. Rotoru uzbūve mēdz būt dažāda, bet visbiežāk tajā izveido magnētiskās plūsmas barjeras tālab, lai plūsmas šķērsass virzienā būtu daudz mazāka par plūsmu garenass virzienā. Parasti, tāpat kā asinhronajām mašīnām, šādu rotoru izgatavo ar spiedienliešanas metodi un plūsmas barjeras aizpilda ar alumīniju, taču bez tā var arī iztikt, ja nav nepieciešama tiešā palaišana. Tipisks rotora veidojums no radiālām, štancētām plāksnēm parādīts 4.31. attēlā. Rotoru struktūra var būt ļoti dažādi veidota ar vienu galveno nolūku – pēc iespējas palielināt attiecību X_{ds}/X_{qs} . Aksiāli slāņotam rotoram, kas ilustrēts 4.32. attēlā, ir ļoti labs magnētiskās nesimetrijas koeficients, bet tā ražošana ir dārga.



4.31. attēls. No diskveida plāksnēm veidots sinhronās reaktīvās mašīnas rotors.



4.32. attēls. Aksiāli slāņots sinhronās reaktīvās mašīnas rotors.

4.11.2. Vektoru diagramma un momenta vienādojums

Ja rotors veidots ar alumīnija lējumu, tas mašīnai nodrošina asinhronas palaišanas iespēju. Tomēr normālā stacionārā režīmā, pateicoties tikai rotora magnētiskajai nesimetrijai, tiek attīstīts moments ar sinhrono ātrumu. Rotors tiecas ieņemt tādu stāvokli, kurā tam ir minimālā magnētiskā pretestība attiecībā pret statora plūsmu.

Vektoru diagramma viegli iegūstama no diagrammas 4.14. attēlā, pieņemot, ka $E_i = 0$. Izveidotā diagramma gadījumam, kad statora aktīvā pretestība vienāda ar 0, parādīta 4.33. (a) attēlā, savukārt diagramma, kurā statora aktīvā pretestība tiek ievērota, dota 4.33. (b) attēlā. Tāpat kā izvirzītu polu mašīnai, šķērsass novietojumu nosaka punkts A, ko atrod, no vektora $\underline{U}_s - I_s r_s$ atņemot vektoru $j I_s X_{qs}$. Arī griezes momentu izsaka no izvirzītu polu sinhronās mašīnas momenta vienādojuma (4.18.), pieņemot, ka $E_i = 0$, un iegūstot:

$$M_e = -\frac{3p}{\omega_e} \left[\frac{1}{2} U_s^2 \left(\frac{X_{ds} - X_{qs}}{X_{ds} X_{qs}} \right) \sin 2\delta \right] \quad (\text{Nm}), \quad (4.44.)$$

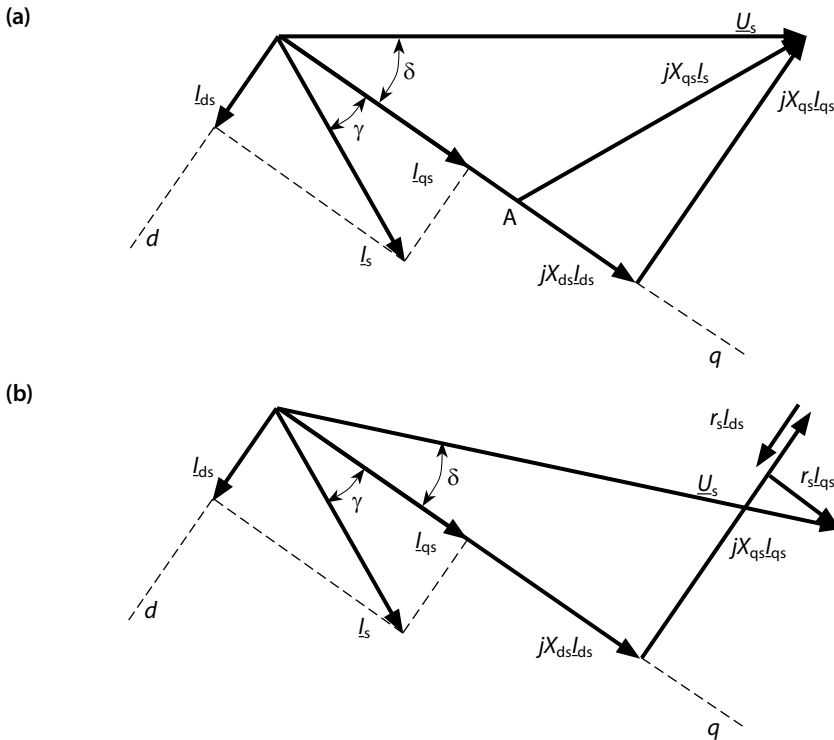
ja statora aktīvā pretestība vienāda ar 0.

4.18. attēlā ilustrētā raksturlikne, kurai $E_i/U_s = 0$, atbilst reaktīvā dzinēja leņķa raksturliknei, ja statora aktīvā pretestība ir 0.

Attīstīto momentu gadījumā, kad ievērota statora aktīvās pretestības ietekme, atrod līdzīgā veidā, kā jau tika izvests vienādojums (4.32.):

$$M_e = \frac{3p}{\omega_e} \frac{1}{2} U_s^2 \frac{X_{ds} - X_{qs}}{(r_s^2 + X_{ds}X_{qs})^2} \cdot \left[(r_s^2 - X_{ds}X_{qs}) \sin 2\delta + r_s (X_{ds} + X_{qs}) \cos 2\delta - r_s (X_{ds} - X_{qs}) \right]. \quad (4.45.)$$

Ievērojiet, ka pie $r_s = 0$ šī izteiksme reducējas uz (4.44.) un, līdzīgi kā sinhronajai mašīnai (4.32.), aktīvās pretestības ietekmē tiek atskaitīta konstanta momenta vērtība un līkne tiek nobīdīta fāzē tā, ka $M_e = 0$ netiek iegūts pie $\delta = 0$. Papildus tam statora aktīvās pretestības ietekmē kopumā samazinās reaktīvās mašīnas momenta vērtība.



4.33. attēls. Sinhronās reaktīvās mašīnas vektoru diagramma gadījumā, kad statora aktīvā pretestība vienāda ar 0 (a) un kad to ievēro (b).

Vektoru diagramma 4.33. attēlā norāda, ka sinhronās reaktīvās mašīnas statora strāva vienmēr atpaliek no šķērsass q par leņķi γ , kā rezultātā šādai mašīnai kopumā ir zems jaudas koeficients. Ja aktīvo pretestību neievēro, leņķi γ var aprēķināt no vienādojuma

$$\operatorname{tg}(-\gamma) = \frac{I_{ds}}{I_{qs}} = \frac{\frac{U_s \cos \delta}{X_{ds}}}{\frac{U_s \sin \delta}{X_{qs}}} = \left(-\frac{X_{qs}}{X_{ds}} \right) \frac{\cos \delta}{\sin \delta}. \quad (4.46.)$$

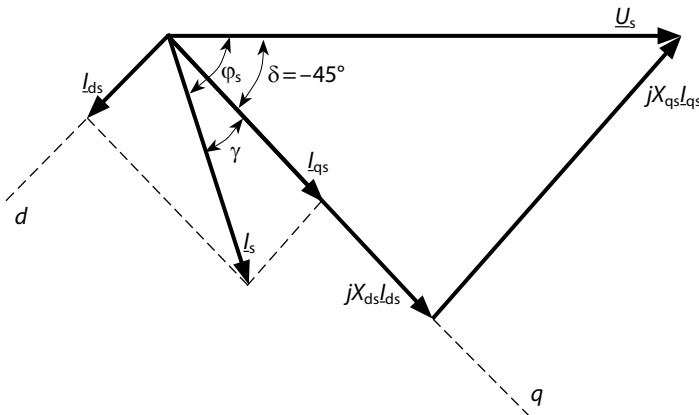
Punktā ar maksimālo momentu, kur $\delta = -45^\circ$, izteiksme vienkāršojas:

$$\operatorname{tg}(-\gamma) = \frac{X_{qs}}{X_{ds}}, \quad (4.47.)$$

kā rezultātā jaudas koeficienta leņķis

$$\varphi_s = -45^\circ - \operatorname{arctg} \frac{X_{qs}}{X_{ds}}, \quad (4.48.)$$

kas skaidri norāda uz magnētiskās nesimetrijas koeficienta nozīmīgumu gan attiecībā uz jaudas koeficientu, gan griezes momentu. 4.34. attēlā parādīta vektoru diagramma sinhronajai reaktīvajai mašīnai, kas darbojas ar maksimālo momentu punktā, kur $\delta = -45^\circ$.



4.34. attēls. Sinhronās reaktīvās mašīnas vektoru diagramma, tai darbojoties ar maksimālo griezes momentu.

4.11.3. Ekvivalentā shēma

Kā jau iepriekš minēts, izvīrzītu polu mašīnām nepastāv vienkārša ekvivalentā shēma, tomēr ir izveidota sinhronās reaktīvās mašīnas ekvivalentā shēma [1]. Šī shēma ir noderīga ar to, ka salīdzina sinhrono reaktīvo mašīnu ar tāda paša izmēra asinhrono mašīnu, kā arī palīdz izprast X_{qs} un X_{ds} vērtības nozīmīgumu reaktīvās mašīnas īpašību un darbības analizē.

Lai izveidotu shēmu, statora strāvas aktīvā komponente, kas sakrīt fāzē ar U_s , un reaktīvā komponente, kas atpaliek no U_s par 90° , jāizsaka ar lielumiem U_s , δ , X_{qs} un X_{ds} . Vispirms izteiksim abas strāvas komponentes, izmantojot I_{qs} un I_{ds} (sk. 4.33. (a) attēlu, ievērojot, ka dzinēja režīmā δ ir negatīvs):

$$I_s \cos \varphi_s = I_{qs} \cos \delta + I_{ds} \sin \delta, \quad (4.49.)$$

$$I_s \sin \varphi_s = I_{qs} \sin \delta - I_{ds} \cos \delta. \quad (4.50.)$$

No 4.33. (a) attēla:

$$U_s \cos \delta = I_{ds} X_{ds}, \quad (4.51.)$$

$$U_s \sin \delta = -I_{qs} X_{qs}. \quad (4.52.)$$

Izsakot no šejienes I_{ds} un I_{qs} un ievietojot tās izteiksmē (4.49.) un (4.50.), iegūstam:

$$I_s \cos \varphi_s = -\frac{U_s \sin \delta \cos \delta}{X_{qs}} + \frac{U_s \sin \delta \cos \delta}{X_{ds}}, \quad (4.53.)$$

$$\begin{aligned} I_s \sin \varphi_s &= -\left(\frac{U_s \sin^2 \delta}{X_{qs}} + \frac{U_s \cos^2 \delta}{X_{ds}} \right) = \\ &= -\left[\frac{U_s}{X_{ds}} + U_s \sin^2 \delta \left(\frac{1}{X_{qs}} - \frac{1}{X_{ds}} \right) \right], \end{aligned} \quad (4.54.)$$

kur izteiksmes (4.54.) otrā rindiņa ir iegūta, pirmajai rindai pieskaitot un atņemot $U_s \sin^2 \delta / X_{ds}$ un izmantojot vienādību $\sin^2 \delta + \cos^2 \delta = 1$.

Tagad apvienosim abas strāvas komponentes, lai iegūtu statora strāvas vektoru:

$$\begin{aligned} \underline{I}_s &= I_s \cos \varphi_s + j I_s \sin \varphi_s = \\ &= -j \frac{U_s}{X_{ds}} - U_s \left(\frac{1}{X_{qs}} - \frac{1}{X_{ds}} \right) \sin \delta (\cos \delta + j \sin \delta). \end{aligned} \quad (4.55.)$$

Izteiksmes daļu, kas satur trigonometriskās funkcijas, iespējams pārveidot šādi:

$$\sin \delta (\cos \delta + j \sin \delta) = \sin \delta e^{j\delta} = \frac{\sin \delta}{e^{-j\delta}} = \frac{\sin \delta}{\cos \delta - j \sin \delta} = \frac{1}{\operatorname{ctg} \delta - j1}, \quad (4.56.)$$

bet locekli, kas satur X_{qs} un X_{ds} , varam aizvietot ar jaunu parametru X_p , kur

$$\frac{1}{X_p} = \frac{1}{X_{qs}} - \frac{1}{X_{ds}}, \quad (4.57.)$$

tātad

$$X_p = \frac{X_{qs} X_{ds}}{X_{ds} - X_{qs}} \quad (\Omega). \quad (4.58.)$$

Vektoru \underline{I}_s tagad varam pierakstīt:

$$\underline{I}_s = -j \frac{U_s}{X_{ds}} - \frac{U_s}{X_p (\operatorname{ctg} \delta - j1)} = j \frac{U_s}{X_{ds}} + \frac{U_s}{X_p (-\operatorname{ctg} \delta + j1)} \quad (\text{A}). \quad (4.59.)$$

Šim vienādojumam atbilstošā shēma parādīta 4.35. attēlā, kur $\operatorname{ctg} \delta$ aizstāts ar $\operatorname{tg} \delta$, lai uzsvērtu saikni ar asinhronā dzinēja ekvivalento shēmu.

Sinhronā reaktīvā dzinēja un asinhronā dzinēja ekvivalentās shēmas līdzība ir pārsteidzoša. Garenlauka induktīvā pretestība X_{ds} ir reaktīvā dzinēja ekvivalentā magnetizēšanas induktīvā pretestība, bet induktīvā pretestība X_p ir ekvivalenta gan asinhronās mašīnas izkliedes induktīvajai pretestībai, gan rotora aktīvajai pretestībai. Savukārt $\operatorname{tg} \delta$ ir ekvivalents asinhronās mašīnas slīdei. Acīmredzamās līdzības starp asinhronās mašīnas un sinhronā reaktīvā dzinēja ekvivalento shēmu

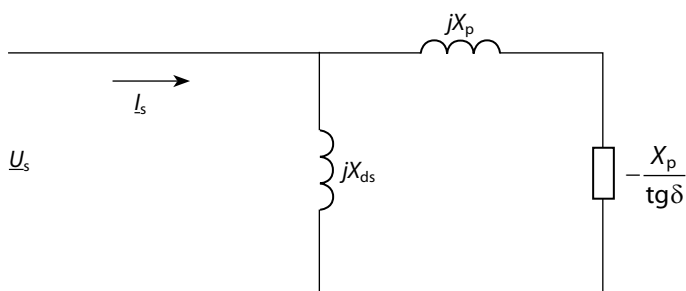
ļauj iepriekš gūtās atziņas izmantot arī sinhrono reaktīvo dzinēju problemātikas pētīšanai. Piemēram, maksimālais moments tiks iegūts tad, kad rotora šķietamā aktīvā pretestība $X_p/\text{tg}\delta$ būs vienāda ar Tevenena shēmas ekvivalento pilno pretestību, "skatoties" uz avota pusi. Ja barošanu nodrošina ideāls sprieguma avots, tā pilnā pretestība, kas slēgta paralēli ar X_{ds} , ir 0; šo divu pretestību apvienojums savukārt ir savienots virknē ar X_p . Līdz ar to, ja avota pilnā pretestība ir maza salīdzinājumā ar X_p , Tevena shēmas pilnā pretestība samazinās līdz jX_p un momenta maksimums tiek sasniegts, kad

$$-\frac{X_p}{\text{tg}\delta} = X_p \text{ jeb } \text{ctg}\delta = -1, \quad (4.60.)$$

proti, $\delta = -45^\circ$, kas saskan ar iepriekš iegūtajiem rezultātiem (4.44.). Acīmredzot lielai X_{ds} vērtībai ir tāda pati priekšrocība kā asinhronajā mašīnā – tiek samazināta magnetizēšanas strāva un uzlabots jaudas koeficients. Maksimālais moments, kas izsakāms kā

$$M_{e,\max} = -\frac{3p}{\omega_e} \left[\frac{1}{2} U_s^2 \left(\frac{X_{ds} - X_{qs}}{X_{ds} X_{qs}} \right) \right] = -\frac{3p}{\omega_e} \frac{U_s^2}{2X_p}, \quad (4.61.)$$

norāda, ka X_p te ir tāda pati loma kā izkliedes induktīvajai pretestībai asinhronajā mašīnā, tāpēc lielāka maksimālā momenta ieguvei šis parametrs ir jāminimizē. Ievērojiet, ka, ja $X_{ds} \gg X_{qs}$, tad X_p robežvērtība ir vienāda ar X_{qs} , kas norāda uz to, ka visumā vēlams, lai X_{ds} vērtība būtu pēc iespējas lielāka, bet X_{qs} – iespējami maza. Ja $X_{qs} = 0,2$ un $X_{ds} = 2,0$, tad sinhronās reaktīvās mašīnas maksimālais moments ir tuvināti salīdzināms ar asinhronās mašīnas maksimālo momentu, ņemot vērā to, ka vidēja izmēra asinhronajai mašīnai raksturīgas parametru vērtības ir $X_{os} + X_{or} = 0,2$ un $X_m = 2,0$. Ar mūsdienās izmantotām modernām rotoru konstrukcijām iespējams iegūt magnētiskās nesimetrijas koeficientu diapazonā 6...10.



4.35. attēls. Sinhronās reaktīvās mašīnas ekvivalentā shēma.

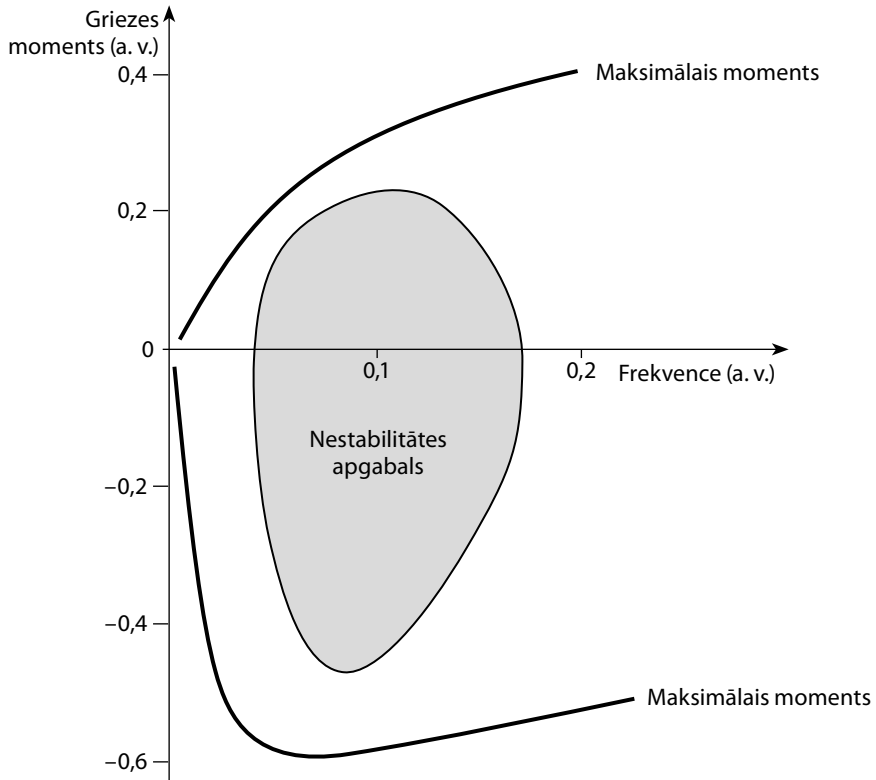
4.11.4. Darbība ar regulējamu frekvenci

Darba režīmam pie $U/f = \text{const}$ pastāvīga momenta apgabalā zem bāzes ātruma ir tāda vektoru diagramma, kas tikai proporcionāli samazinās, saglabājot savu formu, pie nosacījuma, ka statora aktīvā pretestība ir neievērojami maza. Dzinēja maksimālais moments atkal nav atkarīgs no barošanas tīkla frekvences, ja vien statora aktīvo pretestību neievēro. Darbojoties ar zemu frekvenci, statora aktīvā pretestība saņem arvien lielāku un lielāku mašīnai pievadītā sprieguma daļu, tāpēc maksimālais moments samazinās. Mehāniskās raksturlīknes ir līdzīgas 4.21. attēlā ilustrētajām. Statora aktīvās pretestības izraisīto faktisko maksimālā momenta samazinājumu iespējams aprēķināt pēc izteiksmes (4.45.).

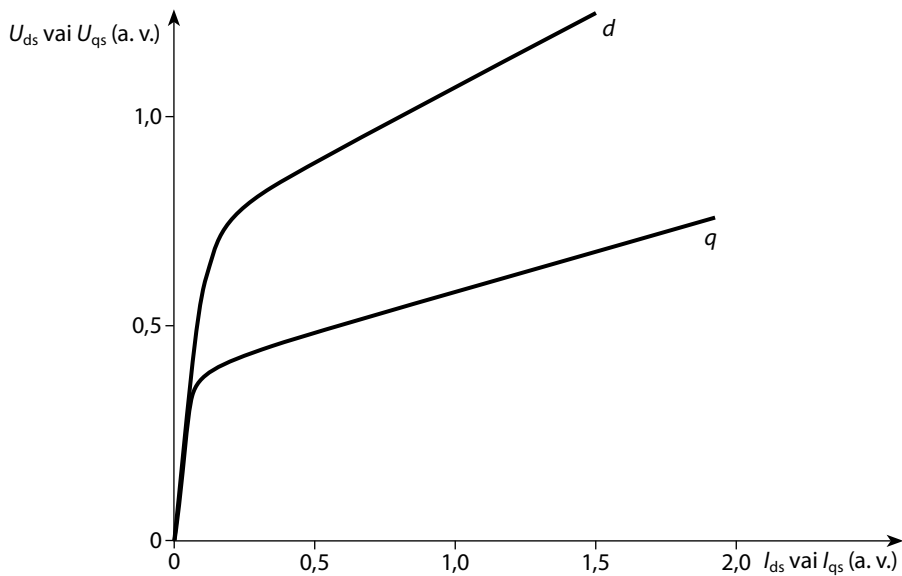
Pastāvīgas jaudas apgabalā sinhronās reaktīvās mašīnas darbība ir līdzīga asinhronajai mašīnai, jo, kā izriet no (4.44.), maksimālais moments samazinās proporcionāli $1/\omega_e^2$. Pieaugot barošanas tīkla frekvencei, slodzes leņķi δ var palielināt, lai mašīnas un barošanas avota nominālo strāvu izmantotu pilnā apmērā. Tā kā, pieaugot leņķa δ vērtībai negatīvā virzienā, jaudas koeficients mainās, tad jauda vien tuvināti ir nemainīga, gluži tāpat kā asinhronajai mašīnai. Galu galā slodzes leņķis sasniedz stabilitātes robežpunktu pie $\delta = -45^\circ$ un (gandrīz) pastāvīgās jaudas apgabals beidzas. Aiz šī punkta maksimālā momenta līkne mainās proporcionāli $1/\omega_e^2$ raksturlīknei, kas atbilst darbībai pie $\delta = -45^\circ$.

4.11.5. Darbība dinamiskā režīmā

Darbinot mašīnu ar regulējamas frekvences barošanas avotu, problemātiska atkal ir statiskā stabilitāte. 4.36. attēlā parādīts tipisks nestabilitātes apgabals [1]. Visvājākā stabilitāte ir tukšgaitā 5–10 Hz apkārtņē. Galvenie parametri, kas ietekmē stabilitāti, ir magnētiskās nesimetrijas koeficients X_{ds}/X_{qs} , rotora inerces J un rotora aktīvās pretestības šķērskomponente (lietā alumīnija tinuma pretestība). Stabilitāti iespējams būtiski uzlabot, mainot magnētiskās nesimetrijas koeficientu tā, lai tas būtu mazs tukšgaitā, kad stabilitāte ir visvājākā, un būtu augsts pie lielas slodzes, kad tas visvairāk vajadzīgs momenta attīstīšanai. To panāk, rotorā izveidojot piesātināmus dzelzs tiltiņus (sk. 4.31. att.). Šāda dzinēja magnetizēšanas raksturlīknes garenass un šķērsass virzienā parādītas 4.37. attēlā. Ievērojiet, ka $X_{ds} = X_{qs}$ līdz brīdim, kad šķērsass virzienā parādās piesātinājums.



4.36. attēls. Sinhronā reaktīvā dzinēja nestabilitātes zona, darbojoties ar konstantu U/f attiecību.



4.37. attēls. Sinhronā reaktīvā dzinēja voltampēru raksturliktne garenass (d) un šķērsass (q) virzienā.

4.12. Noslēgums

Esam noskaidrojuši, ka no visiem maiņstrāvas mašīnu veidiem tieši sinhronajai mašīnai ar ierosmes tinumu darba raksturlīkne ir vislīdzīgākā līdzstrāvas mašīnai ar ierosmes tinumu. Tā kā šādas mašīnas jaudas koeficientu iespējams regulēt, izmantojot ierosmes tinumu, tas ļauj ievērojami samazināt nepieciešamā frekvences pārveidotāja nominālos rādītājus. Tādējādi gadījumos, kad pašas mašīnas izmaksas nav noteicošās, sinhronajām mašīnām ir nozīmīgs lietojums vilces iekārtu, gāzes kompresoru, hidroakumulācijas un citās lieljaudas iekārtās, un to nozīme saglabāsies arī pārskatāmā nākotnē.

Literatūra

1. G.R. Slemon, *Electric Machines and Drives*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1992, pp. 478-482.
2. T.A. Lipo and P.C. Krause, "Stability Analysis for Variable Frequency Operation of Synchronous Machines", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-87, No. 1, January 1968, pp. 227-234.

5. NODAĻA

Pastāvīgo magnētu mašīnas

5.1. Ievads

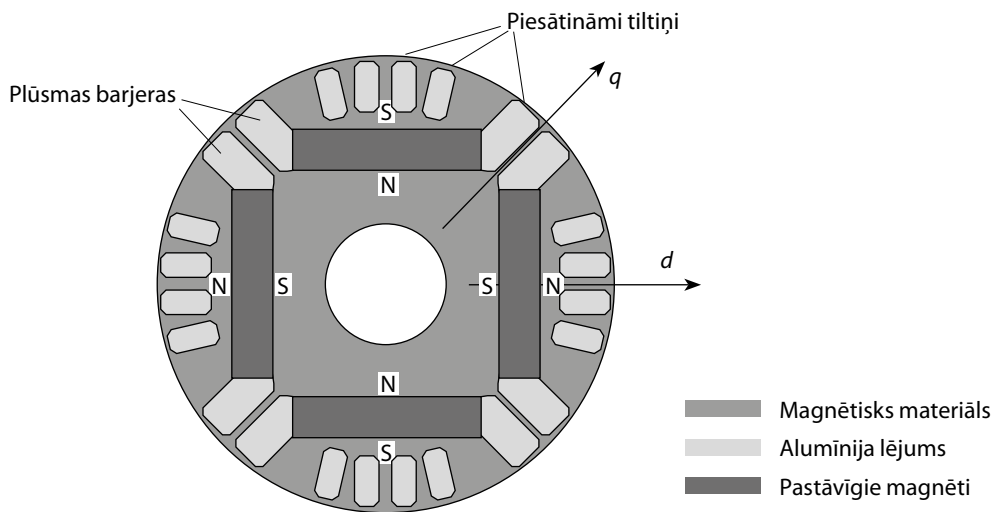
Pastāvīgo magnētu (PM) sinhronajās mašīnās rotora ierosmi nodrošina magnēti, nevis tradicionālais ierosmes tinums. Šādas mašīnas plaši lieto servoeiķārtās, kuru barošanai, lai sasniegtu augstus dinamiskos rādītājus, izmanto regulējamu frekvenci. PM sinhronās mašīnas arvien vairāk izmanto arī regulējama ātruma piedziņai ar 50 kW un lielāku jaudu tur, kur nozīmīga augsta efektivitāte un liels jaudas blīvums, piemēram, elektriskajos automobiļos.

5.2. Fiziskā uzbūve

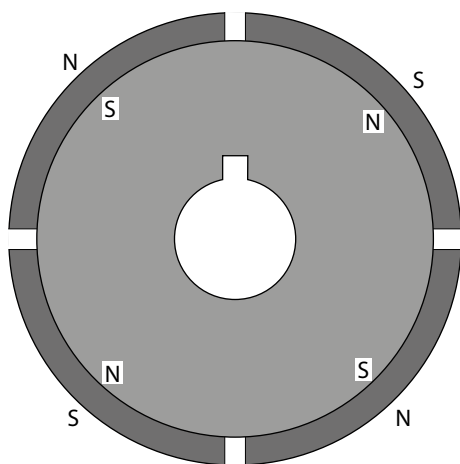
Arī pastāvīgo magnētu mašīnas statoram ir trīs sinusoidāli sadalīti tinumi. Daļai PM sinhrono mašīnu, ko sauc par *bezkontakta* līdzstrāvas mašīnām, statora tinumus veido koncentrētas spoles un statora strāvas forma ir trapecveida, nevis sinusoidāla. Rotora konstruktīvais izveidojums var būt ļoti dažāds, bet kopumā to var iedalīt divās galvenajās kategorijās.

Mašīnās ar *iebūvētiem pastāvīgajiem magnētiem* tie ir iemontēti iekšpus rotoram un nostiprināti ar pola kurpēm, kas izgatavotas no tērauda. Magnētiskās plūsmas barjeras novirza plūsmu rotora garenass virzienā. Plūsmas barjeras un papildu rotora sekcijas iespējams aizpildīt ar alumīniju, tādējādi izveidojot īsslēgtu tinumu, kas nodrošina asinhronu tiešo palaišanu.

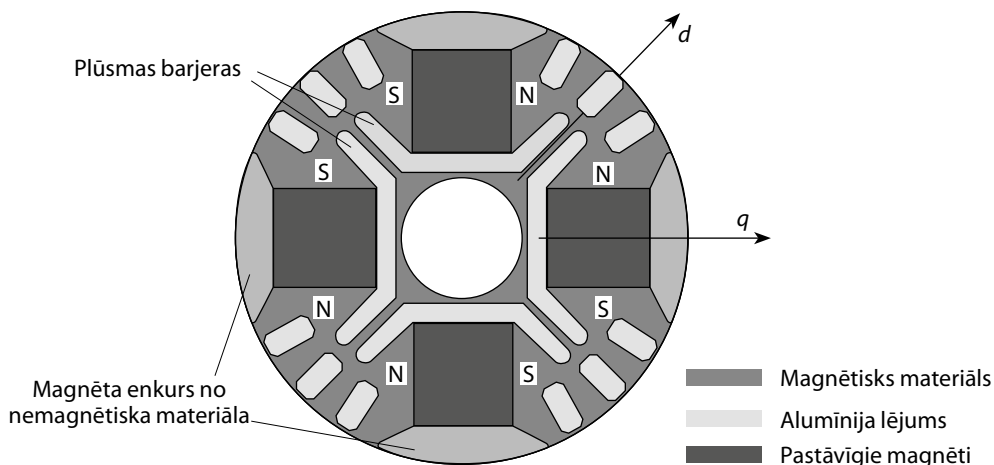
5.1. attēlā parādīta tipiska konstrukcija rotoram ar iebūvētiem magnētiem, kuri ir radiāli magnetizēti. Iespējams izveidot arī rotoru ar tangenciāli magnetizētiem pastāvīgajiem magnētiem (5.3. att.). Šādas konstrukcijas gadījumā magnētu virsmas un polu virsmas laukums var būt ievērojami atšķirīgs, kas nodrošina magnētiskās plūsmas koncentrēšanu, izmantojot magnētus ar mazu magnētisko indukciju. Izmanto arī tādu rotora konstrukciju, kur magnēti ir piestiprināti tieši rotora virsmai (5.2. att.). Šādām mašīnām nav slāpētājtinuma un nav iespējama asinhrona palaišana.



5.1. attēls. Pastāvīgo magnētu mašīnas rotors ar iebūvētiem, radiāli magnetizētiem magnētiem.



5.2. attēls. Pastāvīgo magnētu mašīnas rotors ar tā virsmā piestiprinātiem magnētiem.



5.3. attēls. Pastāvīgo magnētu mašīnas rotors ar iebūvētiem, tangenciāli magnetizētiem magnētiem.

5.3. Magnētiskā ķēde

Mūsdienās rotējošās mašīnās izmanto divu veidu pastāvīgos magnētus: ferītus un retzemju metālu savienojumus (samārija–kobalta vai neodīma–dzelzs sakausējumus). Ferīti ir senāk pazīstami, un tiem raksturīgas zemas magnētiskās indukcijas B vērtības (0,3–0,4 T), kā arī mazas izmaksas, turpretim jaunākie retzemju materiāli nodrošina daudz lielāku B vērtību (līdz pat 1 T), bet ir daudz dārgāki.

Ferīti ir nevadoši ferimagnētiski savienojumi, ko iegūst no dzelzs oksīdiem, piemēram, hematīta (Fe_2O_3) vai magnetīta (Fe_3O_4), kā arī no citu metālu oksīdiem. Ferīti, tāpat kā vairums keramisku materiālu, ir cieti un trausli. Pēc to magnētiskajām īpašībām ferītus nereti iedala magnētmīkstos un magnētcietos, kam piemīt attiecīgi mazs vai liels koercitīvais spēks. Pastāvīgos magnētus izgatavo no magnētcietiem ferītiem, kam ir liels koercitīvais spēks un liela paliekošā indukcija. To sastāvā ir dzelzs un bārijs vai stroncija oksīdi. Magnētiski piesātinātā stāvoklī tiem ir augsta magnētiskā caurlaidība. Tas ļauj šiem tā sauktajiem keramiskajiem magnētiem uzkrāt spēcīgāku magnētisko lauku nekā dzelzij atsevišķi. Tie ir lēti un tiek plaši izmantoti mazākās PM mašīnās. Maksimālā magnētiskā indukcija B ir apmēram 0,35 T.

Nesenākie samārija–kobalta sakausējumi ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) tiek dispersi cietināti un satur divus retzemju metāla samārija atomus un 13–17 pārejas metālu atomus. Pārejas metālu daļu veido galvenokārt kobalts, kā arī citi elementi, piemēram, dzelzs un varš. Mazos daudzumos pievieno arī citus elementus, kā cirkoniju un hafniju, lai panāktu labākus termiskās apstrādes rādītājus. Lielā kobalta daudzuma dēļ šie magnēti ir ļoti dārgi. Galvenā $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ priekšrocība ir laba termiskā stabilitāte – maksimālā

ekspluatācijas temperatūra ir 220–550 °C (Kirī temperatūra 700–800 °C). Iespējams sasniegt 0,9–1,15 T paliekošo indukciju (B_r).

Neodīma magnēts (NdFeB) ir pastāvīgais magnēts, kas veidots no neodīma, dzelzs un bora sakausējuma, iegūstot savienojumu $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ ar tetragonālu (kastveida) kristālisko režģi. Praksē neodīma magnētu magnētiskās īpašības atkarīgas no sakausējuma sastāva, mikrostrukturā un ražošanas tehnoloģijas. Divi galvenie neodīma magnētu ražošanas veidi ir šādi:

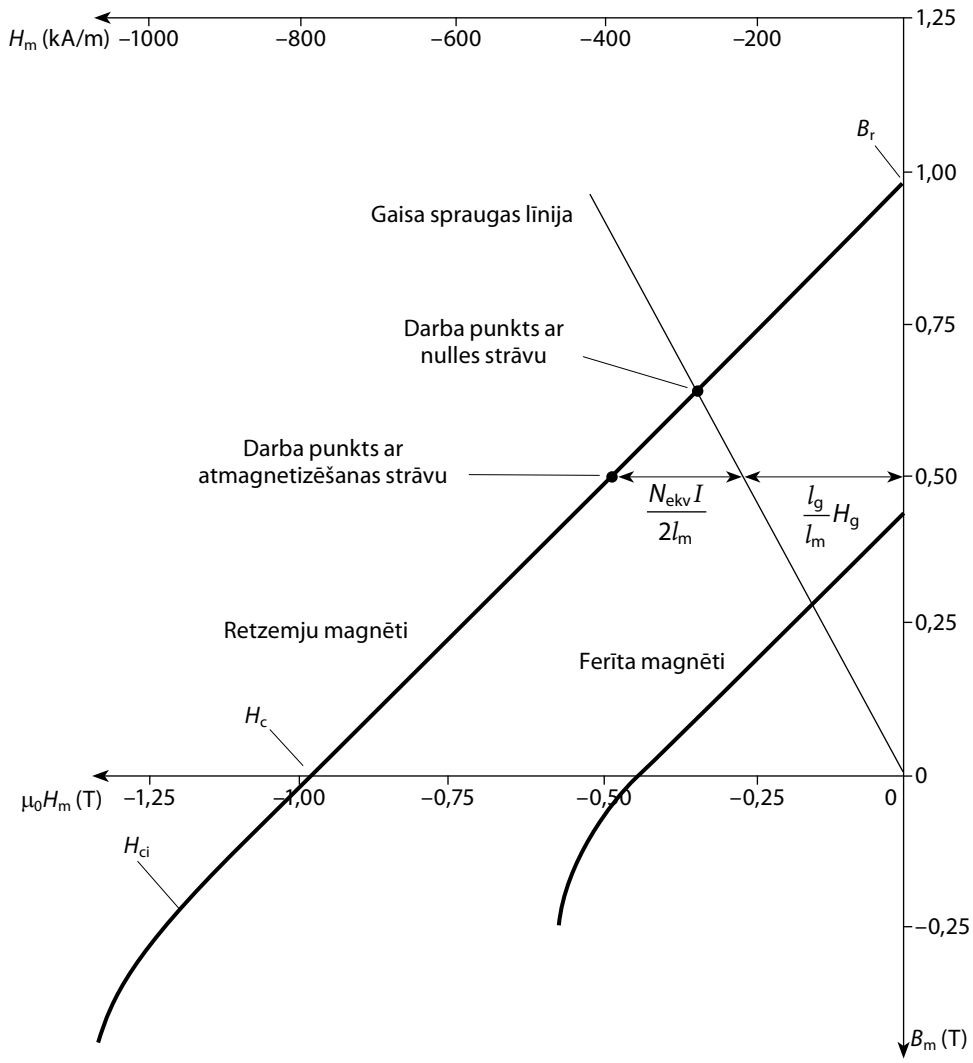
- klasiskā pulvermetālurģija jeb metālkeramika;
- ātrā cietināšana.

Metālkeramiskie neodīma magnēti tiek izgatavoti ar pulvermetālurģijas tehnoloģiju, vispirms iegūstot pulveri un pēc magnētiskās orientēšanas to presējot blīvos blokos, kurus pēc tam apstrādā termiski, piegriež, veic virsmas apstrādi un magnetizē. Iespējams iegūt lielas paliekošās indukcijas vērtības līdz pat 1–1,4 T. Šie ir vispēcīgākie pieejamie magnēti.

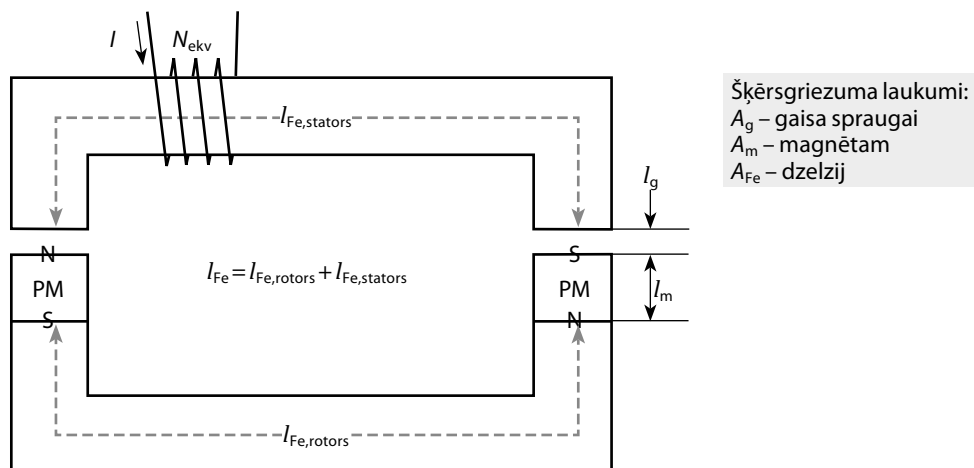
Neodīma magnetoplastus izgatavo, vispirms ar kausējuma vērpsanu izveidojot plānu Nd–Fe–B sakausējuma sloksni, kas satur brīvi orientētus $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ nanoizmēra graudus. Pēc tam sloksni pārstrādā pulverī, sajauc ar polimēru un ar spiedliešanu vai presēšanu veido magnetoplastus. Magnetoplasti nodrošina mazāku magnētisko plūsmu nekā metālkeramiskie magnēti, taču tiem iespējams izveidot sarežģītas formas un nav nozīmīgu virpuļstrāvu zudumu. Magnētu B_r vērtība sasniedz 0,6–0,7 T.

Visiem trim magnētu materiāliem ir gandrīz lineāra atmagnetizēšanas līkne, kuras virziena koeficients ir aptuveni vienāds ar μ_0 , kā ilustrēts 5.4. attēlā. Ievērojiet, ka, ja apakšējās horizontālās ass mērvienība ir $\mu_0 H_m$, tad magnetizēšanas līkņu virziena koeficients ir aptuveni 1. Līknes linearitāte un virziena koeficients $\sim 1,5\mu_0$ nozīmē to, ka ārējā magnētiskajā laukā šo materiālu īpašības ir līdzīgas gaisam; šim faktam ir ļoti būtiska ietekme uz pastāvīgo magnētu mašīnu īpašībām.

Kā tas raksturīgs visiem pastāvīgajiem magnētiem, atmagnetizēšanās sākas tad, kad $-H_m$ vērtība pārsniedz $-H_{ci}$ (5.4. att.), jeb posmā, kur sākas atmagnetizēšanas līknes nelineārā daļa. Viena no būtiskām ferīta un retzemju magnētu priekšrocībām ir to noturība pret atmagnetizēšanu – tā iespējama tikai tad, ja faktiski notikusi magnētiskās indukcijas B virziena maiņa. Tas ir pretstatā daudziem senākiem magnētu veidiem, piemēram, alnīko magnētiem, kurus varēja atmagnetizēt ar pietiekami platu gaisa spraugu, kā rezultātā, lai nepieļautu pašatmagnetizēšanos, bija jāizmanto magnēta enkurs.



5.4. attēls. Retzemju un ferīta magnētu atmagnetizēšanas raksturlīknes.



5.5. attēls. Vienkāršota magnētiskās ķēdes analīze, izmantojot Ampēra likumu kontūram.

Raksturīga pastāvīgo magnētu mašīnas magnētiskā ķēde ilustrēta 5.5. attēlā. Lai paskaidrotu dažus ar pastāvīgo magnētu izmantošanu saistītus pamatjēdzienus, veiksīm vienkāršotu analīzi, izlaižot daudzus svarīgus sekundārus faktoros, kā magnētu izkliedes plūsma, dzelzs piesātinājums, rievu ietekme un tinumu magnetizējošā spēka izkļiedētais raksturs. Uzrakstīsim Ampēra likumu attēlā ilustrētajam kontūram, pieņemot, ka tinumu magnetizējošais spēks ir 0:

$$2H_g l_g + 2H_m l_m + H_{Fe} l_{Fe} = 0, \quad (5.1.)$$

kur saskaitāmie attiecas attiecīgi uz gaisa spraugu, magnētu un dzelzi un tiek ievērota magnētiskās ķēdes simetrija. Ņemot vērā plūsmas nepārtrauktību, varam rakstīt:

$$B_g A_g = B_m A_m \text{ jeb } B_m = \frac{A_g}{A_m} B_g, \quad (5.2.)$$

kur ar B_g un B_m apzīmēta vidējā magnētiskā indukcija. Ja dzelzs serdes magnetizējošo spēku ($H_{Fe} l_{Fe}$ vienādojumā (5.1.)) neievēro, tad izteiksmi (5.1.) var pārveidot šādi:

$$H_g l_g = -H_m l_m \text{ jeb } H_m = -\frac{l_g}{l_m} H_g. \quad (5.3.)$$

Apvienojot izteiksmi (5.2.) un (5.3.), iegūstam vienādojumu

$$\frac{B_m}{H_m} = -\frac{A_g}{A_m} \frac{l_m}{l_g} \frac{B_g}{H_g} = -\frac{A_g}{A_m} \frac{l_m}{l_g} \mu_0, \quad (5.4.)$$

kas apraksta tā saucamo *gaisa spraugas* līniju. Iegūtā attiecība starp B_m un H_m kopā ar materiāla atmagnetizēšanas līkni, kas arī parāda sakarību starp abiem lielumiem, nosaka magnētu *darba punktu*.

5.4. attēlā ilustrēta gaisa spraugas līnija un darba punkts retzemju magnētiem. Jāņem vērā, ka, samazinot magnētu garumu vai palielinot gaisa spraugu, gaisa spraugas līnija kļūst lēzenāka un samazinās B_m vērtība. Par enkura magnetizējošā spēka

(enkura reakcijas) ietekmi uz magnētu darba punktu var spriest, atgriežoties pie izteiksmes (5.1.) un pievienojot tai saskaitāmo, kas atbilst ekvivalentajam magnetizējošajam spēkam:

$$2H_g l_g + 2H_m l_m + H_{Fe} l_{Fe} = \pm N_{ekv} I. \quad (5.5.)$$

Joprojām neievērojot dzelzs magnetizējošo spēku, varam izteikt H_m :

$$H_m = -\frac{l_g}{l_m} H_g \pm \frac{N_{ekv} I}{2l_m}. \quad (5.6.)$$

Šis rezultāts ilustrēts 5.4. attēlā kā darba punkts ar atmagnetizēšanas strāvu. Kā redzams attēlā, darba punkts šajā gadījumā ir nobīdīts no vertikālās ass par gaisa spraugai nepieciešamā magnetizējošā spēka vērtību un ārējā magnetizējošā spēka vērtību. Tā kā magnētu faktiskā magnētiskā caurlaidība ir μ_0 , darba punkta izmaiņas pie normālas strāvas ir mazas. Mašīnas projektēšanas gaitā jāņem vērā iespējamība, ka bojājuma vai citu nenormālu apstākļu dēļ magnētiskā intensitāte magnētos var palielināties virs H_{ci} , kā rezultātā magnēti tiktu pilnībā atmagnetizēti.

5.4. Vektoru diagramma un momenta vienādojums

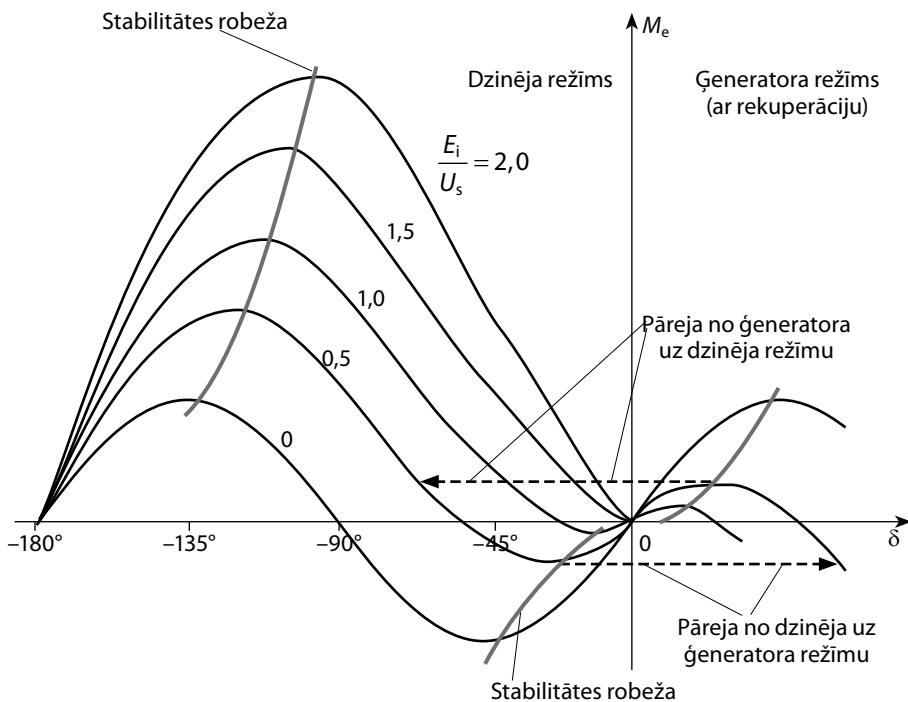
Griezes moments PM mašīnās tiek attīstīts tieši tāpat kā mašīnās ar ierosmes ti-numu, statora magnētiskajai plūsmai mijiedarbojoties ar ierosmes plūsmu, ko rada rotora magnēti. Mašīnās, kurās magnēti iebūvēti rotorā, tā magnētiskās nesimetrijas dēļ tiek attīstīts papildu moments. Magnētiskā materiāla daudzumu parasti izvēlas tā, lai pie nominālās slodzes tiktu nodrošināts labs jaudas koeficients. Gaisa spraugu un rotora formu veido tā, lai pie lielas slodzes nenotiktu magnētu atmagnetizēšana. Tā kā ierosmi nav iespējams mainīt, daļa dzinēju pie mazas slodzes darbojas ar apsteidzošu jaudas koeficientu, kā rezultātā tiem ir lieli tukšgaitas zudumi.

Mašīnās ar rotora virsmi piestiprinātiem magnētiem nepastāv magnētiskā nesimetrija, tāpēc tām izmantojama 4.5. attēla ekvivalentā shēma mašīnai ar vienmērīgu gaisa spraugu. Tā kā efektīvā gaisa sprauga ir ļoti liela, enkura reakcijas magnetizējošais spēks nerada lielu plūsmu un sinhronā induktīvā pretestība ir ļoti maza, tikai nedaudz pārsniedzot statora izkliedes induktīvo pretestību. Visi rezultāti un īpašības, kas aplūkotas 4.4.–4.5. nodaļā mašīnām ar vienmērīgu gaisa spraugu, attiecas arī uz šīm mašīnām, izņemot to, ka E_i ir konstants un to nav iespējams mainīt, lai regulētu jaudas koeficientu. Turklāt mazās induktīvās pretestības X_s dēļ izmainās vektoru diagrammas raksturs tagad sprieguma kritums $I_s X_s$ ir daudz mazāks attiecībā pret U_s un E_i , kā rezultātā sprieguma kritums $I_s r_s$ kļūst salīdzinoši nozīmīgāks.

Vektoru diagramma mašīnām ar rotorā iebūvētiem magnētiem ir tāda pati kā sinhronajai mašīnai ar izvīzītiem poliemi (4.14. att.) pie konstanta E_i . Tomēr pa-

stāv interesanta un nozīmīga atšķirība starp izvirzītu polu mašīnām ar ierosmes tinumu un mašīnām ar iebūvētiem magnētiem. Proti, daudzām mašīnām ar rotorā iebūvētiem magnētiem magnētiskā pretestība šķērsass (q) virzienā ir mazāka nekā garenass (d) virzienā. Iemesls tam ir magnēti, kas novietoti garenass plūsmas virzienā. Tā rezultātā, pretstatā mašīnām ar ierosmes tinumu, X_{qs} ir lielāka par X_{ds} . Vektoru diagrammu tas ietekmē tikai skaitliski, taču leņķa raksturlīknes forma var pilnībā izmainīties, jo izteiksmē (4.18.) mainās reaktīvajam momentam atbilstošā saskaitāmā zīme. Fizikāli tas skaidrojams tā, ka reaktīvais moments tagad ir vērsts tādā virzienā, kurā tas cenšas izlīdzināt statora plūsmas virzienu ar šķērsasi, kas ir pretstatā magnētu radītajai plūsmai, kura cenšas izlīdzināt statora plūsmas virzienu ar garenasi. Līdz ar to pie maziem slodzes leņķiem abas komponentes ir vērstas pretējos virzienos.

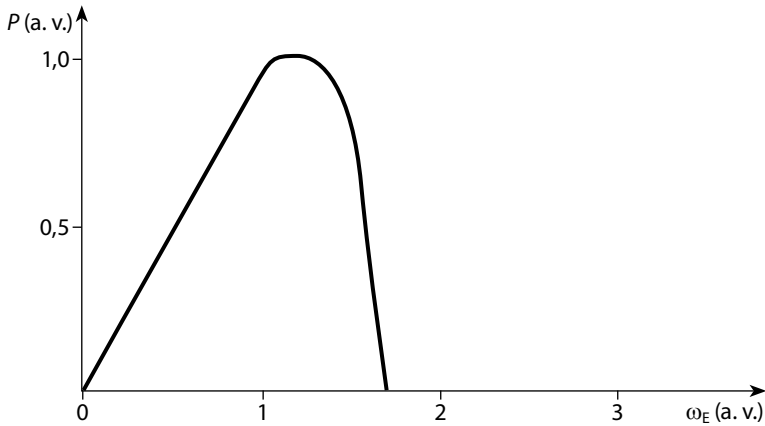
Rezultējošo leņķa raksturlīkņu forma parādīta 5.6. attēlā. Līknēm, kas atbilst mazām E_i/U_s vērtībām, sākotnēji pie negatīviem slodzes leņķiem arī griezes moments ir negatīvs, un pozitīvs tas kļūst tikai tad, kad leņķis kļuvis tik liels, ka par dominējošo kļūst magnētu radītais moments. Tā rezultātā, kā redzams attēlā, apgabals pie maziem slodzes leņķiem ir nestabils. Viena no būtiskām šāda nestabilitātes apgabala sekām ir tāda, ka var rasties situācija, kurā pāreja no dzinēja režīma uz ģenerators režīmu (ar rekuperāciju) notiek ar lielu slodzes leņķa "lēcienu", nevis vienmērīgu maiņu. Tas var notikt tad, ja mašīna darbojas atbilstoši tādai raksturlīknei kā, piemēram, $E_i/U_s = 0,5$ (5.6. att.). Samazinoties dzinēja slodzei, samazinās slodzes leņķa absolūtā vērtība (modulis) un moments sasniedz nulli pie galīgas slodzes leņķa vērtības (5.6. attēlā – aptuveni -60°). Pēc tam momenta zīme mainās, bet slodzes leņķa modulis turpina samazināties. Pie minimālās negatīvās momenta vērtības, kur leņķis ir ap -30° , tiek sasniegta stabilitātes robeža un, slodzes virzienam mainoties, rotoram tiek uzspiests jauns stabils darbības punkts uz ģenerators režīmam atbilstošās raksturlīknes ar aptuveni $+30^\circ$ leņķi. Šādi lēcieni notiek vienmēr, pārejot no dzinēja uz ģenerators režīmu. No nestabilitātes apgabaliem pie maza slodzes leņķa iespējams izvairīties, uzturot pietiekami lielu E_i/U_s vai izmantojot aktīvās vadības paņēmienus, kas balstīti uz strāvas regulēšanu.



5.6. attēls. Leņķa raksturlieknes mašīnām ar rotorā iebūvētiem magnētiem, kurām $X_{qs} > X_{ds}$.

5.5. Darbība ar mainīgu ātrumu

PM mašīnu veiktspēja un mehāniskās raksturlieknes, darbojoties ar konstantu U/f attiecību, ir tādas pašas kā 4.21. attēlā mašīnām ar ierosmes tinumu. Tas skaidrojams ar to, ka pie $U/f = \text{const}$ ierosmes lauks ir nemainīgs, kas pilnībā atbilst arī pastāvīgo magnētu mašīnām. Taču, tā kā pastāvīgo magnētu radīto ierosmes lauku nav iespējams vājināt, ar šīm mašīnām nav iespējams iegūt pastāvīgas jaudas apgabalu virs bāzes ātruma kā mašīnām ar ierosmes tinumu, kurām tiek samazināta ierosmes strāva. Par PM mašīnu jaudas–frekvences raksturliekni bieži uzskata tādu, kas parādīta 5.7. attēlā un norāda uz ļoti mazu veiktspēju virs nominālā griešanās ātruma. Tomēr situācija ne vienmēr ir tik slikta, kā parādīts grafikā. Tā kā darbībai ar lielu griešanās ātrumu ir būtiska nozīme, šajā nodaļā sīkāk aplūkota PM mašīnu darbība barošanas avota noteiktajos sprieguma un strāvas amplitūdas ierobežojumu ietvaros. Tiks parādīts, ka noteiktos apstākļos iespējams plašā ātrumu diapazonā iegūt gandrīz nemainīgu izejas jaudu – šāds rezultāts PM mašīnām varētu nešķist acīmredzams.



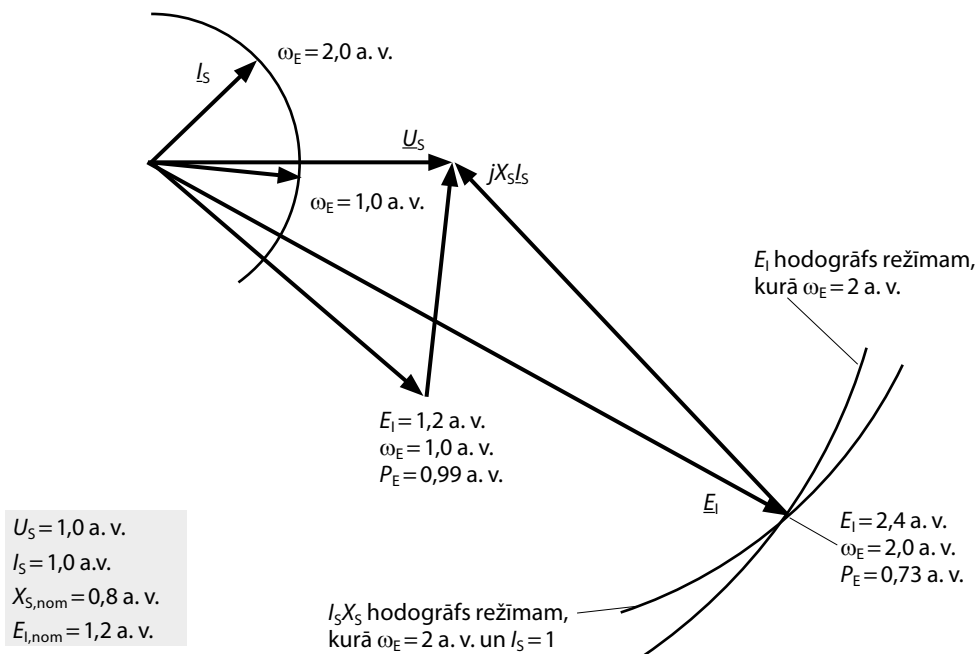
5.7. attēls. Darba raksturliktne, kādu bieži piedēvē pastāvīgo magnētu mašīnām, tomēr iespējama arī daudz labāka.

Parasti tiek sagaidīts, ka darbība virs bāzes ātruma ar konstantu spriegumu un strāvu un proporcionāli griešanās ātrumam pieaugošu EDS E_i radīs apsteidzošu jaudas koeficientu un ievērojamu izejas jaudas samazinājumu, pieaugot frekvencai. Pamatojums šādam spriedumam ilustrēts 5.8. attēlā, kurā parādīta vektoru diagramma nominālajam darba režīmam, kurā $\omega_E = 1$ a. v., $U_S = 1$ a. v. un $I_S = 1$ a. v., un režīmam, kurā $\omega_E = 2$ a. v., bet U_S un I_S tiek uzturētas nominālā vērtība – 1 a. v.

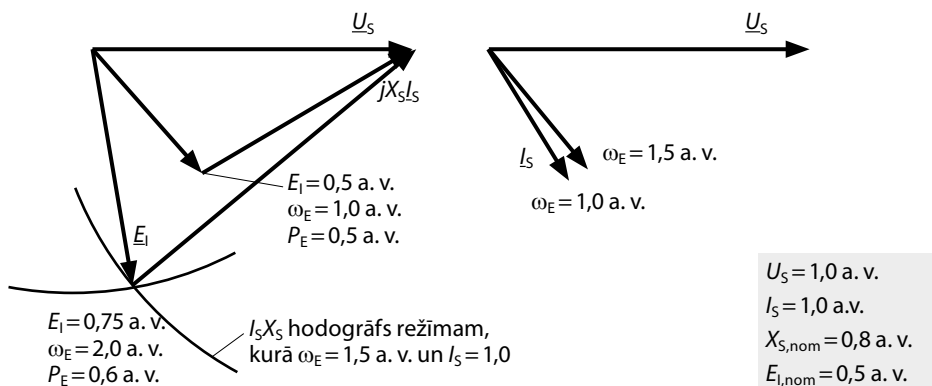
Ja $X_S = 0,8$ a. v., darbībai ar $\omega_E = 1$ a. v. nepieciešamā EDS vērtība, kā parādīts attēlā, ir $E_i = 1,2$ a. v.. Vektoru diagrammu režīmam, kurā $\omega_E = 2$ a. v., var izveidot, uz zīmējot riņķa lokus, kas norāda uz E_i un $I_S X_S$ vektoru galapunktu atrašanās vietu pie divkārtota ω_E (abi vektori tagad ir divreiz garāki nekā pie $\omega_E = 1$ a. v.). Meklēto vektoru galapunkts atrodas abu loku krustpunktā, kā tas ilustrēts attēlā. Ievērojiet, ka E_i vektors rotē pretēji pulksteņrādītāju kustības virzienam, kā rezultātā, pieaugot ω_E , slodzes leņķis δ samazinās. Tā kā arī $I_S X_S$ vektoram, lai tiktu saglabāts līdzsvars, jārotē pretēji pulksteņrādītāju kustības virzienam, arī strāvas vektors rotē pretēji pulksteņrādītāju kustībai, kā rezultātā tiek iegūts apsteidzošs jaudas koeficients, kura skaitliskā vērtība tiecas uz nulli.

Lai gan šāda situācija konstatējama samērā bieži, tā nav vienīgā iespējamā. 5.9. attēlā parādīta otra iespējamā situācija, kurā $E_i < I_S X_S$ atšķirībā no pirmā aplūkotā gadījuma, kurā $E_i > I_S X_S$. Pirmais gadījums, kad $E_i > I_S X_S$ (5.8. att.), raksturīgs mašīnām ar rotora virsmai piestiprinātiem magnētiem, kurām lielā efektīvā gaisa spraugas platuma dēļ ir maza enkura induktīvā pretestība. Otrais gadījums, kad $E_i < I_S X_S$ (5.9. att.), raksturīgs PM mašīnām ar rotorā iebūvētiem magnētiem, kurām ir kopumā lielāka enkura induktīvā pretestība un piemīt arī magnētiskā nesimetrija. Vienkāršības labad gan 5.9. attēlā magnētiskā nesimetrija nav ievērota un tās ietekmes analīze atlikta līdz tam, kad būs iegūta pietiekama izpratne par neizvirzītu polu mašīnu darbības principiem.

Rīkojoties tāpat kā iepriekš, 5.9. attēlā atrod E_1 un $I_S X_S$ hodogrāfu loku krustpunktu. Iegūtais atrisinājums daudzējādā ziņā ir pretējs pirmajam gadījumam. Proti, E_1 vektors tagad rotē pulksteņrādītāju kustības virzienā, kā rezultātā δ pieaug, nevis samazinās. Strāvas izmaiņu raksturs ir sarežģītāks, taču, kā tiks parādīts turpmāk, strāvas vektors galu galā sāk atpalikt arvien vairāk un jaudas koeficients atkal tiecas uz nulli.



5.8. attēls. Vektoru diagramma darba režīmiem, kuros ω_E pieaug, U_S un I_S vērtība ir konstanta, bet $E_1 > I_S X_S$.



5.9. attēls. Vektoru diagramma darba režīmiem, kuros ω_E pieaug, U_S un I_S vērtība ir konstanta, bet $E_1 < I_S X_S$.

5.5.1. Idealizēts darba režīms ar “pastāvīgu jaudu”

Papildus abiem iepriekšējā nodaļā aplūkotajiem gadījumiem iespējams vēl trešais, kurā E_1 un $I_S X_S$ vektoru amplitūda ir vienāda, kā tas ilustrēts 5.10. attēlā [1]. Šis gadījums kalpo ne vien kā robežšķirtne starp abām iepriekš aplūkotajām situācijām, bet sniedz arī tādu būtisku rezultātu, ka sprieguma vektoru diagramma saglabā savu vienādsānu trīsstūra formu neatkarīgi no ω_E vērtības. Pieaugot ω_E , E_1 vektors lēnām rotē pulksteņrādītāju kustības virzienā, palielinot slodzes leņķi δ tā 90° robežvērtības virzienā. Tā kā $I_S X_S$ vektors rotē pretēji pulksteņrādītāju kustības virzienam, tuvojoties vertikālajai līnijai, arī strāvas vektors rotē pretēji pulksteņrādītāju kustībai sprieguma vektora virzienā, un, pieaugot ω_E , jaudas koeficients tiecas uz 1. Tā kā U_S un I_S vektoru amplitūda nemainās, jauda lēnām palielinās un tiecas uz $U_S \cdot I_S$ robežvērtību (1 a. v.). Šis nosacījums ($E_1 = I_S X_S$) nodrošina iespēju iegūt gandrīz pastāvīgas jaudas apgabalu teorētiski neierobežotā apjomā, kā arī kalpo kā robežgadījums starp diviem apgabaliem, kuros $E_1 \neq I_S X_S$.

Grafikā 5.10. attēlā ilustrēta izejas jauda kā funkcija no frekvences darba režīmam, kurā $E_1 = I_S X_S$. Kā jau minēts iepriekš, ω_E tiecoties uz bezgalību, jauda tiecas uz maksimālo iespējamo vērtību. Vairumam iekārtu šī uzskatāma par pastāvīgas jaudas raksturlīkni, kas līdzīga tai, ko iegūst ar ierosmes vājināšanu mašīnās ar ierosmes tinumu. Izmantojot vektoru diagrammas ģeometriskos lielumus, var iegūt vienkāršu jaudas izteiksmi attiecinātajās vienībās. Tā kā vektori veido vienādsānu trīsstūri,

$$|\varphi_s| + |\delta| = 90^\circ,$$

kā rezultātā, pieņemot, ka δ ir negatīvs,

$$\cos \varphi_s = -\sin \delta. \quad (5.7)$$

Slodzes leņķa δ kosinusu var izteikt no vienādsānu trīsstūra kā

$$\cos \delta = \frac{U_S / 2}{E_1},$$

un

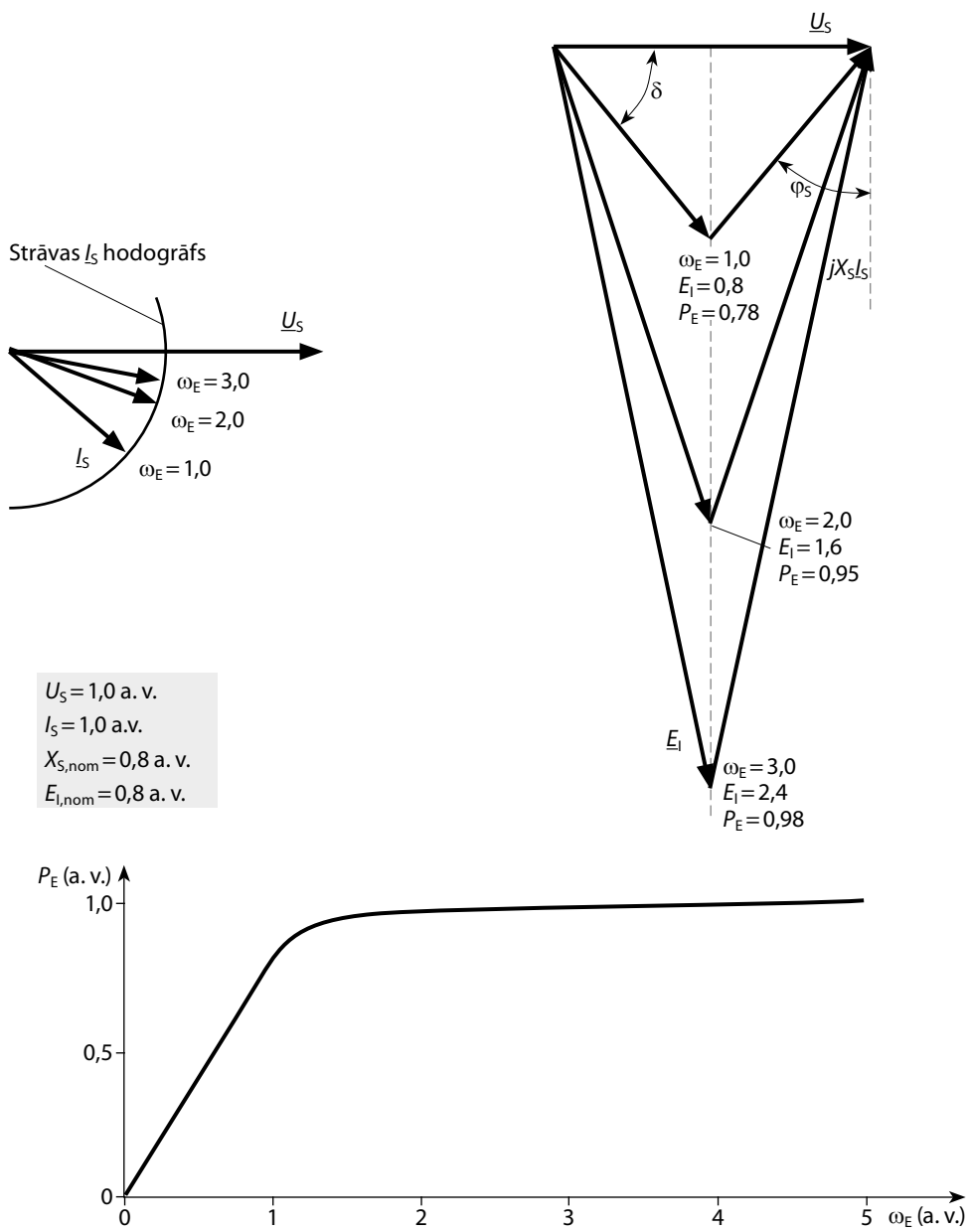
$$-\sin \delta = \sqrt{1 - \left(\frac{U_S}{2E_1}\right)^2}, \quad (5.8)$$

no kā

$$\cos \varphi_s = -\sin \delta = \sqrt{1 - \left(\frac{U_S}{2E_1}\right)^2} \quad (5.9)$$

un jauda:

$$P_E = U_S I_S \sqrt{1 - \left(\frac{U_S}{2E_1}\right)^2}. \quad (5.10)$$



5.10. attēls. Vektoru diagrammas darba režīmiem, kuros ω_E pieaug, U_s un I_s vērtība ir konstanta, bet $E_I = I_s X_s$.

5.5.2. Novirzes no “pastāvīgas jaudas” darba režīma

Lai gan 5.10. attēlā ilustrētais darba režīms nodrošina ļoti plašu (bezgalīgu) pastāvīgas jaudas apgabalu, vairums PM mašīnu neatbilst nosacījumam $E_1 = I_S X_S$. Pat tām mašīnām, kuras projektētas tā, lai E_1 un $I_S X_S$ būtu vienādi, piemīt nelielas novirzes no precīzas vienādības, tādēļ to darbība praksē atšķiras no idealizētās. Lai ilustrētu šādu no idealizētas atšķirīgu darbību, uzzīmētas divas vektoru diagrammu kopas ar tādiem pašiem parametriem kā 5.10. attēlā, izņemot X_S vērtību.

Pirmā vektoru diagrammu kopa dota 5.11. attēlā, kur parādīts PM mašīnām visraksturīgākais gadījums ar pārāk mazu sprieguma kritumu inductīvajā pretestībā ($E_1 > I_S X_S$). Attēlā parādītas četras vektoru diagrammas, sākot no bāzes režīma ar $\omega_E = 1$ a. v. un beizot ar $\omega_E = 3,33$ a. v., kurā slodzes leņķis ir nokritis līdz 0° un jauda ir 0. Šajā gadījumā (kad $E_1 > I_S X_S$) $I_S X_S$ vektors un strāvas vektors vienmērīgi rotē pretēji pulksteņrādītāju kustības virzienam, līdz beigās strāvas vektors novietojas pozīcijā ar apsteidzošu 90° nobīdes leņķi. Slodzes leņķa izmaiņu raksturs ir nedaudz sarežģītāks – sākotnēji tas, kā redzams attēlā, pieaug, bet galu galā sasniedz nulles vērtību. Galējā stāvokļa vektoru diagrammā visi trīs – E_1 , U_S un $I_S X_S$ – vektori sakrīt fāzē, kas ļauj viegli izteikt vienādojumu maksimālās frekvences robežvērtības aprēķināšanai. No vektoru diagrammas, izmantojot tikai komplekso lielumu amplitūdas, izriet, ka

$$U_S + I_S X_{S,\text{nom}} \omega_{E,\text{max}} = E_{1,\text{nom}} \omega_{E,\text{max}}, \quad (5.11.)$$

no kā

$$\omega_{E,\text{max}} = \frac{U_S}{E_{1,\text{nom}} - I_S X_{S,\text{nom}}}, \text{ ja } E_1 > I_S X_S. \quad (5.12.)$$

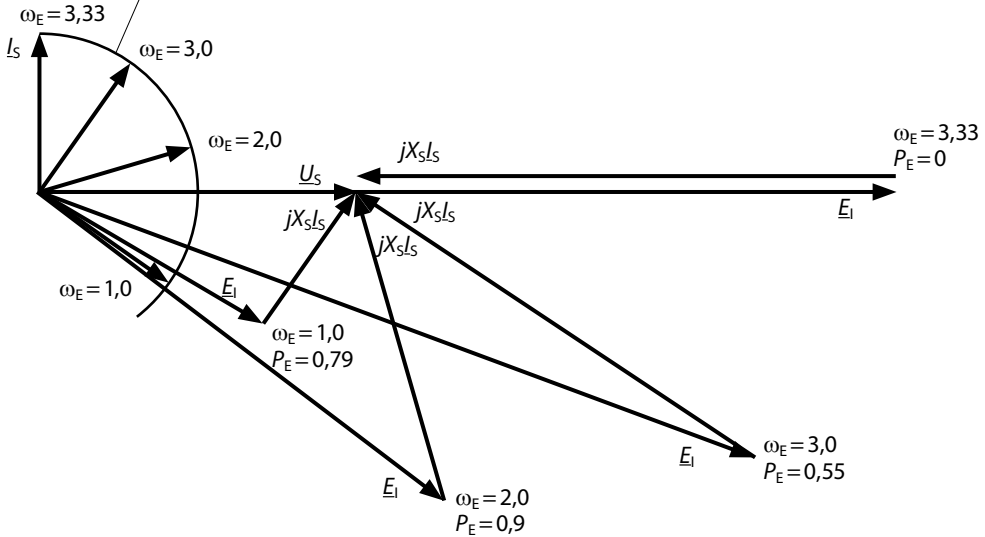
Ja sākotnējais jaudas koeficients (pie $\omega_e = \omega_b$) ir atpaliekošs, kā parādīts 5.11. attēlā, tad pastāv arī tāda frekvence, pie kuras jaudas koeficients ir vienāds ar 1 un izejas jaudai ir maksimālā $U_S I_S$ vērtība. Vektoru diagramma pie šādas frekvences veido taisnleņķa trīsstūri, kam var uzrakstīt šādu vienādojumu ar parametriem U_S , E_1 , un $I_S X_S$:

$$U_S^2 + (I_S X_{S,\text{nom}})^2 (\omega_{E,P_{\text{max}}})^2 = E_{1,\text{nom}}^2 (\omega_{E,P_{\text{max}}})^2, \quad (5.13.)$$

no kā

$$\omega_{E,P_{\text{max}}} = \sqrt{\frac{U_S^2}{E_{1,\text{nom}}^2 - (I_S X_{S,\text{nom}})^2}}. \quad (5.14.)$$

Strāvas I_S hodogrāfs



5.11. attēls. Vektoru diagrammas darba režīmiem, kuros ω_E pieaug, U_S un I_S vērtība ir konstanta, bet $E_I > I_S X_S$, $E_{I,nom} = 0,8$ un $X_{S,nom} = 0,5$.

Otrais gadījums, kad $E_I < I_S X_S$ un kas praktiski iespējams tikai mašīnām ar rotorā iebūvētiem magnētiem, ilustrēts 5.12. attēlā. Kā norāda piecas attēlotās vektoru diagrammas, šajā gadījumā darbība vairumā aspektu ir pretēja tai, kas bija ilustrēta 5.10. attēlā. Sākotnēji darba režīmu izmaiņas ir sarežģītākas, taču galu galā gan $I_S X_S$, gan strāvas vektors rotē pulksteņrādītāju kustības virzienā, kā rezultātā jaudas koeficients leņķis ir atpaliekošs un tuvojas -90° robežvērtībai. Slodzes leņķa modulis vienmērīgi pieaug un, ja vien regulators nodrošina atbilstošu stabilizāciju, var sasniegt -180° . Ja mašīnu darbina sprieguma avots, maksimālā frekvences tiek sasniegta pie $\delta = -90^\circ$. Frekvenci šajā punktā var izteikt no taisnleņķa trīsstūra, kas vektoru diagrammā veidojas pie $\delta = -90^\circ$, līdzīgi kā iepriekš (5.14.):

$$\omega_{E,\delta=-90^\circ} = \sqrt{\frac{U_S^2}{(I_S X_{S,nom})^2 - E_{I,nom}^2}}, \text{ ja } E_I < I_S X_S. \quad (5.15.)$$

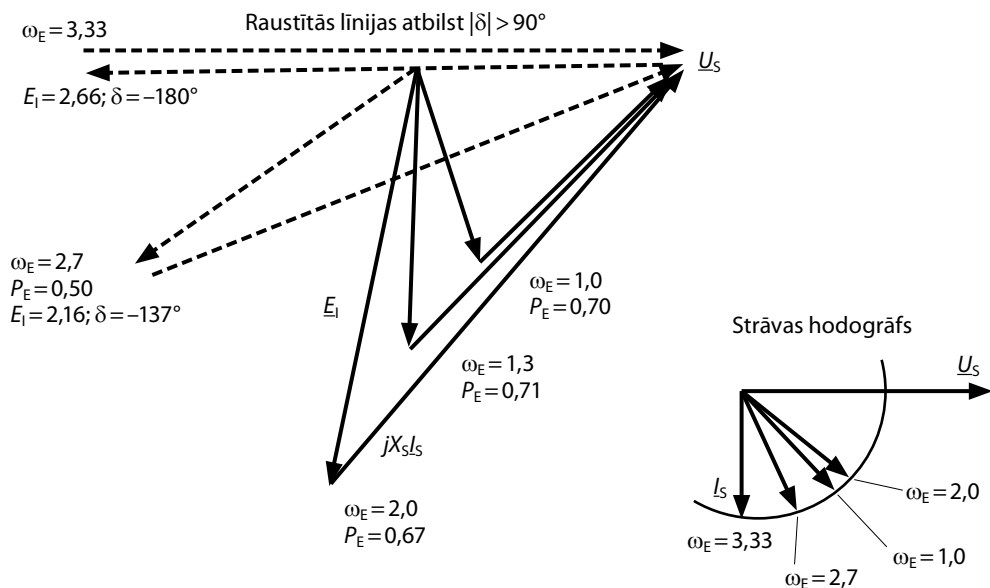
Izejas jauda šajā punktā ir

$$P_{E,\delta=-90^\circ} = \frac{U_S E_{I,nom}}{X_{S,nom}}, \quad (5.16.)$$

jo slodzes leņķis ir -90° un gan $E_{I,nom}$, gan $X_{S,nom}$ ir proporcionāls ω_E .

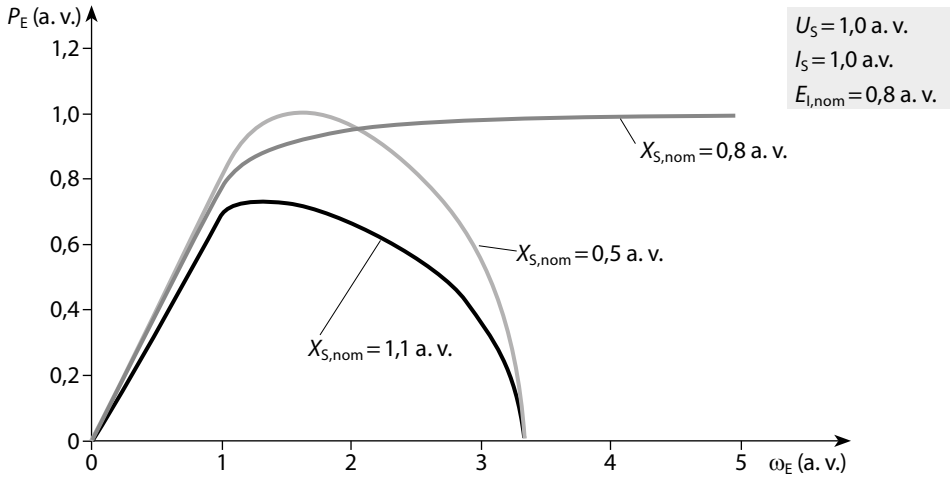
Izmantojot regulējamu piedziņu, kas var uzturēt stabilitāti, maksimālā frekvence tiek sasniegta pie 180° slodzes leņķa, kad vektoru diagrammā visi trīs $-E_I$, U_S un $I_S X_S$ – vektori atkal sakrīt fāzē. Rīkojoties līdzīgi kā (5.11.) un (5.12.), iegūstam:

$$\omega_{E,max} = \frac{U_S}{I_S X_{S,nom} - E_{I,nom}}, \text{ ja } E_I < I_S X_S. \quad (5.17.)$$



5.12. attēls. Vektoru diagrammas darba režīmiem, kuros ω_E pieaug, U_s un I_s vērtība ir konstanta, bet $E_i < I_s X_s$, $E_{i,nom} = 0,8$ un $X_{s,nom} = 1,1$.

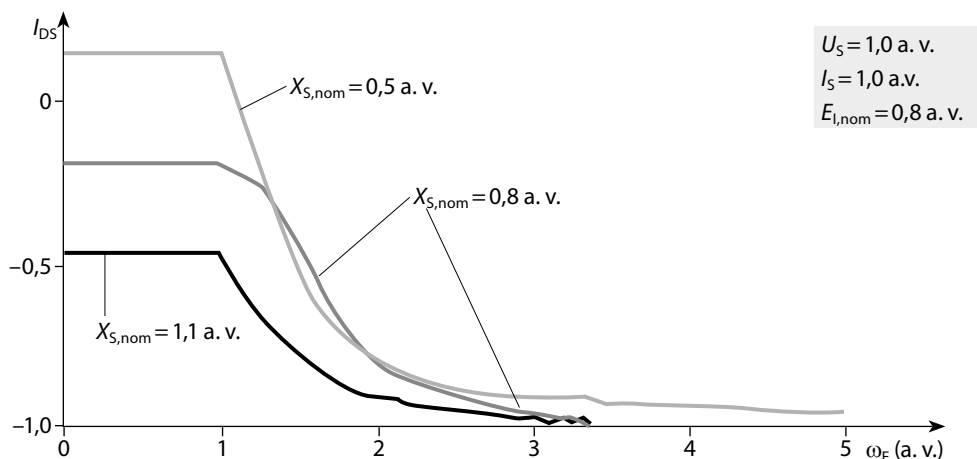
Jaudas raksturlīknes visiem trim aplūkotajiem gadījumiem parādītas 5.13. attēlā, kur viegli saskatāma ievērojama jaudu atšķirība. Fakts, ka abas raksturlīknes, kurām $E_i \neq I_s X_s$, sasniedz nulli pie vienas un tās pašas frekvences, izriet no tā, ka abos gadījumos izvēlētās X_s vērtības novirze no idealizētā gadījuma ir vienāda (proti, 0,5 un 1,1 salīdzinājumā ar 0,8 idealizētajā gadījumā). Abos gadījumos maksimālā frekvence ir apgriezti proporcionāla starpībai starp E_i un $I_s X_s$. Jāievēro, ka gadījumā, ja induktīvā pretestība ir ļoti maza, atbilstoši izteiksmei (5.14.) pastāv tāds punkts, kurā jauda sasniedz 1 a. v. (jeb $U_s I_s$). Tas atbilst jaudas koeficientam, kas vienāds ar 1, un šajā gadījumā tāds parādās tāpēc, ka jaudas koeficients pie $\omega_E = 1$ a. v. ir atpaliekošs un frekvences pieauguma rezultātā notiek pāreja uz apsteidzošu jaudas koeficientu. Lai gan gadījumā ar lielu induktīvo pretestību nav tāda paša atbilstoša punkta, kurā jaudas koeficients ir vienāds ar 1, to būtu iespējams sasniegt, ja sāktu ar apsteidzošu jaudas koeficientu (lielāku E_i), tā kā frekvences pieauguma rezultātā šajā gadījumā notiktu pāreja uz atpaliekošu jaudas koeficientu.



5.13. attēls. Jaudas raksturliktne darba režīmos, kuros ω_E pieaug un U_S, I_S vērtība ir konstanta.

Iepriekš aprakstīto darba režīmu fizikālais skaidrojums ir tāds, ka tiek nobīdīta enkura reakcijas fāze tā, ka, frekvencei pieaugot, arvien lielāka un lielāka enkura reakcijas daļa pretdarbojas pastāvīgo magnētu pūsmai. Darbības diapazons ar palielināto frekvenci, konstanto spriegumu un konstanto strāvu beidzas tad, kad visa enkura reakcija ir novirzīta atmagnetizēšanai, bet momenta un jaudas attīstīšanai nekas pāri nepaliek. Enkura strāvas darbības efektivitāti momenta attīstīšanā raksturo enkura induktīvās pretestības X_S vērtība, kas arī ir iemesls nozīmīgajām atšķirībām starp trīs iepriekš aplūkotajiem gadījumiem.

Lai gan neizvirzītu polu mašīnu strāvām nav ierasts izmantot garenkomponentes un šķērskomponentes jēdzienus, atmagnetizējošo iedarbi katrā no 5.10.–5.13. attēlā ilustrētajām mašīnām ir lietderīgi analizēt, novērtējot strāvas garenkomponentes vērtību. Šie rezultāti parādīti 5.14. attēlā. Jāievēro, ka visos gadījumos darba diapazons virs bāzes ātruma beidzas tad, kad visa strāva ir “novirzīta” uz garenasi. Ilustrētajos piemēros tikai vienā darba punktā ($\omega_E = 1 \text{ a. v.}$, 5.11. att.) strāvas I_{DS} vērtība ir pozitīva. Visos pārējos punktos strāva I_{DS} ir negatīva, kas liecina par atmagnetizējošo iedarbi uz pastāvīgajiem magnētiem.



5.14. attēls. Garenass strāva darba režīmos, kuros ω_E pieaug un U_s, I_s vērtība ir konstanta.

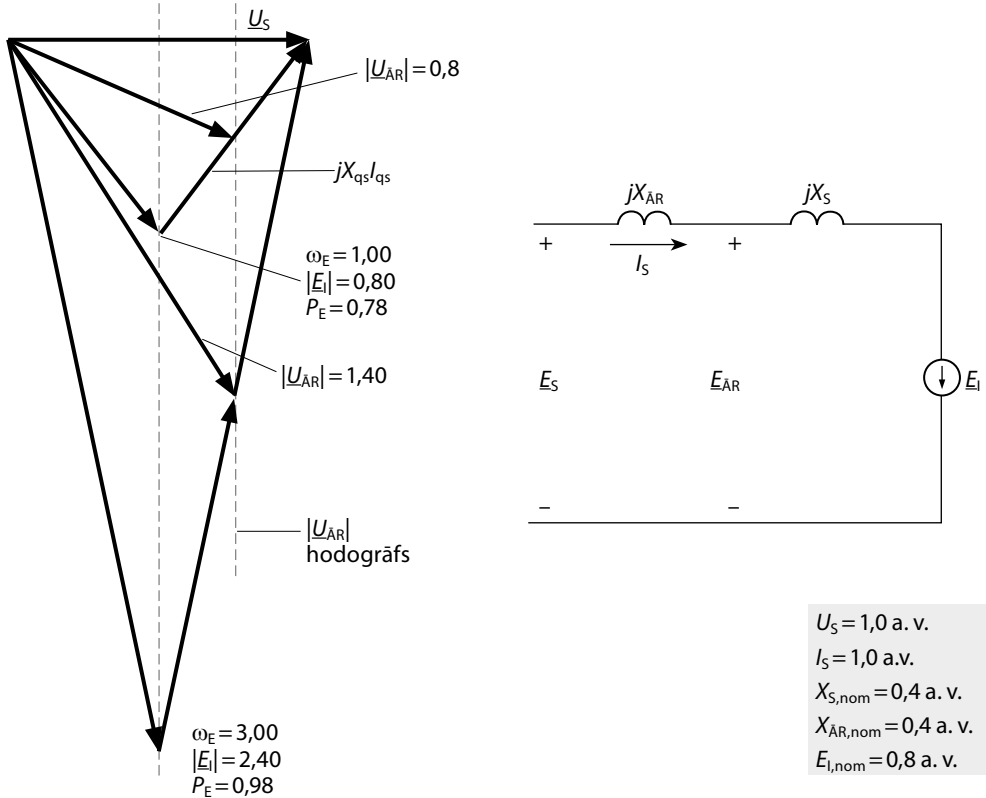
5.5.3. "Pastāvīgas jaudas" režīma iegūšana ar papildu induktīvo pretestību

Vairumam PM mašīnu induktīvā pretestība ir pārāk maza, lai līdzsvarotu sprieguma kritumu $I_s X_s$ ar EDS E_1 un iegūtu paplašinātu pastāvīgas jaudas apgabalu, kāds ilustrēts 5.10. attēlā. Viena no metodēm, kā to novērst, ir atbilstošas ārējās induktīvās pretestības pievienošana tā, lai izpildītos nosacījums

$$E_1 = I_s (X_s + X_{\text{AR}}), \quad (5.18.)$$

kā rezultātā vektoru diagramma būtu tāda pati kā 5.10. attēlā. Tomēr ir būtiska atšķirība, jo dzinēja spaiļu spriegums vairs nav konstants un vienāds ar barošanas avota spriegumu. Šī situācija ilustrēta 5.15. attēlā gadījumam, kad gan iekšējā, gan ārējā induktīvā pretestība ir vienāda.

Kā attēlots vektoru diagrammā, pieaugot frekvencei, palielinās dzinēja spaiļu spriegums U_{AR} . Šis pieaugums var būt būtisks; 5.15. attēlā ilustrētajā piemērā spriegums sasniedz 1,4 a. v. pie $\omega_E = 3$ a. v. Ja attiecība starp ārējo un iekšējo induktīvo pretestību ir lielāka, arī spriegums pieaug. Kā var spriest no vektoru diagrammas, U_{AR} robežvērtība ir vienāda ar E_1 , kas tiek sasniegta tad, ja $X_{\text{AR}} \gg X_s$. Tādējādi, kaut arī sprieguma U_{AR} vērtība var kļūt liela, kopumā tas novedīs pie statora zobu piesātinājuma, ja vien tukšgaitas režīmā piesātinājumu nerada pats EDS E_1 .



5.15. attēls. Vektoru diagrammas darba režīmiem, kuros ω_E pieaug, U_S un I_S vērtība ir konstanta, bet $E_i = I_S(X_S + X_{AR})$.

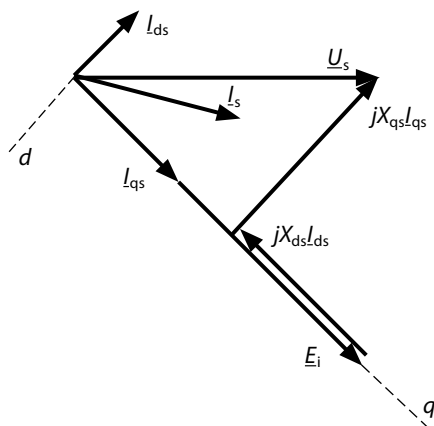
5.6. "Polu izvirzījumu" ietekme mašīnās ar rotorā iebūvētiem magnētiem

Lai gan izvirzītu polu mašīnas modelis un vektoru diagrammas ir krietni vienkāršākas, izrādās, ka idealizētu pastāvīgas jaudas darba režīmu nodrošina līdzīga vienādība kā iepriekš, kas šajā gadījumā ir starp EDS E_i un reizinājumu $I_S X_{ds}$. Šis rezultāts pārsteidz ar to, ka nav atkarīgs no X_{qs} vērtības un ka reizinājums $I_S X_{ds}$ neparādās nekur vektoru diagrammā (5.16. att.).

To, ka vienādība $E_i = I_S X_{ds}$ nodrošina idealizētu pastāvīgas jaudas režīmu, visvienkāršāk attēlot ar diviem hodogrāfiem, kas zīmēti $I_{ds} I_{qs}$ plaknē. Pirmais hodogrāfs attēlo nemainīgas strāvas ierobežojumu:

$$I_s^2 = I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \quad (5.19)$$

kas ir vienādojums riņķa līnijai ar rādiusu I_s un centru koordinātu plaknes $I_{ds} I_{qs}$ sākumpunktā.



5.16. attēls. Vektoru diagramma pastāvīgo magnētu mašīnai ar “izvirzītiem poliemi”.

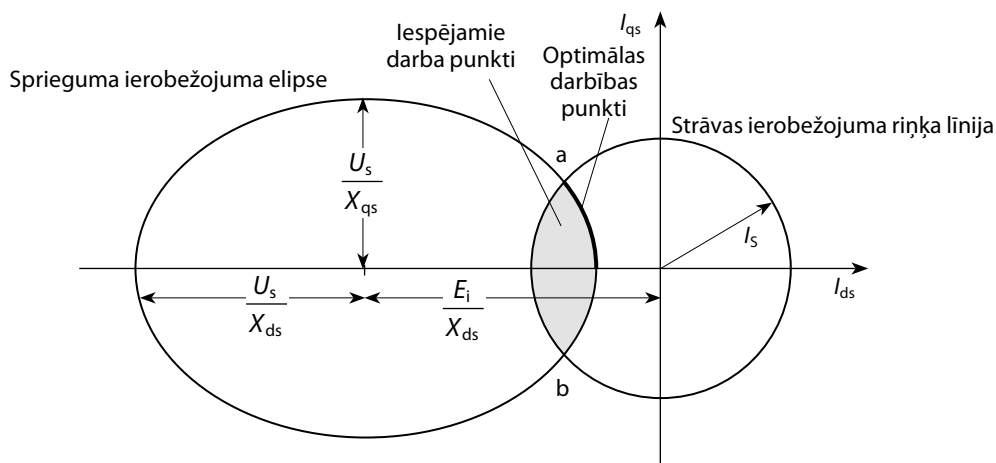
Otrs hodogrāfs attēlo sprieguma ierobežojumu, kam vektoru diagrammā atbilst taisnleņķa trīsstūris:

$$U_s^2 = I_{qs}^2 X_{qs}^2 + (E_i + X_{ds} I_{ds})^2, \quad (5.20.)$$

kur saskaitāmajam $I_{ds} X_{ds}$ ir plus zīme tāpēc, ka vektoru diagrammā I_{ds} jau ir negatīva vērtība. Izteiksmi iespējams pārveidot šādi:

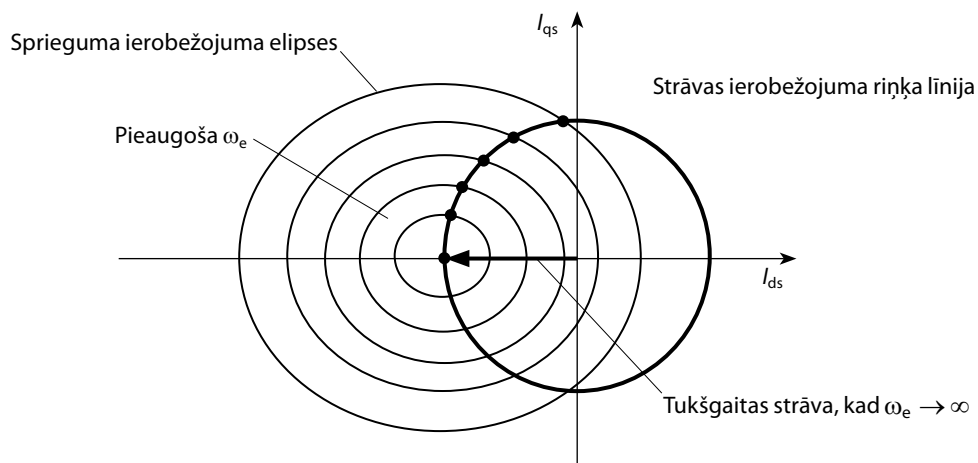
$$1 = \frac{I_{qs}^2}{\left(\frac{U_s}{X_{qs}}\right)^2} + \frac{\left(I_{ds} + \frac{E_i}{X_{ds}}\right)^2}{\left(\frac{U_s}{X_{ds}}\right)^2}, \quad (5.21.)$$

tādējādi iegūstot vienādojumu elipsei, kuras lielā un mazā pusass ir attiecīgi U_s/X_{ds} un U_s/X_{qs} , bet centrs atrodas punktā E_i/X_{ds} . Abu ierobežojumu hodogrāfu forma vispārīgā gadījumā ilustrēta 5.17. attēlā. Ievērojiet, ka, frekvencei pieaugot, sprieguma ierobežojuma elipse samazinās, taču elipses novietojums, kā arī strāvas ierobežojuma riņķa līnijas izmērs un novietojums nav atkarīgs no frekvences. Punkti a un b attēlo divus iespējamus darba punktus (dzinēja un ģeneratora režīmā) pie tādas frekvences, kas atbilst gan sprieguma, gan strāvas ierobežojumiem, kuri attēloti ar hodogrāfiem. Kopumā darbība jebkurā no iekrāsotā laukuma punktiem atbilst šiem nosacījumiem. Sprieguma ierobežojuma elipses izceltajā daļā atrodas optimālas darbības punkti, sākot ar maksimālo iespējamo momentu (punkts a) līdz pat nulles momentam (punkts 0). Speciālgadījums 5.17. attēlā ilustrētajiem hodogrāfiem ir mašīna ar vienmērīgu gaisa spraugu ($X_{qs} = X_{ds} = X_s$), kuras sprieguma elipse ir riņķa līnija.



5.17. attēls. Hodogrāfi, kas attēlo strāvas un sprieguma ierobežojumus I_{ds}/I_{qs} plaknē.

Apgalvojumu, ka, izpildoties vienādībai $E_i = I_s X_{ds}$, tiek iegūts idealizēts darba režīms ar pastāvīgu jaudu, var viegli pārbaudīt, konstruējot šim gadījumam atbilstošos hodogrāfus. Ja $E_i = I_s X_{ds}$, tad sprieguma ierobežojuma elipses centrs atrodas tieši uz strāvas ierobežojuma riņķa līnijas (5.18. att.). Tā rezultātā, neatkarīgi no tā, cik daudz samazinās sprieguma elipses izmērs frekvences pieauguma dēļ, vienmēr ir tāds darba punkts, kas atrodas strāvas riņķa līnijas un sprieguma elipses krustpunktā (sk. 5.18. attēlā atzīmētos punktus). Tas ir spēkā jebkurai X_{qs} vērtībai. Tādējādi idealizētu pastāvīgas jaudas režīmu iespējams iegūt gan mašīnām ar vienmērīgu gaisa spraugu, gan arī mašīnām ar “izvirzītiem poliem”, un abos gadījumos jāizpildās vienam un tam pašam ierobežojumam, pieņemot, ka neizvirzītu polu mašīnām $X_s = X_{ds}$. Tomēr jāievēro, ka, ātrumam tiecoties uz bezgalību, tukšgaitas strāva monotoni aug līdz nominālajai strāvas vērtībai. Tas ir neapstrīdams trūkums mašīnai ar nemainīgu iekšēju ierosmi.



5.18. attēls. Strāvas un sprieguma ierobežojumu hodogrāfi, kad $E_i = I_s X_{ds}$.

Situācija, kad $E_i \neq I_s X_{ds}$, ilustrēta 5.19. attēlā. Ja induktīvā pretestība ir pārāk maza ($E_i > I_s X_{ds}$), sprieguma elipses centrs pārvietojas pa kreisi, kā tas parādīts augšējā grafikā. Tā rezultātā pie augstākas frekvences (mazākajām elipsēm) var neveidoties krustpunkts ar strāvas riņķa līniju, kas norāda uz to, ka darbība ar attēlotajiem U_s un I_s ierobežojumiem nav iespējama. Robežpunkts attēlā norāda uz lielāko iespējamo darba frekvenci pie dotajiem U_s un I_s un atbilst 5.11. attēlā ilustrētajai situācijai mašīnai ar neizvirzītiem poliēm, kur strāva apstieidz spriegumu par 90° un slodzes leņķis ir 0° . Faktiski šis punkts ir viens un tas pats gan “izvirzītu”, gan neizvirzītu polu mašīnai, jo visa strāva ir “novirzīta” uz garenasi, kā rezultātā X_{qs} vērtībai nav nekādas ietekmes. Līdz ar to attiecinātajās vienībās izteiktais vienādojums (5.12.) neizvirzītu polu mašīnai atbilst arī mašīnai ar “izvirzītiem poliēm”. Atgādinājumam atkārtosim to:

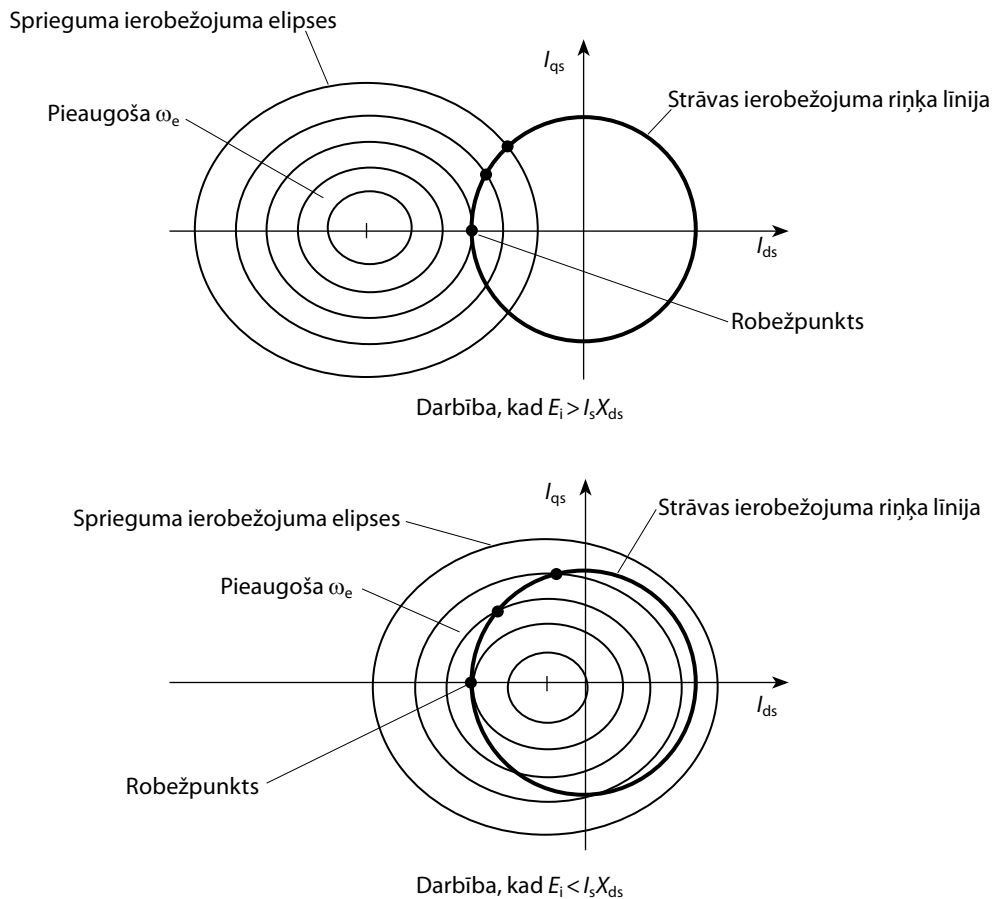
$$\omega_{E,\max} = \frac{U_s}{E_{1,\text{nom}} - I_s X_{S,\text{nom}}} = \frac{U_s}{E_{1,\text{nom}} - I_s X_{DS,\text{nom}}}, \quad (5.22.)$$

$$\text{ja } E_i > I_s X_s = I_s X_{DS}.$$

Otrs iespējams gadījums, kad induktīvā pretestība ir pārāk liela ($E_i < I_s X_{ds}$), ilustrēts 5.19. attēla apakšējā grafikā. Šajā gadījumā elipses centrs pārvietojas pa labi, bet rezultāts savā ziņā ir tāds pats kā iepriekš – pie augstākas frekvences līnijas nekrustojas, kā rezultātā ar konkrētajiem U_s un I_s nav neviena iespējamā darba punkta. Robežpunkts atbilst vektoru diagrammai (5.12. att.) robežgadījumā, kad strāva atpaliek no sprieguma par 90° un slodzes leņķis ir 180° . Arī šajā gadījumā, tā kā visa strāva ir “novirzīta” uz garenasi, izteiksme (5.17.) atbilst gan neizvirzītu, gan “izvirzītu” polu mašīnām:

$$\omega_{E,\max} = \frac{U_S}{I_S X_{S,\text{nom}} - E_{I,\text{nom}}} = \frac{U_S}{I_S X_{DS,\text{nom}} - E_{I,\text{nom}}}, \quad (5.23.)$$

ja $E_I < I_S X_S = I_S X_{DS}$.



5.19. attēls. Strāvas un sprieguma ierobežojumu hodogrāfi, kad $E_I \neq I_S X_{ds}$.

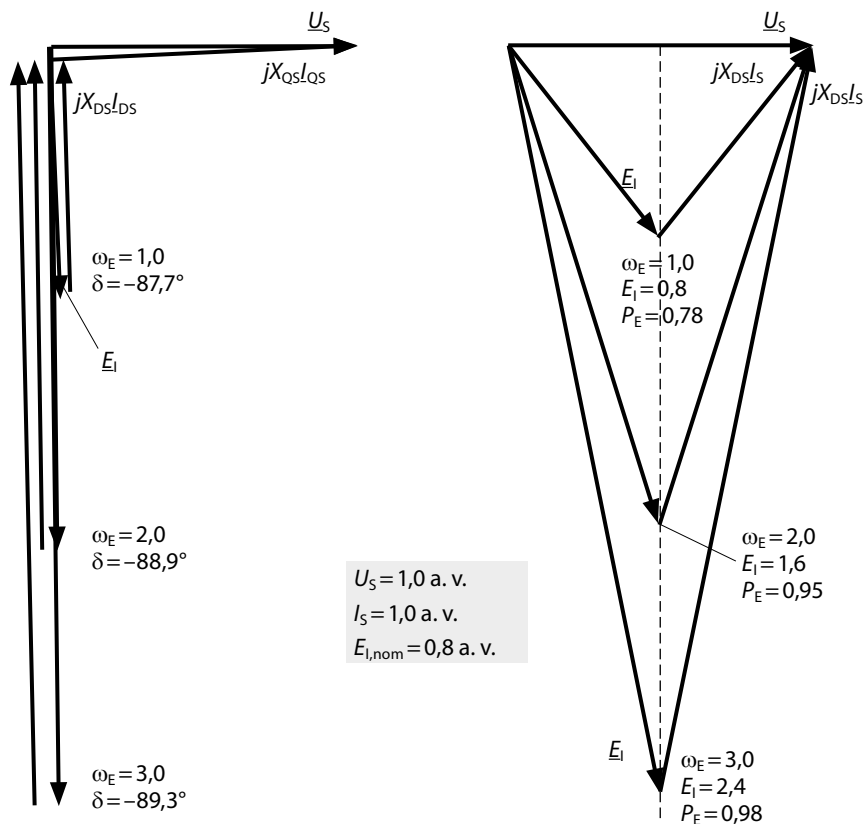
5.7. "Izvirzītu" un neizvirzītu polu mašīnu darbības salīdzinājums

"Izvirzītu" un neizvirzītu polu mašīnu darbības salīdzinājums, tām darbojoties pie pastāvīgas jaudas režīma ierobežojuma $E_I = I_S X_{ds}$, parādīts 5.20. attēlā. Lai gan pirmajā mirklī šķiet, ka abi gadījumi krietni atšķiras, patiesībā tie ir līdzīgi, jo abos gadījumos, pieaugot frekvencei, slodzes leņķis palielinās. "Izvirzītu polu" mašīnas slodzes leņķis vienmēr ir lielāks, nekā varētu sagaidīt. Tas skaidrojams ar nesimetrijas $X_{qs} > X_{ds}$ ietekmi, kuras rezultātā pozitīva griezes momenta attīstīšanai nepie-

ciešami lielāki slodzes leņķi. Kā redzams attēlā, frekvencei pieaugot, slodzes leņķis strauji tuvojas -90° vērtībai. Ja attiecība X_{qs}/X_{ds} ir lielāka par ~ 2 , slodzes leņķis tuvojas 90° pat pie bāzes frekvences kā attēlā ilustrētajā piemērā, kur $X_{qs}/X_{ds} = 4$. Kā jau aplūkots iepriekš, neizvirzītu polu mašīnai E_i vektora galapunkts atrodas uz vertikālās taisnes, kas iet caur sprieguma vektora \underline{U}_s viduspunktu. "Izvirzītu polu" mašīnai E_i vektora galapunkts arī šķietami atrodas uz vertikālās līnijas pa kreisi no \underline{U}_s viduspunkta (attēlā – gandrīz pie \underline{U}_s sākumpunkta), taču tā ir tikai aproksimācija, par ko viegli pārlicināties, dažiem punktiem aprēķinot reizinājumu $E_i \cos \delta$. Tomēr šāds tuvinājums ir noderīgs, zīmējot vektoru diagrammu.

Kad X_{qs}/X_{ds} ir liels, kā parādīts 5.20. attēlā, vektoru diagrammas forma kļūst ļoti vienkārša (sk. attēla kreiso pusi). Slodzes leņķis ir tuvu 90° , $I_{qs}X_{qs}$ ir gandrīz vienāds ar U_s , $I_{ds}X_{ds}$ ir gandrīz vienāds un pretējs E_i , $\cos \varphi_s$ ir gandrīz 1 un $P = U_s I_s$. Lai ilustrētu šos apgalvojumus, $I_{qs}X_{qs}$ un $I_{ds}X_{ds}$ vērtības ir norādītas 5.1. tabulā aiz attēla. Šāda situācija un attiecīgā vektoru diagramma atainota 5.21. attēlā.

Savukārt 5.22. attēlā dots līdzīgs salīdzinājums kā 5.20. attēlā, tikai mašīnām, kas nav pielāgotas darbībai ar pastāvīgu jaudu ($E_i > I_s X_{ds}$, induktīvā pretestība pārāk maza). Abos gadījumos vektoru diagrammas ir diezgan līdzīgas, bet visbūtiskākā atšķirība "izvirzītu polu" mašīnai ir lielāki slodzes leņķi pie zemas frekvences. Kā minēts iepriekš, abu veidu mašīnām darba diapazons beidzas pie $\omega_e/\omega_b = 3,3$ a. v., jo šajā punktā visa strāva ir "novirzīta" uz garenasi.



“Izvirzītu polu” mašīnai

$X_{DS,nom} = 0,8$ a. v.
 $X_{QS,nom} = 3,2$ a. v.

Neizvirzītu polu mašīnai

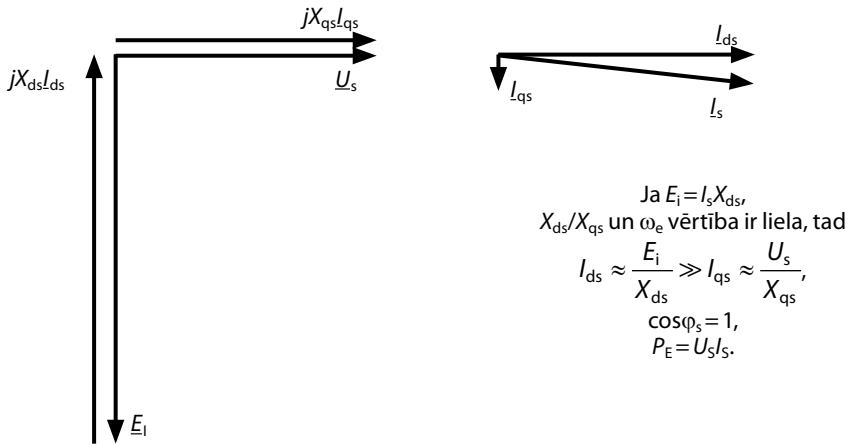
$X_{DS,nom} = 0,8$ a. v.
 $X_{QS,nom} = 0,8$ a. v.

5.20. attēls. “Izvirzītu” un neizvirzītu polu mašīnas darbības salīdzinājums, kad $E_i = I_s X_{ds}$.

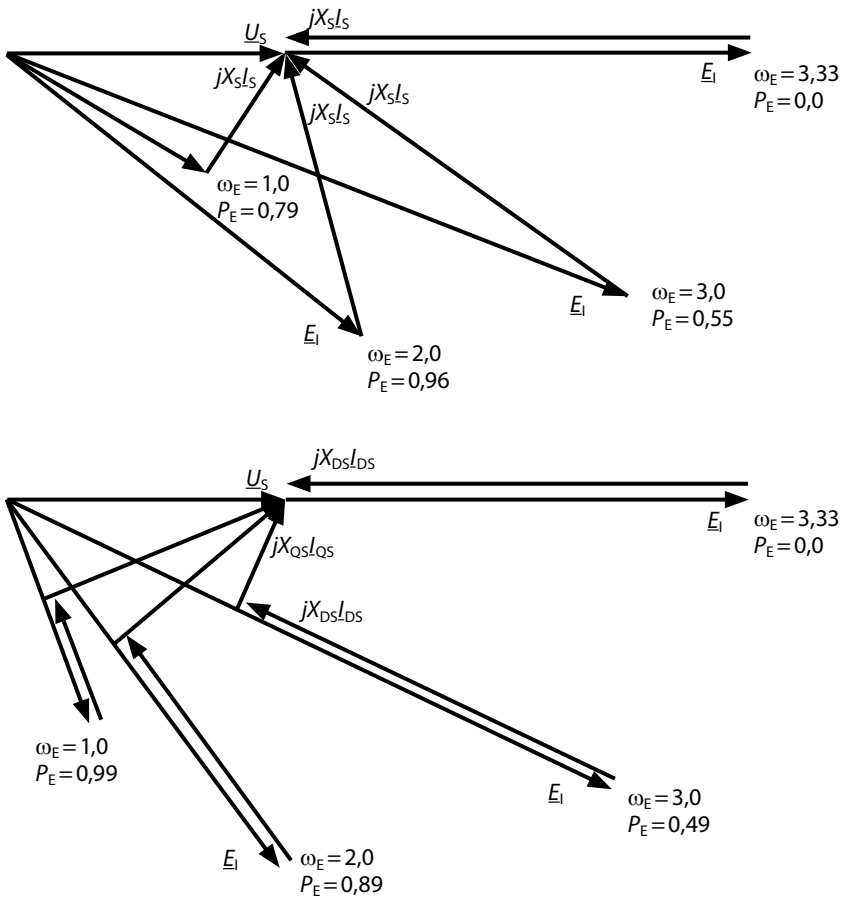
5.1. tabula

“Izvirzītu” un neizvirzītu polu mašīnas darbības parametru salīdzinājums, kad $E_i = I_s X_{ds}$

| | Frekvence (a. v.) | 1,0 | 2,0 | 3,0 | 5,0 | 10,0 |
|--------------------------|-------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Neizvirzītu polu mašīnai | Jauda (a. v.) | 0,78 | 0,95 | 0,98 | 0,99 | 1,0 |
| | Slodzes leņķis δ | -51,3° | -71,8° | -78,0° | -82,9° | -86,4° |
| “Izvirzītu polu” mašīnai | Jauda (a. v.) | 0,96 | 0,99 | 1,0 | 1,0 | 1,0 |
| | Slodzes leņķis δ | -87,7° | -88,9° | -89,3° | -89,6° | -89,8° |
| | $I_{DS} X_{DS}$ | -0,76 | -1,58 | -2,39 | -3,99 | -7,99 |
| | $I_{QS} X_{QS}$ | 0,999 | 0,999 | 0,999 | 0,999 | 0,999 |



5.21. attēls. Aptuvena vektoru diagramma “izvirzītu polu” mašīnai pastāvīgas jaudas apgabalā.



5.22. attēls. Neizvirzītu un “izvirzītu” polu mašīnas darbības salīdzinājums, kad $E_i > I_s X_{ds}$.

5.2. tabula

Neizvirzītu un "izvirzītu" polu mašīnas darbības parametru salīdzinājums, kad $E_i > I_s X_{ds}$

| | Frekvence (a. v.) | 1,0 | 2,0 | 3,0 | 3,3 | 3,33 |
|--------------------------|-------------------------|-------------|---------------|---------------|--------------|-----------|
| Neizvirzītu polu mašīnai | Jauda (a. v.) | 0,79 | 0,96 | 0,55 | 0,18 | 0 |
| | Slodzes leņķis δ | -30° | $-36,7^\circ$ | $-20,0^\circ$ | $-6,4^\circ$ | 0° |
| "Izvirzītu polu" mašīnai | Jauda (a. v.) | 0,99 | 0,89 | 0,49 | 0,36 | 0 |

5.8. Pastāvīgo magnētu mašīnas bez rievām

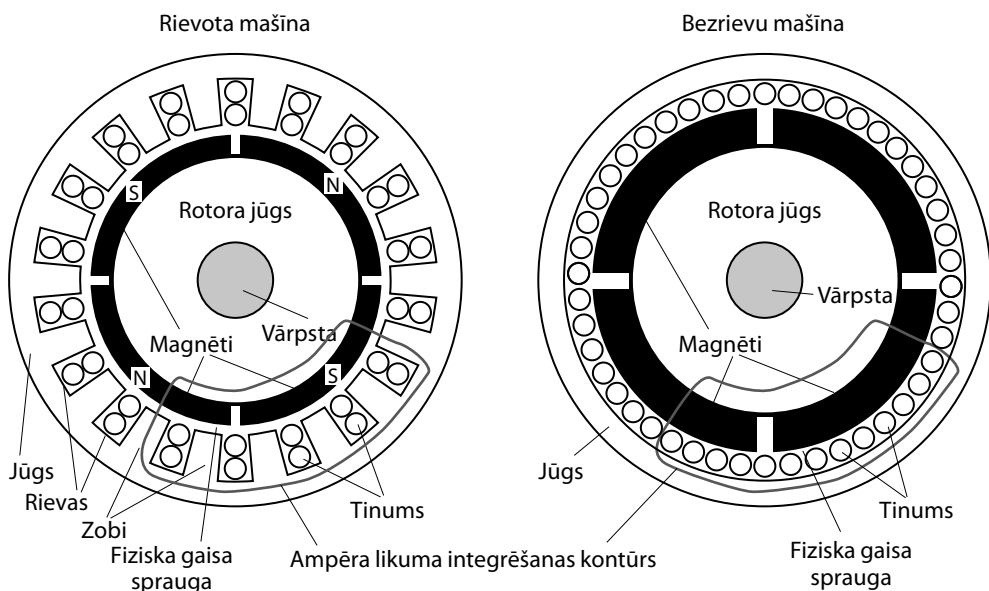
Rievu izveide ar nolūku, lai radītu mazu gaisa spraugu un tādējādi ar relatīvi mazu magnetizēšanas strāvu iegūtu spēcīgu magnētisko lauku, ir sens elektrisko mašīnu konstruēšanā izmantots princips. Taču, kā tas nereti gadās inženierprojektēšanā, rievām ir arī savi trūkumi. Galvenokārt tie saistīti ar plūsmas pulsācijām, kas rodas rievu atvērumu izraisītās telpiski mainīgās magnētiskās pretestības dēļ. Pulsācijas izraisa lokālus augstas frekvences zudumus serdē (pulsāciju zudumus) un augstas frekvences momenta pulsācijas (momenta svārstības), kā arī citas sekundāras parādības, jo īpaši dubultrievu konstrukcijas gadījumā, kāda raksturīga asinhronajām mašīnām. Tomēr mašīnām ar rievām kopumā ir labāka veiktspēja ievērojamā efektīvās gaisa spraugas samazinājuma dēļ un no tā izrietošā lielā magnetizēšanas strāvas samazinājuma dēļ.

5.8.1. Magnētiskā ķēde

PM mašīnās magnetizējošo spēku nodrošina pastāvīgi magnēti, un enkura tinumam nav jāvada nekāda magnetizēšanas strāva. Ja palielina gaisa spraugas platumu, bet nesamazina magnētiskā lauka intensitāti, rodas nepieciešamība pēc lielāka magnēta. Tā rezultātā mašīnas zudumi var arī nepieaugt pretstatā tādai mašīnai, kurā magnetizāciju nodrošina magnetizēšanas strāva, kas plūst ierosmes vai enkura tinumā.

5.23. attēlā ilustrēta magnētiskā ķēde abu veidu mašīnās – ar rievotu un bezrievu enkuru. Katrai mašīnai uzzīmēts Ampēra likumam atbilstošais integrēšanas kontūrs, no kā redzams, ka mašīnās bez rievām magnētiem plūsma jāvirza pa daudz platāku gaisa spraugu, ko veido tinumu aizņemtā telpa. Taču, tā kā magnētu magnētiskā caurlaidība pēc būtības ir tāda pati kā gaisam, tad tie arī veido "gaisa spraugu". Tā rezultātā attiecība starp abu mašīnu efektīvajām gaisa spraugām ir vienāda nevis ar tinumu telpas un "oriģinālās" gaisa spraugas platumu attiecību, bet

gan ar kopējo magnētu un spraugas izmēra attiecību abos gadījumos. Tādējādi, lai gan bezrievu mašīnā tinumu telpai nepieciešams 10–20 reizes lielāks platums nekā gaisa spraugai riervotā mašīnā, kopējais magnētu un spraugas platums ir tikai 2–3 reizes lielāks. Izmantojot mūsdienīgus retzemju magnētus, iespējams uzkonstruēt tādas mašīnas, kuras, nemainoties gabarītiem, attīsta aptuveni tādu pašu griezes momentu ar to pašu strāvu. Šādu mašīnu konstrukciju ilustrē divas 5.23. attēlā parādītās mašīnas. Galvenā bezrievu konstrukcijas atšķirība ir lielāki magnēti un kopumā lielāks rotora rādiuss. Parasti bezrievu mašīnu darbina ar zemāku magnētisko indukciju, lai samazinātu magnētu izmaksas, bet lielāks rotora rādiuss nepieciešams tamdēļ, lai momenta attīstīšanā tiktu kompensēta samazinātā B vērtība.



5.23. attēls. Rievotas un bezrievu PM mašīnas konstrukcija.

5.8.2. Rievotu un bezrievu PM dzinēju īpašību salīdzinājums

Turpmākajās rindkopās izceltas un salīdzinātas bezrievu un tradicionālu rievotu PM dzinēju īpašības, kuros magnēti piestiprināti rotora virsmai. Ja vien nav norādīts citādi, salīdzinājums veikts mašīnām, kuru gabarīti ir vienādi un kas darbojas ar vienu un to pašu spriegumu un strāvu.

Bezrievu dzinēju priekšrocības

Fiziskā uzbūve. Bezrievu dzinējam statora slāņojuma loksnes ir acīmredzami ļoti vienkāršas, salīdzinot ar rievotu dzinēju, un arī tinuma ievietošana tajā ir

vienkāršāka. Parasti statora tinumam ir vairāk vietas, tādēļ to iespējams slogot ar lielāku strāvu. Tā kā nepastāv rievu noteikti telpiski ierobežojumi, iespējamās plašākas tinumu izveides variācijas. Pateicoties bezrievu dzinēja tinumu telpas radītajai lielākai efektīvajai gaisa spraugai, rotora novietojumam iespējamās lielākas pielāides un jutīgums attiecībā pret faktisko mehānisko gaisa spraugu ir daudz mazāks nekā rievotā dzinējā.

Zobu moments. Rievu neesamības dēļ nerodas no rotācijas atkarīgas magnētiskās pretestības svārstības un ar tām saistītais zobu moments. Palielinātās efektīvās gaisa spraugas dēļ bezrievu mašīnas ir arī mazāk uzņēmīgas pret griezes momentiem, kas atkarīgi no rotācijas un kas rodas rotora nepilnību vai ass nobīdes dēļ. Barošanas avota izraisītu strāvas svārstību dēļ rodas laikā mainīgi griezes momenti, kas noved pie momenta pulsācijām gluži tāpat kā rievotā mašīnā.

Kopējā masa. Salīdzinot masu bezrievu dzinējam un rievotam dzinējam ar vienādiem gabarītiem, vienādu momentu un aptuveni tādiem pašiem tinumu zudumiem, bezrievu dzinējiem tā ir par ~5 % mazāka.

Maksimālais pārejas režīma moments un momenta linearitāte. Tā kā rievotā dzinējā pie lielas enkura strāvas zobi piesātinās pirmie, bezrievu dzinējam pārejas režīmā iespējams lielāks maksimālais moments. Turklāt, tā kā magnētiskās ķēdes piesātinājuma dēļ sakarība starp momentu un strāvu kļūst nelineāra, bezrievu dzinējam iespējama lielāka momenta–strāvas raksturliķnes lineārā daļa.

Mazāki zudumi serdē. Magnētiskie zudumi rievotu dzinēju zobos parasti ir salīdzinoši augsti lielas magnētiskās indukcijas un rievu atvērumu izraisīto plūsmas pulsāciju dēļ. Ja šāda rakstura zudumu nav, kopējie magnētiskie zudumi bezrievu dzinējos var būt mazāki nekā rievotos.

Bezrievu dzinēju trūkumi

Maza enkura induktīvā pretestība. Lielās efektīvās gaisa spraugas dēļ bezrievu dzinējam ir īpaši maza enkura induktīvā pretestība (atcerieties, ka salīdzinājumā ar mašīnām ar ierosmes tinumu rievotam PM dzinējam tā jau tāpat ir zema magnētu radītās efektīvās gaisa spraugas dēļ). Ļoti zema induktīvā pretestība ir trūkums mašīnās, ko darbina ar frekvences pārveidotājiem, jo tā var izraisīt lielas strāvas pulsācijas. Raksturīgs risinājums ir augstākas nesējfrekvences izmantošana.

Nepieciešamība pēc lielākiem magnētiem. Kā norādīts iepriekš, bezrievu mašīnas tinumam vajadzīgās papildu “gaisa spraugas” dēļ nepieciešami magnēti, kuru biežums radiālā virzienā ir lielāks. Šis papildu magnētu apjoms ir būtisks bezrievu dzinēju trūkums, jo mašīnu sadārdzina.

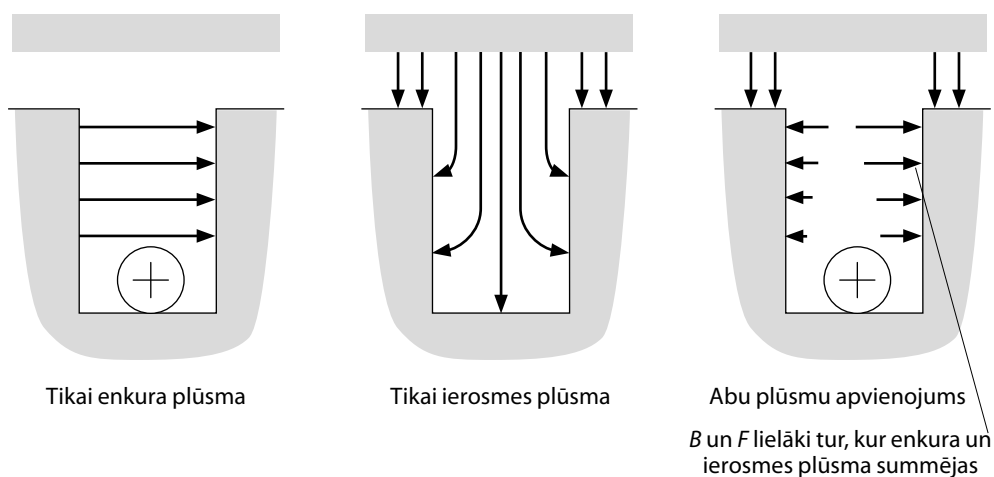
Liela inerce. Bezrievu dzinējiem raksturīgā lielāka magnētu izmēra un kopumā zemākas magnētiskās indukcijas dēļ nepieciešams lielāks rotora rādiuss, lai mašīna ar analogiem gabarītiem attīstītu tādu pašu griezes momentu kā rievotā dzinējā. Tā kā inerces moments atkarīgs no masas un rādiusa kvadrāta reizinājuma, cilindram

ši atkarība ir no rādiusa ceturtajā pakāpē. Tādējādi bezrievu dzinējiem kopumā ir daudz augstāka inerce nekā riervotiem dzinējiem. Iekārtās, kur nepieciešama ātra reakcija, tas ir nopietns trūkums, taču tā var būt priekšrocība sistēmās, kur nepieciešams slāpēt slodzes svārstības.

Spēki, kas iedarbojas uz enkura tinuma vadiem. Bezrievu dzinējā enkura tinuma vadi ir tieši pakļauti gaisa spraugas magnētiskajam laukam, un spēki, kas rada izejas momentu, tiešā veidā iedarbojas arī uz tinuma vadiem. Neatkarīgi no tā, kādu metodi izmanto tinuma vadu nostiprināšanai pie statora virsmas, tiem jāspēj pārņemt šos spēkus uz statora korpusu. Tas ir nopietns ierobežojums lielās mašīnās.

Turpretim riervotās mašīnās šie spēki iedarbojas uz rievu sienīņām, nevis pašiem vadiem. To, ka vadiem pielikts mazs spēks, viegli saprast: tā kā magnētiskā indukcija rievā ir maza, lielākā plūsmas daļa virzās tikai caur zobiem un rievās nenonāk. 5.24. attēlā ilustrēts mehānisms, kā riervotā mašīnā spēks tiek pārņemts no vadiem uz rievu sienīņām. Attēlā pa kreisi parādīta tikai tā magnētiskā indukcija rievā, ko radījusi enkura strāva. Lauka līnijas šajā gadījumā ir vienmērīgas un vērstas vienā virzienā. Vidējā attēlā parādīts ierosmes plūsmas radītā magnētiskā lauka raksturs rievā. Te lauka līnijas ir simetriskas attiecībā pret riervas centru un vienmērīgi vērstas uz riervas sienīņām abās pusēs.

Savukārt attēlā pa labi parādīts rezultāts, kurā apvienota enkura un ierosmes plūsmas iedarbe. Ievērojiet, ka riervas sienīņā pa labi abas plūsmas summējas, taču sienīņā pa kreisi tās tiek atņemtas. Tā kā spēks uz laukuma vienību ir proporcionāls B^2 , kopējais spēks uz sienīņu labajā pusē ir lielāks nekā uz sienīņu kreisajā pusē. Šis starpības dēļ arī rodas spēki un moments, kas darbina mašīnu. Jāievēro, ka spēks, kas iedarbojas uz zobiem, lielāks ir zobu galos, mazāks – rievu apakšā. Tā sadalījums gar zobu ir sarežģīts un atkarīgs no zoba un riervas ģeometriskajiem parametriem.



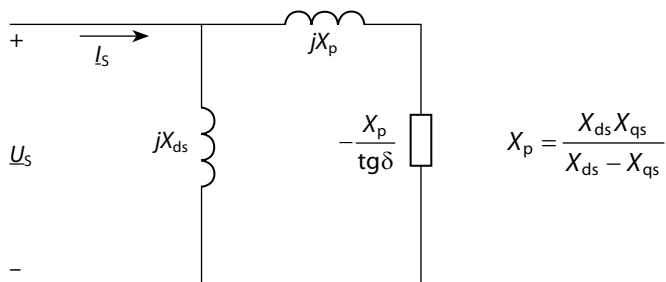
5.24. attēls. Plūsmas un spēku sadalījums riervotā mašīnā.

Papildu zudumi enkura vadus. Tā kā enkura vadi ir tieši pakļauti magnētiskajam laukam gaisa spraugā, virpuļstrāvu dēļ tinumos rodas papildu zudumi. Rievotās mašīnās magnētiskais lauks tinuma vadus parasti ir vienāds ar rievu izkļiedes plūsmu, kas parasti ir krietni mazāka par gaisa spraugas plūsmu. Pieaugot mašīnas izmēriem, šie papildu zudumi kļūst daudz nozīmīgāki.

5.9. Ekvivalentā shēma maiņstrāvas mašīnai ar “izvirzītiem poliem”

Vairums cilvēku, saskaroties ar izvirzītu polu mašīnām, visticamāk apgalvotu, ka nav tādas ekvivalentās shēmas, kas attēlotu izvirzītu polu mašīnas darbību. Tas šķiet pašsaprotami, jo strāvas sadalīšanai garenass (d) un šķērsass (q) komponentēs ekvivalentajā shēmā būtu nepieciešams elementu paralēlslēgums, taču sprieguma sadalījumam d un q ass komponentēs atbilst virknes slēgums. Tā kā abiem slēgumiem jāpastāv vienlaicīgi, atbilstošas shēmas izveide ir šķietami neiespējama.

Tomēr reaktīvās mašīnas ekvivalentā shēma, kas atkārtota 5.25. attēlā, liek domāt, ka šāda ekvivalentā shēma pastāv. Taču jāievēro, ka shēmā neparādās strāvas garenkomponente un šķērskomponente un argumenti par ekvivalentās shēmas neesamību patiesībā attiecas tikai uz tādu shēmu, kurā izmantotas d un q ass komponentes.



5.25. attēls. Reaktīvās mašīnas ekvivalentā shēma.

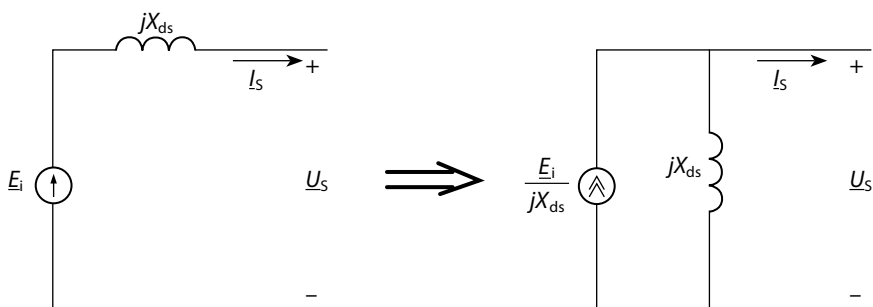
Ekvivalento shēmu iespējams izveidot, atgriežoties pie 5.25. attēla shēmas izveduma un vienādojumos ievietojot EDS E_i . Tomēr te lietderīgi izmantot citu pieeju, labās puses zaru uzskatot par tādu, kas atspoguļo “izvirzījumu” ietekmi, bet kreisās puses zaru jX_{ds} par tādu, kas attēlo magnetizēšanas strāvu. Ja nebūtu “izvirzījumu”, taču būtu ierosmes tinums, tad būtu piemērojama ekvivalentā shēma mašīnai ar vienmērīgu gaisa spraugu. Šāda shēma dota 5.26. attēlā. Tāpat arī attēla labajā pusē parādīta ekvivalentā shēma ar strāvas avotu (atbilstoši Nortona teorēmai), kas atbilst shēmai ar sprieguma avotu attēla kreisajā pusē. Shēmā ar strāvas avotu strāvu, kas plūst caur jX_{ds} , atkal var interpretēt kā magnetizēšanas strāvu, kas ierosmes tinuma ietekmē aizplūst no strāvas avota. Tā kā gan shēma 5.25. att., gan

shēma 5.26. (b) att. attēlo sinhrono mašīnu (pirmā atbilst izvirsītu polu mašīnai bez ierosmes tinuma, bet otrā – neizvirsītu polu mašīnai ar ierosmes tinumu), tās abas var apvienot, lai attēlotu sinhrono mašīnu ar “izvirsītiem poliem”. Šī ideja ilustrēta 5.27. attēlā, bet rezultātā iegūtās ekvivalentās shēmas parādītas 5.28. attēlā.

Ekvivalentā shēma ar strāvas avotu (5.28. (a) att.) iegūta, tiešā veidā sakombinējot magnetizēšanas zaru (I_m), magnētiskās pretestības zaru (I_{mp}) un ierosmes zaru (I_{ie}). Magnetizēšanas zars netiek iekļauts divreiz tāpēc, ka vienā mašīnā acīmredzami ir tikai viena magnētiskā plūsma, kas rodas strāvu I_{ie} un I_{mp} mijiedarbībā. Ekvivalento shēmu ar sprieguma avotu iegūst, pārveidojot avotu shēmā ar strāvas avotu. Šai shēmai ir tikai divi zari: viens attēlo enkura strāvu, kas rodas “izvirsījumu” dēļ, bet otrs – enkura strāvu, ko rada ierosmes lauks un kas aprēķināta, neievērojot izvirsījumu (tātad tā ir strāva mašīnai ar vienmērīgu gaisa spraugu). Tas ir interesants skatījums uz “izvirsījumu” ietekmi un ļauj aplūkot “izvirsītu polu” mašīnu pavisam citādi nekā iepriekš, kad tika izmantoti d un q ass jēdzieni.

(a) ekvivalentā shēma ar sprieguma avotu

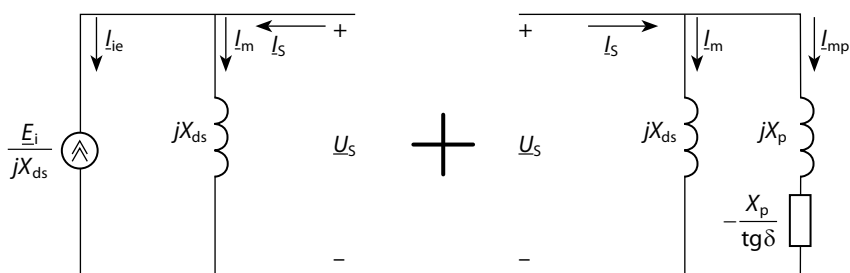
(b) ekvivalentā shēma ar strāvas avotu



5.26. attēls. Ekvivalentās shēmas sinhronajai mašīnai ar neizvirsītiem poliem.

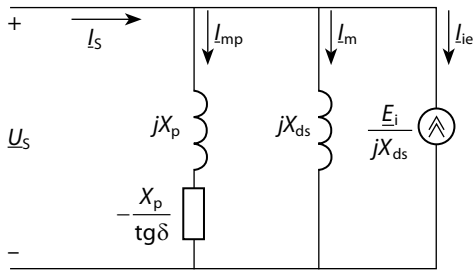
(a) neizvirsītu polu mašīna

(b) reaktīvā mašīna

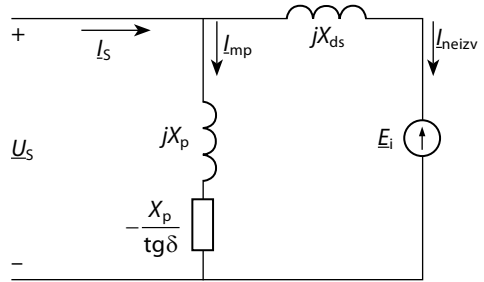


5.27. attēls. Ekvivalentā shēma sinhronajai mašīnai ar neizvirsītiem poliem (a) un sinhronajai reaktīvajai mašīnai (b).

(a) ekvivalentā shēma ar strāvas avotu



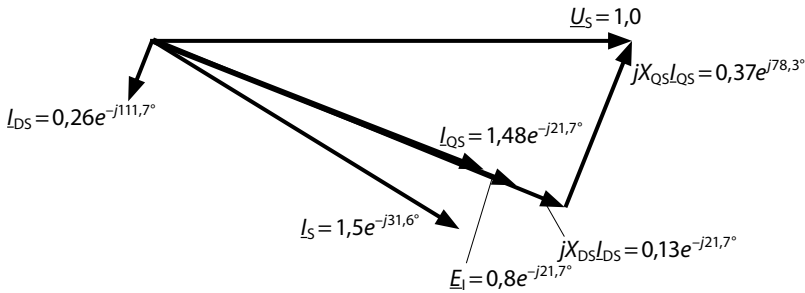
(b) ekvivalentā shēma ar sprieguma avotu



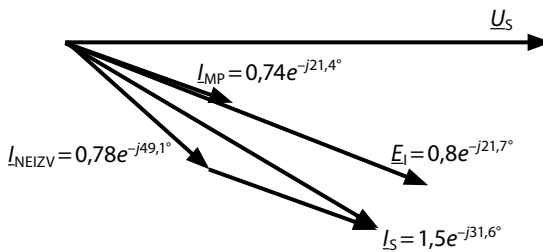
5.28. attēls. Ekvivalentās shēmas sinhronajai mašīnai ar “izvirzītiem poliem”.

Lai gūtu priekšstatu par to, kā abi modeļi (d - q vektoru diagramma un ekvivalentā shēma) nodrošina vienas un tās pašas ierīces dažādus attēlojumus, parādītas divas vektoru diagrammu kopas. Pirmā kopa 5.29. attēlā atbilst raksturīgai situācijai mašīnās ar ierosmes tinumu, kurām $X_{ds} > X_{qs}$. Šajā gadījumā lielums $X_p = X_{ds}X_{qs}/(X_{ds} - X_{qs})$ ir pozitīvs un strāva I_{mp} attēlo strāvu, kas plūst r - L ķēdē, kur dzinēja režīmā r un L ir pozitīvi. Ilustrētajā piemērā I_{mp} atpaliek no sprieguma par $21,4^\circ$. Strāvu I_{neizv} atrod no vektoru diagrammas mašīnai ar neizvirzītiem poliem, kurai $X_{ds} = X_{qs}$. Kā parādīts attēlā, summējot I_{mp} un I_{neizv} , iegūst kopējo enkura strāvu I_s . Rezultāts saskan ar to enkura strāvu, kas aprēķināta, izmantojot d - q modeli, kā ilustrēts 5.29. attēla augšējā shēmā.

Vektoru diagramma d - q modelim



Vektoru diagramma ekvivalentajai shēmai

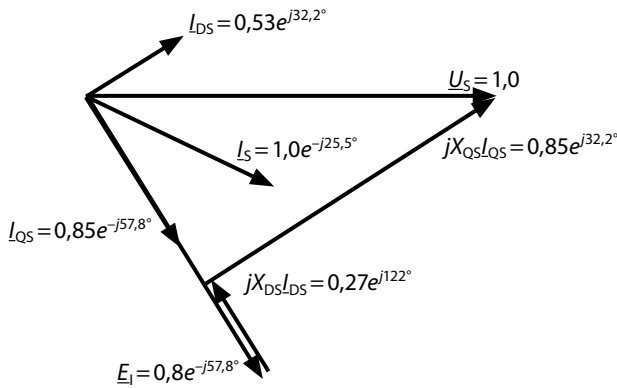


$U_s = 1,0$ a. v.
 $E_{f, \text{nom}} = 0,8$ a. v.
 $\delta = -21,7^\circ$
 $X_{ds} = 0,5$ a. v.
 $X_{qs} = 0,25$ a. v.

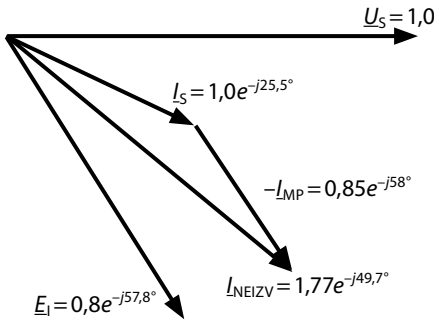
5.29. attēls. Vektoru diagrammas gadījumam, kad $X_{ds} > X_{qs}$.

Otra vektoru diagrammu kopa 5.30. attēlā atbilst PM mašīnai ar rotorā iebūvētiem magnētiem, kurai $X_{ds} < X_{qs}$. Tā rezultātā X_p vērtība ir negatīva un magnētiskās pretestības zarā gan r , gan L vērtība ir negatīva. Strāvai I_{mp} , kā parādīts attēlā, ir negatīva aktīvā komponente un kapacitīva rakstura reaktīvā komponente. Ja slodzes leņķa modulis $|\delta|$ būtu lielāks par 45° , aktīvās komponentes zīme mainītos uz pozitīvu un strāvas vektors atrastos pirmajā, nevis otrajā kvadrantā. Tāpat kā iepriekš, summējot I_{mp} un I_{neizv} , iegūst enkura strāvu I_s , kas atbilst strāvas vērtībai, kura aprēķināta no d - q vektoru diagrammas attēla augšējā shēmā.

Vektoru diagramma d - q modelim



Vektoru diagramma ekvivalentajai shēmai



$U_s = 1,0$ a. v.
 $E_{1,nom} = 0,8$ a. v.
 $\delta = -57,8^\circ$
 $X_{DS} = 0,5$ a. v.
 $X_{QS} = 1,0$ a. v.

5.30. attēls. Vektoru diagrammas gadījumam, kad $X_{ds} < X_{qs}$.

Ekvivalentās shēmas 5.28. attēlā nodrošina no d - q vektoru diagrammām atšķirīgu analīzes metodi. d - q modelis, ņemot vērā tā nepastarpināto saikni ar fizikālajiem procesiem “izvirzītu polu” mašīnās, vairumā gadījumu visticamāk būs piemērotāks par ekvivalento shēmu. Situācijās, kad barošanas avota pilnā pretestība ir nozīmīga, ekvivalentajai shēmai varētu būt tāda priekšrocība, ka tā ļauj piemērot elektriskās ķēdes jēdzienus mašīnai un avotam kopīgi. Labs piemērs tam ir kapacitīva pašierosme, kad ekvivalentās shēmas izmantošana nodrošinātu risinājumu, kurā izmantoti elektriskās ķēdes jēdzieni, nevis d - q vienādojumi. Tā vienmēr ir priekšrocība, ja ir iespējams vairāk nekā viens sistēmas analīzes veids.

5.10. Noslēgums

Mūsdienīgi pastāvīgo magnētu materiāli izstrādāti samērā nesen, proti, 1970. gadu sākumā (samārija–kobalta magnēti) un 1986. gadā (neodīma–dzelzs–bora magnēti). Līdz ar to pastāvīgo magnētu mašīnas joprojām ir savas attīstības sākumposmā, kas pakāpeniski virzās uz to, lai pēc iespējas vairāk izmantotu visas šo spēcīgo magnētu priekšrocības. Tomēr gan esošo, gan vēl topošo mašīnu īpašības atbilst tiem klasiskajiem darbības pamatprincipiem, kas izklāstīti šajā nodaļā. Līdz ar aizvien augošajām rūpēm par racionālu enerģijas izmantošanu nākotnē turpinās pieaugt pastāvīgo magnētu mašīnu nozīme, tām kļūstot par pievilcīgu alternatīvu asinhronajām mašīnām.

Literatūra

1. R. Schiferl and T.A. Lipo, "Power Capability of Salient Pole Permanent magnet Synchronous Motor Variable Speed Drive Applications", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 26, No. 1, January/February 1990, pp. 115-123.

6. NODAĻA

Invertora darbība un modelēšana

6.1. Ievads

Mainstrāvas piedziņas iekārtās barošanu ar regulējamās frekvences un regulējamās amplitūdas mainstrāvu mūsdienās nodrošina invertori ar līdzstrāvas posmu, kurus savukārt baro vai nu ar diožu taisngriežiem vai pilnībā vadāmām tiristoru tilta shēmām. Šo taisngriežu īpašības ir tādas pašas kā tiem, ko izmanto līdzstrāvas piedziņai, līdz ar to vienīgā jaunā mainstrāvas piedziņas barošanas sistēmas sastāvdaļa ir pats invertors. Nodaļas pirmajā daļā sniegts ieskats barošanas pamatshēmās un aplūkotas raksturlieknes trīs veidu invertoriem: trīsfāžu *sprieguma invertoram* (VSI¹³), trīsfāžu *strāvas invertoram* (CSI¹⁴) un VSI ar *impulsa platuma modulāciju* (PWM-VSI¹⁵). Darbības analīzei izveidotas ekvivalentās shēmas un sniegts to fizikālais skaidrojums. Savukārt nodaļas otrajā daļā doti vairāku iekārtu piemēri, kas ilustrē invertoru ekvivalento shēmu plašo lietojumu. Piemēros aplūkota piedziņa ar asinhronajām un sinhronajām mašīnām kā ar parastu ierosmi, tā ar pašierosmi. Piemēros ilustrēta gan spēcīga, gan arī vāja mijiedarbība starp invertoru un piedzenamo mašīnu.

6.2. Invertoru shēmas un to komutācija

Šajā sadaļā aplūkotas idealizētas trīsfāžu sprieguma invertoru un strāvas invertoru komutācijas raksturlieknes. Praksē tiek izmantoti dažādi šo invertoru varianti, kas galvenokārt atšķiras ar metodēm, kādas izmantotas komutācijai, enerģijas atgūšanai un pārejas procesu slāpēšanai. Tomēr šo palīgķēžu ietekme turpmāk netiks ievērota, lai koncentrētu uzmanību uz galvenajām invertoru īpašībām, līdzstrāvu

¹³ Angliski – *voltage source inverter* (VSI).

¹⁴ Angliski – *current source inverter* (CSI).

¹⁵ Angliski – *pulse width modulated VSI* (PWM-VSI).

pārveidojot maiņstrāvā. Kā parasti šādos gadījumos, netiks ievērots arī sprieguma kritums slēdzī, un pieņemsim, ka pārslēgšanas intervāls salīdzinājumā ar vadāmbas intervālu ir nenozīmīgs. VSI un CSI īpašību dualitātes dēļ abus inverteru tipus aplūkosim vienlaikus un vienādā mērā, neskatoties uz to, ka maiņstrāvas piedziņas iekārtās, ja vien tās nav ļoti lielas, galvenokārt izmanto VSI. Pašlaik visvairāk izmantotais slēdžu veids VSI un PWM inverteros ir izolēta aizvara bipolārais tranzistors (IGBT¹⁶), taču vecākos inverteros izmanto arī bipolāros tranzistorus (BJT¹⁷). CSI ir labi piemēroti tiristoriem (SCR), bet reizēm izmanto arī aizveramus tiristorus (GTO¹⁸). Lai izklāsts būtu vispārīgāks, shēmās izmantosim slēdžu, nevis konkrēto elementu grafiskos apzīmējumus.

6.2.1. Spēka shēmas konfigurācija

6.1. attēlā dota sprieguma invertera un strāvas invertera pamatshēma. VSI shēmā šuntējošās diodes nodrošina strāvas atgriezes ceļu – kad ir ieslēgts kāds slēdzis, neatkarīgi no strāvas virziena viena izejas spaile un viena ieejas spaile ir savstarpēji savienota. Tas nodrošina viennozīmīgu sakarību starp ieejas un izejas spriegumu, izmantojot 180° vadības signālus. Invertera ieejā parādīts kondensators (filtrs), lai atgādinātu par to, ka pie atbilstošas VSI darbības ieejas strāvai i_i jāspēj mainīt plūšanas virzienu, taču spriegums u_i saglabājas gandrīz nemainīgs. Parasti izmanto relatīvi lielo elektrolītisko kondensatoru, lai “nostiprinātu” invertera ieejas spriegumu un nodrošinātu ceļu strauji mainīgajām strāvām, ko patērē inverteros. Izmantotajam kondensatora elektrisko kapacitāti nosaka tieši strāvas pulsāciju efektīvā vērtība. Kondensatora kapacitāte ir ievērojama (bieži vien 2000–20 000 μF), un tas veido būtisku VSI sistēmu izmaksu daļu. Sistēmās, ko baro no taisngriežiem, starp taisngriezi un maiņstrāvas tīklu reizēm ievieto induktīvo prettestību, lai ierobežotu bojājuma strāvu un samazinātu taisngrieža izraisīto komutācijas sprieguma iekritumu apmēru. Šāda virknē slēgta induktivitāte palīdz arī slāpēt lielus sprieguma impulsus, kas var tikt ievadīti caur taisngrieža tiltu no elektrotīkla, kurā tos izraisījusi komutācija vai zibensizlāde.

Invertors darbojas savā ziņā analogiski kā kolektora mezgls līdzstrāvas dzinējā un līdzspriegumu pārveido regulējamās frekvences maiņspriegumā. Invertora tilts ir līdzīgs taisngriežim, ko izmanto līdzstrāvas dzinēju piedziņai, ar vienu izņēmumu – asinhronajam dzinējam piemītošā atpaliekošā jaudas koeficienta dēļ tiristori jāaizstāj ar tādām ierīcēm, kuras iespējams gan izslēgt, gan ieslēgt. Pašlaik iespējamie varianti ir šādi:

- izolēta aizvara bipolārie tranzistori (IGBT);

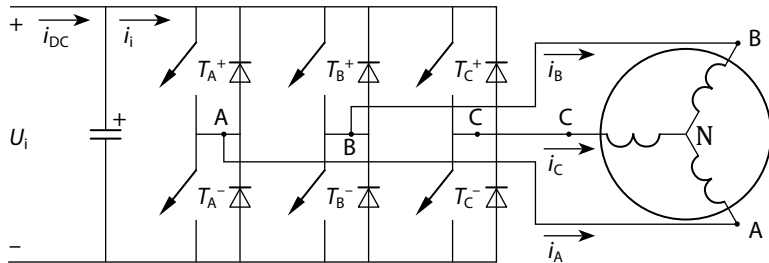
¹⁶ Angliski – *insulated gate bipolar transistor* (IGBT).

¹⁷ Angliski – *bipolar [junction] transistor* (BJT).

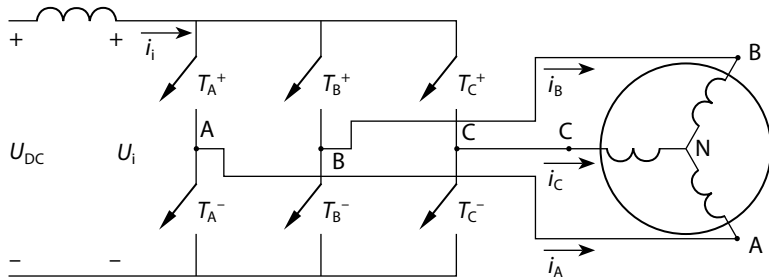
¹⁸ Angliski – *gate turn-off* (GTO).

- bipolārie tranzistori (BJT);
- lauktranzistori (MOSFET¹⁹);
- aizverami tiristori (GTO);
- aizverami tiristori ar integrētu vadību (IGCT²⁰);
- tiristori kopā ar ārēju komutācijas ķēdi.

(a) VSI spēka shēma



(b) CSI spēka shēma



6.1. attēls. VSI un CSI spēka shēmas konfigurācija.

Invertoru shēmās ar jaudu zem 1 MW tranzistori ir gandrīz pilnībā aizstājuši tiristorus. To iespējamie nominālie raksturlielumi ir līdz 6500 V un > 3500 A (tikai ne vienā modulī), un šīs vērtības aug gandrīz katru gadu. Būtiska tranzistoru priekšrocība ir tas, ka tie var gan izslēgt, gan ieslēgt strāvu ierīcē. Līdz ar to izslēgšanai nav vajadzīgi papildu elementi. Joprojām gan vajadzīgi slāpētāji gadījumos, kad tranzistorus nepieciešams izmantot tuvu to maksimālajiem parametriem, ko parasti nosaka ekonomiski apsvērumi. Pēdējo 20 gadu laikā visplašāk izmantotais tranzistoru veids ir izolēta aizvara bipolārais tranzistors (IGBT). Lauktranzistori (MOSFET) ir visbiežāk izmantotie iekārtās ar spriegumu zem 100 V. Tā kā abu ierīču ieslēgšana un izslēgšana notiek ar elektriskā lauka iedarbes palīdzību, aizvara vadībai nepieciešama pavisam maza strāva un ierīces iespējams vadīt pat ar tajās integrētu aizvara vadības shēmu.

¹⁹ Angliski – *metal oxide semiconductor field effect transistor* (MOSFET).

²⁰ Angliski – *integrated gate-commutated thyristor* (IGCT).

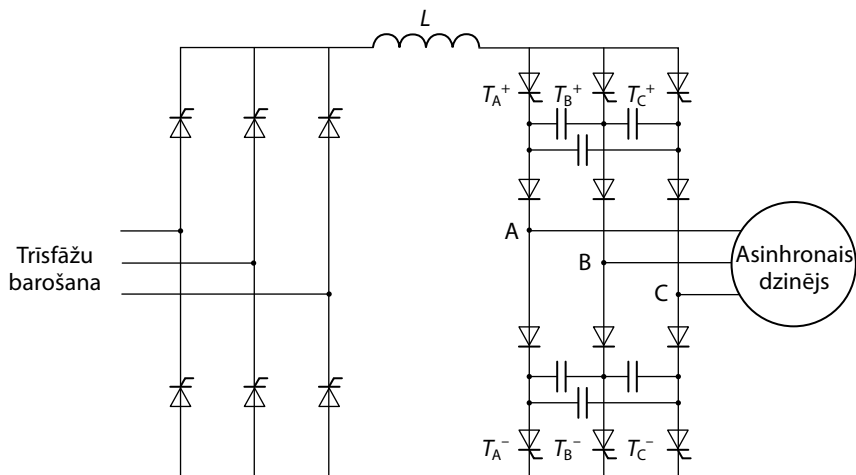
1980. gados, pirms ierīces ar MOS aizvāriem kļuva par izplatītākajām, vispopulārākās energoelektronikas pusvadītājiērīces bija bipolārie tranzistori (BJT), ko izmantoja iekārtām ar jaudu zem 100 kW. Noteiktās iekārtās tos mēdz izmantot vēl joprojām. Taču tranzistora bāzes vadībai nepieciešamā shēma ir samērā sarežģīta. Lai ierīci izslēgtu, nepieciešams novadīt strāvu no tranzistora bāzes. Turklāt, lai nodrošinātu to, ka tranzistors paliek izslēgtā stāvoklī, bāzes-emitera pārejai jāpievada neliels sprostsprriegums. Lai samazinātu bāzes vadībai nepieciešamo strāvu, BJT bieži izgatavo divpakāpju Darlingtona slēgumā. Tā kā bipolāro tranzistoru vadības iekārtai ("draiverim") nepieciešams lielāks elementu skaits, kas nozīmē arī lielākas izmaksas, BJT zaudē konkurencē ar MOSFET un IGBT, ņemot vērā to, ka izmaksas ierīcēm ar MOS aizvāriem pēdējo gadu laikā ir samazinājušās.

Invertoros ar jaudu virs 1 MW aizvien lielāku lomu gūst tādas energoelektronikas iekārtas, kas veidotas no tiristoriem. Tā kā parastus tiristorus nav iespējams izslēgt ar vadības elektrodu, vairumam invertoru (bet ne visiem) nepieciešama ārēja komutācijas ķēde, kas nav ilustrēta 6.1. attēlā. Pastāv daudzi komutācijas shēmu varianti, bet parasti tajās iekļauj vienu papildu komutācijas tiristoru un vienu vai divus kondensatorus katrā fāzē. Tā kā pirms komutācijas kondensatora polaritāte ir jāizmaina uz pretēju, izmanto tā sauktos rezonanses invertorus, kuriem katrā fāzē ir pievienota vismaz viena un bieži vien divas induktivitātes spoles. Turklāt paralēli un virknē ar katru tiristoru tiek pieslēgtas papildu slāpētājķēdes, lai tiristoru parametrus noturētu pieļaujamajās robežās attiecībā pret to ieslēgšanas un izslēgšanas spējām. Rezultātā iegūst sarežģītu shēmu ar daudziem elementiem, kurai vadības impulsi jāpadod precīzi noteiktā laikā un secībā, lai nepieļautu nejaušus īsslēgumus. Tiristoriem salīdzinājumā ar tranzistoriem ir būtiska priekšrocība – tie spēj izturēt lielu bojājuma strāvu neilgu laiku, pirms nostrādā aizsargierīces (drošinātāji vai aizsargslēdži). Tomēr to izmantošanai kā slēdžiem ar ārēju komutāciju pašlaik ir drīzāk vēsturiska, nevis praktiska nozīme.

Tiristoru klāstā ir arī citas energoelektronikas ierīces, kuras ir iespējams izslēgt ar vadības elektrodu, piemēram, aizverami tiristori (GTO) un aizverami tiristori ar integrētu vadību (IGCT). Abas šīs ierīces iespējams ieslēgt un izslēgt, izmantojot īsus vadības strāvas impulsus. Tām nepieciešama sarežģīta vadības shēma, kas spēj novadīt strāvu, kuras amplitūda vienāda ar ievērojamu daļu no ierīces nominālās strāvas, kaut arī šo strāvas impulsu ilgums ir ļoti mazs. IGCT ir īpašs GTO paveids, ko pārdod kā integrētu ierīci, kurā ietilpst gan energoelektronikas ierīce, gan arī tās vadības shēma. Salīdzinot ar GTO, šie tiristori spēj komutēt pie augstākām frekvencēm – diapazonā no 600 Hz līdz 1 kHz, bet augstsprrieguma ierīču sprriegums pārsniedz 4000 V. Abu veidu ierīces pieejamas ar nominālo sprriegumu līdz pat 6500 V un nominālo strāvu virs 5000 A. Šos tiristorus arvien plašāk izmanto invertoros, kas darbojas vīdspirieguma līmenī (> 1000 V). Šāds sprriegums nepieciešams tad, ja dzinēja jauda pārsniedz dažus simtus zirgspēku.

Šuntējošās diodes nepieciešamas tamdēļ, lai nodrošinātu alternatīvu ceļu asinhronā dzinēja strāvai, kura turpina plūst tad, kad galvenā barošanas ierīce ir izslēgta. Kad dzinējs pāriet ģeneratora režīmā, spēka slēdžu un diožu lomas mainās vietām. Tagad diodes atgriež ģenerēto jaudu uz līdzstrāvas posmu, bet spēka slēdži vada reaktīvo strāvu. Uz līdzstrāvas posmu novadītā jauda palielina līdzstrāvas posma spriegumu virs tā normālās vērtības, tāpēc atbilstoši jārikojas, lai absorbētu reģenerēto enerģiju un nepieļautu bīstamu posma sprieguma pieaugumu. Parasti enerģijas izkliedēšanai paralēli līdzstrāvas posma kondensatoram pieslēdz rezistoru, vai arī veido divvirzienu ieejas tilta shēmu, pievienojot otru pretēji paralēlu tiltu lielā mērā tāpat, kā tas paskaidrots 2. nodaļā.

Strāvas invertorā (CSI) nav šuntējošo diožu, tāpēc ieejas–izejas ierobežojums attiecas uz strāvu, nevis spriegumu. Invertora ieejā (6.1. (b) att.) ir attēlota induktivitāte, lai uzsvērtu, ka ieejas spriegumam U_i jāspēj mainīt polaritāti. Taču strāva i_i pie pareizas CSI darbības saglabājas gandrīz nemainīga. Pievērsiet uzmanību abu shēmu dualitātei: VSI sprieguma ierobežojums un CSI strāvas ierobežojums, paralēls kondensators VSI ieejā un virknē slēgta induktivitāte CSI ieejā. Ļoti pozitīva CSI īpašība ir tā spēja turpināt darbību arī pie nesekmīgas komutācijas un atgriezties normālā darba režīmā. Tas ir būtisks pretstats vairumam sprieguma invertoru, kuriem jāpiemēro dārgi preventīvi pasākumi. Vēl viena CSI priekšrocība ir spēja atgriezt enerģiju tīklā, vienkārši izmainot taisngrieža izejas līdzsprieguma polaritāti. Tas atkal ir pretēji VSI, kurā jāmaina strāvas plūšanas virziens, nevis līdzsprieguma polaritāte, līdz ar ko papildus nepieciešams pretēji paralēli slēgts trīsfāžu tilts.



6.2. attēls. CSI spēka shēma, kurā attēloti komutācijas kondensatori (automātiskas secīgas komutācijas invertors (ASCI²¹)).

²¹ Angliski – *auto sequentially commutated inverter* (ASCI).

Ideālā gadījumā strāvas līknes forma būtu precīzi tāda pati kā trīsfāžu VSI spriegumam. Taču praksē dzinēja strāvas nevar izmainīties momentāni, un pārejas procesa strāvas grafikam ir noteikts (galīgs) slīpums. Pārejas procesa laikā strāva pāriet no viena invertora tiristora uz nākamo tiristoru pa vienu no sešiem komutācijas kondensatoriem, kas ilustrēti 6.2. attēlā. Tādējādi pretēji VSI, kurā komutācijas ierīču darbība ir ļoti ātra, CSI komutācija ir apzināti palēnināta, lai izvairītos no lieliem sprieguma impulsiem. Sākotnējā CSI darbības analizē šī parādība tiks ignorēta, pieņemot, ka abos invertoros komutācija notiek momentāni.

Būtiski strāvas invertora trūkumi ir maiņstrāvas komutācijas kondensatoru un līdzstrāvas posma induktivitātes spoles izmēri un izmaksas. Kondensatori ir lieli tāpēc, ka strāvas komutācijas laikā tiem jāspēj absorbēt visa dzinēja tinumu izkliedes laukā uzkrātā enerģija. Lai gan CSI ierīcēm varētu izmantot izslēdzamus slēdžus, tomēr tie būtiski neuzlabotu pārveidotāja darbību, jo dzinēja strāvas izmaiņu ātrums un līdz ar to arī sprieguma pieaugums dzinējā tāpat būtu jākontrolē ar kondensatoriem.

6.2.2. Vadības signālu secība un vadāmības intervāli

Invertoru pamatshēmās sešu slēdžu komutācijas secība ir katram invertora veidam atšķirīga. Turpmākajās sadaļās tiks atsevišķi aplūkotas trīs dažādas sistēmas (VSI, CSI, PWM).

Trīsfāžu VSI

Trīsfāžu VSI iekārtā vadības signāli dod 180° vadāmības intervālu katrai komutācijas ierīcei, un visu laiku ir trīs vienlaikus ieslēgtas ierīces. 6.3. attēlā ilustrēti vadības signāli un rezultātā iegūtie vadāmības intervāli. Attēlā parādīts, ka katrā intervālā visiem trīs līniju spriegumiem ir viennozīmīga sakarība ar invertora ieejas spriegumu, taču tikai viena līnijas strāva ir viennozīmīgi noteikta. Jāievēro, ka vienmēr pastāv arī viens starpfāžu īsslēgums un attiecīgajā noslēgtajā kontūrā iespējama īsslēguma cirkulācijas strāva. Tā kā invertora ieejas mainīgie lielumi ir izolēti no šī kontūra, īsslēguma strāvu nosaka tikai invertoram pieslēgtā slodze. Šai īsslēguma cirkulācijas strāvai ir nozīmīga loma VSI darbībā, kas detalizētāk tiks aplūkota vēlāk.

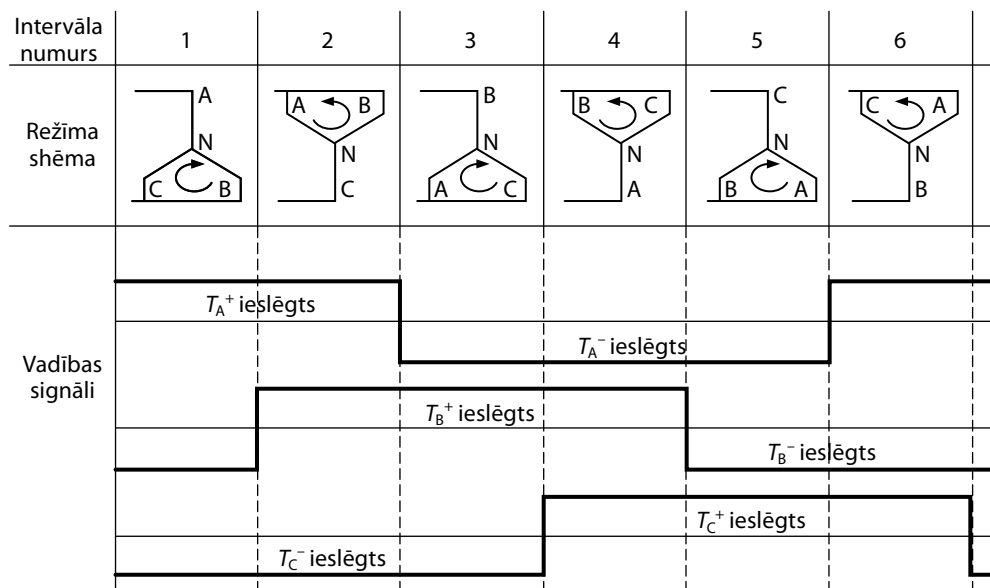
Ierobežojumu vienādojumus, kas apraksta slēdžu radītos savienojumus katrā vadāmības intervālā, var viegli uzrakstīt, balstoties uz attiecīgā režīma shēmu 6.3. attēlā. Tā, piemēram, ierobežojumi 1. intervālā:

$$u_{AB} = -u_{CA} = U_i; \quad (6.1.)$$

$$u_{BC} = 0; \quad (6.2.)$$

$$i_A = i_i. \quad (6.3.)$$

Ievērojiet, ka, kā jau minēts iepriekš, ir pilna kopa sprieguma ierobežojumu, bet tikai viens strāvas ierobežojums.



6.3. attēls. Vadības signāli un vadāmības intervāli trīsfāžu VSI.

Trīsfāžu CSI

Idealizētā trīsfāžu CSI iekārtā vadības signāli un komutācijas ķēdes veido 120° vadāmības intervālus, un visu laiku ir tikai divas vienlaikus ieslēgtas ierīces. CSI darbību bieži ietekmē komutācijas kavējumi, taču to sīkāk aplūkosim vēlāk. Idealizētas darbības gadījumā vienu periodu atkal iespējams sadalīt sešos vadāmības intervālos, kas ilustrēti 6.4. attēlā. Rezultātā visām trīs līniju strāvām ir viennozīmīga sakarība ar invertora ieejas strāvu, bet tikai viens līnijas spriegums ir viennozīmīgi noteikts. Atkal acīmredzama ir abu invertoru veidu dualitāte – var viegli parādīt, ka VSI ar zvaigznes slēgumā pievienotu slodzi precīzi atbilst CSI ar trīsstūra slēgumā pievienotu slodzi. Ievērojiet, ka CSI gadījumā vienā slodzes līnijā ir pārtraukums. Tas atbilst išslēgumam VSI, un nenoslēgtā kontūra spriegumu CSI nosaka slodze gluži tāpat kā išslēguma strāvu VSI.

Tagad ir skaidra VSI un CSI nosaukumu izcelsme – VSI ir viennozīmīga sakarība starp ieejas un izejas spriegumu, bet CSI – starp ieejas un izejas strāvu. Abos gadījumos attiecībā uz otru mainīgo lielumu pastāv tikai daļējs ierobežojums, līdz ar to sakarību starp ieejas un izejas strāvu VSI un sakarību starp ieejas un izejas

spriegumu CSI pilnībā nenosaka tikai invertors. Attiecībā uz “brīvo” ierobežojumu nozīmīga loma ir slodzei.

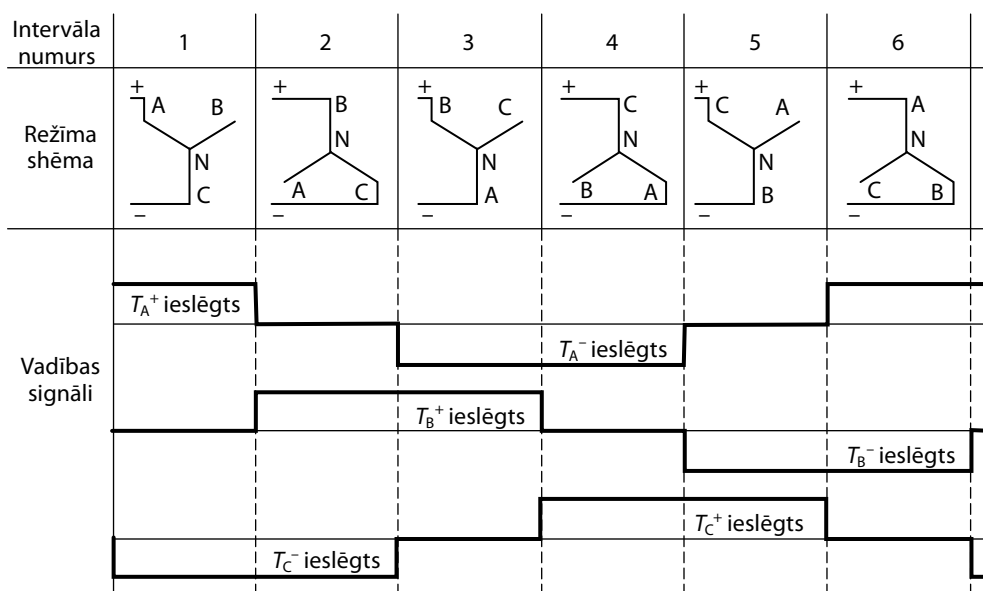
Tāpat kā VSI gadījumā, arī CSI ierobežojumu vienādojumus, kas apraksta slēdžu radītos savienojumus katrā vadāmības intervālā, var viegli uzrakstīt, balstoties uz režīmu shēmām 6.4. attēlā. Tā, piemēram, ierobežojumi 1. intervālā:

$$i_A = -i_C = i_V; \quad (6.4.)$$

$$i_B = 0; \quad (6.5.)$$

$$u_{CA} = -u_i. \quad (6.6.)$$

Ievērojiet to līdzību ar VSI ierobežojumiem izteiksmēs (6.1.)–(6.3.).



6.4. attēls. Vadības signāli un vadāmības intervāli trīsfāžu CSI.

PWM invertors

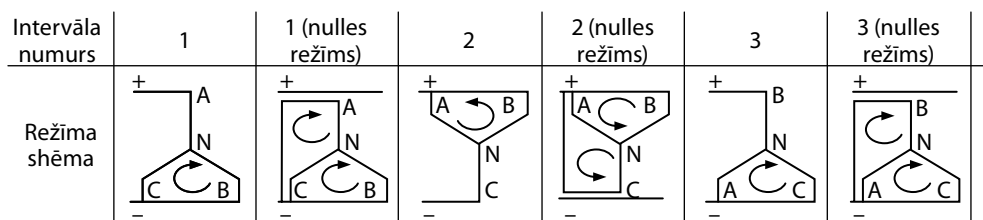
Sprieguma invertors ar impulsa platumu modulāciju (parasti saukts par PWM invertoru) ir trīsfāžu VSI paveids, kas papildus frekvencei ļauj regulēt arī izejas sprieguma amplitūdu. Tas tiek panākts, izmantojot divus papildu vadāmības intervālus, kuros visas trīs izejas ir savienotas, lai slodzes pusē izveidotu trīsfāžu īsslēgumu. 6.5. attēlā ilustrēta vadības signālu padošanas secība un rezultātā iegūtie vadāmības intervāli. Šajā gadījumā katra vadāmības intervāla vidū ir viens īsslēguma posms. Skaidrs, ka abos intervālos starp slodzes spriegumu un līdzspriegumu ir viennozīmīga sakarība, taču attiecībā uz slodzes strāvu ir vien daļējs iero-

bežojums. PWM invertoram iespējamas arī daudzas citas komutācijas stratēģijas, ar kurām iegūst sarežģītākas sešu VSI režīmu un 6.5. attēlā parādīto divu nulles režīmu kombinācijas. Ierobežojumu vienādojumi, kas apraksta slēdžu radītos savienojumus visos nulles režīmos:

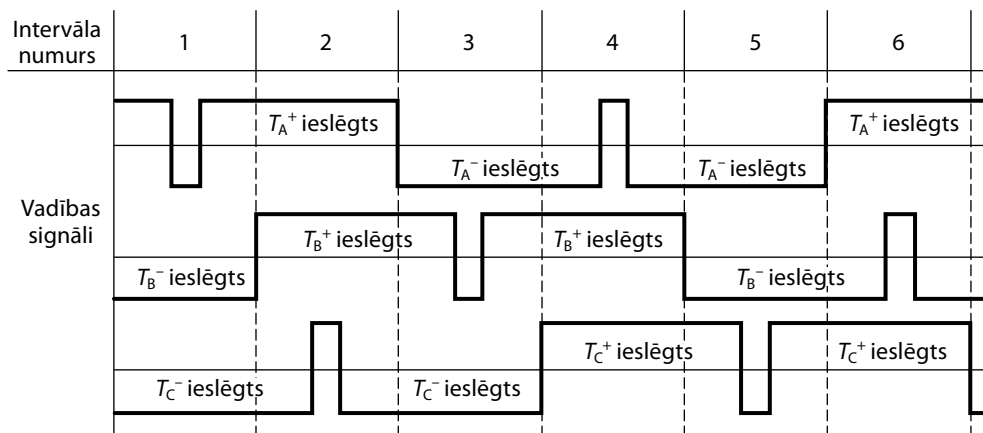
$$u_{AB} = u_{BC} = u_{CA} = 0, \quad (6.7.)$$

bet starp invertora strāvu un dzinēja strāvām nepastāv nekāda ierobežojoša sakarība.

(a) PWM invertora vadāmības intervāli



(b) vadības signāli ar vienu pārtraukumu katrā intervālā



6.5. attēls. PWM invertora vadības signālu un vadāmības intervālu ilustrācija.

Praksē izmanto dažādas modulācijas metodes, lai iegūtu tādu vadības signālu, kas nodrošina vēlamo sprieguma pamatharmoniku un frekvenci. PWM attīstības sākumposmā tika izmantotas tikai analogās modulācijas metodes un vienkāršības labad nācās upurēt darbības kvalitāti. Taču mūsdienās praktiski visa veida modulācijas tiek veiktas digitāli, un daudzas problēmas, kas piemita sākotnējām PWM sistēmām, tagad ir novērstas. Papildu informācija par PWM metodēm ir sniegta turpmākajās nodaļās.

6.2.3. Idealizēta izejas signālu forma

Ja analizē aprobežojas tikai ar stacionāru režīmu, pieņemot, ka u_i un i_i vērtība ir attiecīgi konstants līdzspriegums U_i un līdzstrāva I_i , tad vadāmības intervāla ierobežojumi ļauj noteikt VSI izejas sprieguma formu un CSI izejas strāvas formu. Šo signālu forma ilustrēta 6.6. un 6.7. attēlā.

Līnijas sprieguma u_{AB} grafika formu var pārbaudīt pēc u_{AB} ierobežojuma katrā vadāmības intervālā. Tā 1. intervālā u_{AB} ir vienāds ar U_i , 2. intervālā tas ir 0, savukārt 3. intervālā vienāds ar $-U_i$ utt. līdz pat 6. intervālam. Tādējādi iegūtā sprieguma signāla taisnstūrveida forma ar 120° platumu un amplitūdu U_i parādīta 6.7. attēlā. Pārējo divu līniju spriegumu forma ir identiska, bet nobīdīta fāzē: u_{BC} atpaliek par 120° , bet u_{CA} atpaliek par 240° . Ja nav neitrāles (nulles secības) strāvas un slodze ir simetriska kā, piemēram, elektriskajai mašīnai, tad fāžu spriegumus var noteikt, kā parādīts turpmāk. Vienādojumi līniju spriegumiem, kas izteikti ar fāžu spriegumiem:

$$u_{AB} = u_A - u_B, \quad (6.8.)$$

$$u_{BC} = u_B - u_C, \quad (6.9.)$$

$$u_{CA} = u_C - u_A. \quad (6.10.)$$

Lai izteiktu u_A , no vienādojuma (6.8.) jāatņem vienādojums (6.10.):

$$u_{AB} - u_{CA} = 2u_A - u_B - u_C. \quad (6.11.)$$

Ja nepastāv nulles secības strāva (nav neitrālvada), tad

$$i_A + i_B + i_C = 0, \quad (6.12.)$$

un, ja slodze ir simetriska, šo izteiksmi var reizināt ar pilno pretestību, iegūstot

$$u_A + u_B + u_C = 0. \quad (6.13.)$$

Līdz ar to vienādojumu (6.11.) var pārveidot šādi:

$$u_{AB} - u_{CA} = 2u_A - (-u_A) = 3u_A, \quad (6.14.)$$

no kā fāzes spriegums

$$u_A = \frac{u_{AB} - u_{CA}}{3}. \quad (6.15.)$$

Līdzīgu rezultātu var iegūt arī pārējām divām fāzēm:

$$u_B = \frac{u_{BC} - u_{AB}}{3}, \quad (6.16.)$$

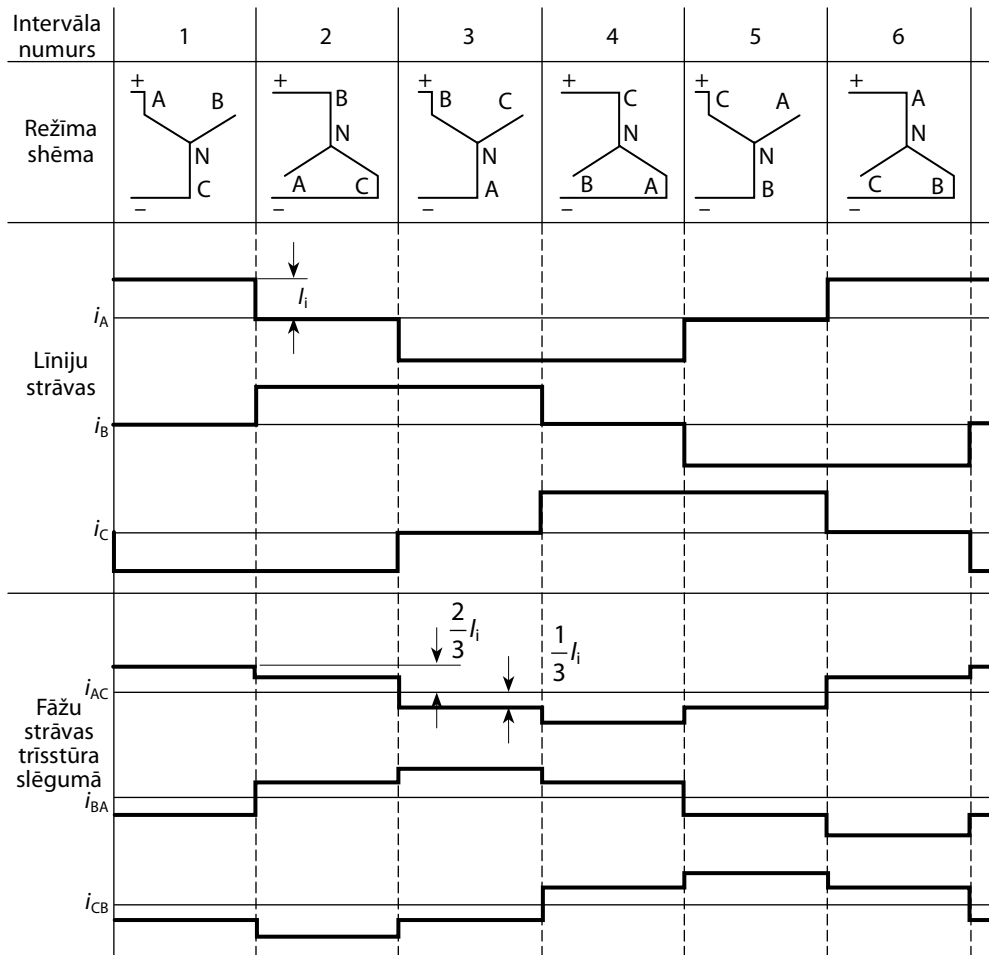
$$u_C = \frac{u_{CA} - u_{BC}}{3}. \quad (6.17.)$$

Fāžu spriegumi ilustrēti arī 6.7. attēlā, un to grafikiem raksturīgo sešu pakāpju dēļ angļu valodā šo invertoru sauc par *six-step VSI*.

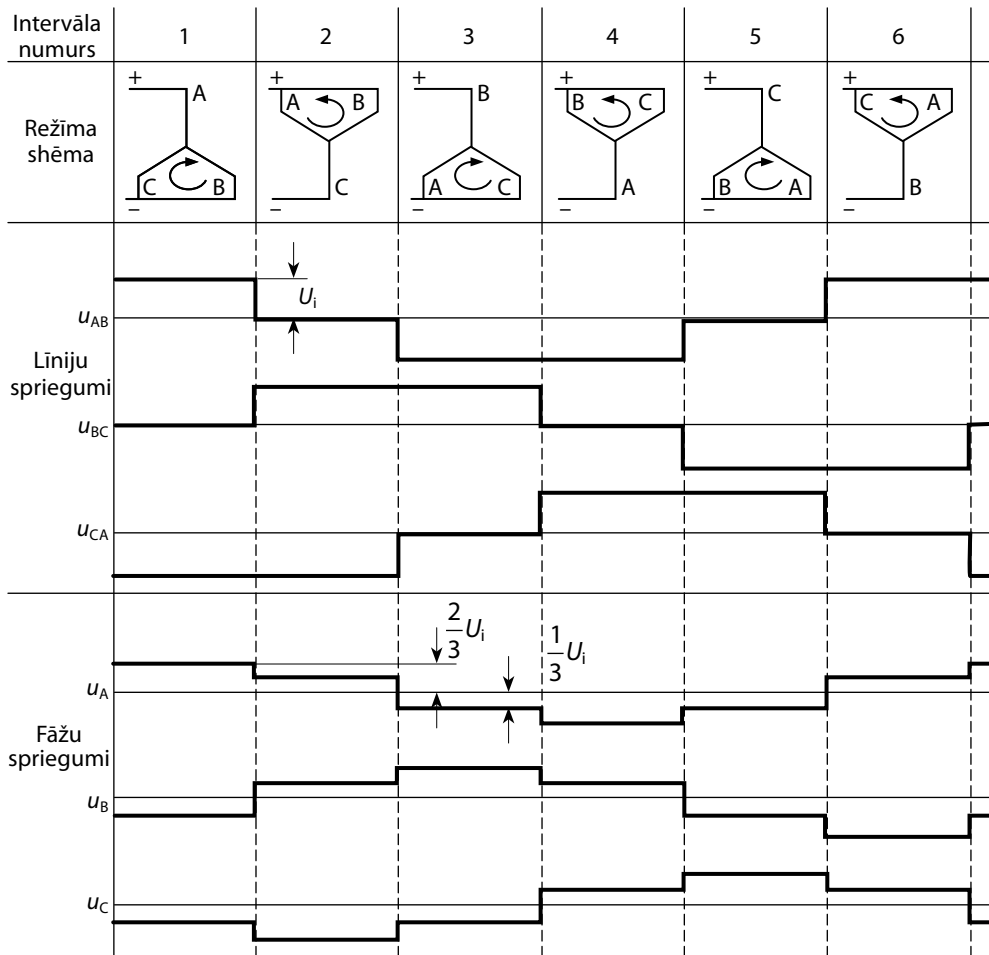
Salīdzinot diagrammas 6.6. att. un 6.7. att., redzams, ka VSI līnijas spriegumam ir tāda pati forma kā CSI līnijas strāvai. Lai uzsvērtu abu ierīču līdzību, 6.6. attēlā ilustrētas fāžu strāvu līknes trīsstūra slēgumā pievienotai slodzei, kas ir identiskas VSI fāžu spriegumu līknēm ar zvaigznes slēgumā pievienotu slodzi. Tādējādi, lai iegūtu pilnīgu dualitāti, būtu jāsalīdzina VSI ar slodzi zvaigznes slēgumā un CSI ar slodzi trīsstūra slēgumā. Taču, tā kā ierasts pieņemt, ka slodze dzinējam pievienota zvaigznes slēgumā, šai praksei sekosim arī turpmāk, kā rezultātā VSI un CSI attēlojumā būs novirzes no pilnīgas dualitātes (attiecībā pret konstantēm).

PWM invertora izejas signālu forma atkarīga no tā, kā ar konkrēto modulācijas veidu notiek pārslēgšanās no viena režīma uz citu un kā tiek izmantoti nulles režīmi. Vienkāršajā piemērā, kur katrā intervālā ir viens vadības signāla pārtraukums (6.5. att.), izejas signālu formu viegli attēlot, papētot režīmu diagrammas, kā to darījām VSI 6.3. attēlā. Rezultāts ilustrēts 6.8. attēlā. Acīmredzami pat šajā vienkāršajā gadījumā ar vienu vadības signāla pārtraukumu katrā intervālā ir samazinātas izejas signālu pamatharmonikas un izmainīts harmoniku saturs. PWM darbība ļauj kontrolēt pamatharmoniku, piemēram, lai nodrošinātu U/f attiecības regulēšanu. Vienlaikus iespējams regulēt arī harmoniku saturu, lai samazinātu harmoniku izraisītos zudumus dzinējā, vai regulēt kādus citus piedziņas parametrus. Kā jau varētu sagaidīt, laika gaitā izstrādātas daudzas modulācijas metodes. Šīs nodaļas mērķis nav detalizēti pētīt modulācijas metodes, tāpēc aplūkosim vienu piemēru, kas ilustrē ļoti plaši izmantotu un ierastu modulācijas paņēmieni.

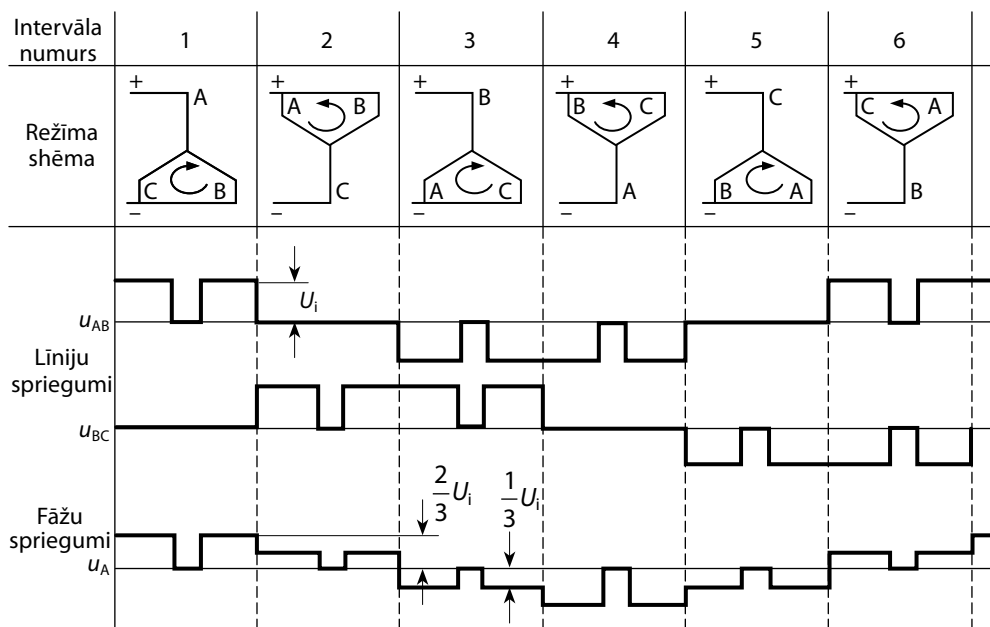
Diagrammās 6.9. attēlā ilustrēts sinusoidālas impulsa platuma modulācijas princips, kurā etalonsignālu (bieži – sinusoidālu) salīdzina ar daudz augstākas frekvences un nedaudz lielākas amplitūdas trīsstūrveida signālu. Katrā līkņu krustojšanās punktā slēdzis invertorā tiek attiecīgi ieslēgts vai izslēgts, kā tas attēlots diagrammā. Tādējādi iegūst virkni impulsu, kuru platums ir aptuveni proporcionāls etalonsignāla amplitūdai. Sinusoidāla etalonsignāla gadījumā impulsu platumi sinusoidāli mainās, kā rezultātā iegūst nelielu zemas kārtas harmoniku saturu. Tāpat iespējams parādīt, ka izejas sprieguma pamatharmonika ir lineāri atkarīga no etalonsprieguma, līdz tā amplitūda pietuvojas trīsstūrveida signāla amplitūdai. Šī diagramma kopumā attēlo tādas modulācijas metodes, kurās tiek izmantota nesējfrekvence un invertorā tiek formēta gandrīz nemainīga komutācijas frekvence. Otrs modulācijas veids ir histerēzes modulācija, kurā komutācijas frekvence netiek vadīta tiešā veidā. Šīs nodaļas kontekstā nav nepieciešams detalizēti saprast histerēzes modulācijas principu; pietiek ar izpratni par to, ka PWM invertors spēj nodrošināt trīsfāžu maiņsprieguma pamatharmonikas regulāciju.



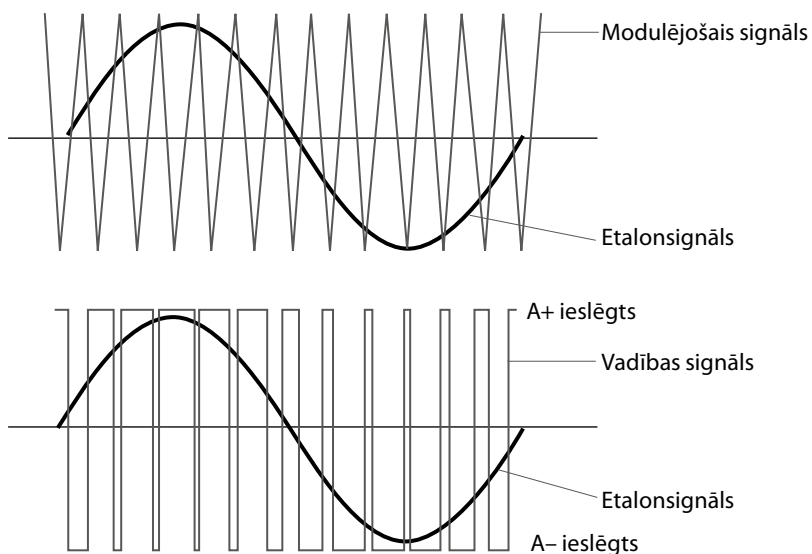
6.6. attēls. Izejas signālu diagramma CSI ar konstantu ieejas strāvu I_i .



6.7. attēls. Izejas signālu diagramma VSI ar konstantu ieejas spriegumu U_i .



6.8. attēls. PWM signālu diagramma (ar vienu pārtraukumu katrā intervālā), ja izmanto 6.5. attēla vadības signālus.



6.9. attēls. Vadības signālu formēšana ar sinusoidālu impulsa platuma modulāciju.

6.3. Pamatharmoniku ekvivalentās shēmas

Noteiktos gadījumos pietiek ar to, ka ievēro tikai sinusoidāla signāla pamatharmoniku. Elektrisko mašīnu analizē tā ir ierasta aproksimācija, jo var viegli pierādīt, ka augstākas kārtas harmonikas dod ļoti mazu vidējo momentu. Līdz ar to, ja jāiegūst piedziņas momenta raksturlīknes, visnotaļ pieņemami ir atspoguļot tikai pamatharmoniku un augstākas harmonikas neievērot. Harmoniku iekļaušana (vai risinājuma ieguve laika plaknē) ir attaisnojama tikai tādos gadījumos, kad rezultātā jāiegūst signālu līknes, momenta pulsācijas, efektivitātes novērtējums vai citi iekšēja rakstura darbības rādītāji. Vienkāršojums, ko iegūst, neievērojot augstākas kārtas harmonikas, ir ļoti būtisks. Tas kalpos par pamatu invertoru ekvivalentajām shēmām, kas atspoguļotas šajā nodaļā.

6.3.1. VSI un CSI stacionāra režīma signālu izvirzījums Furjē rindā

VSI spriegumu stacionārā režīmā var izteikt ar šādām Furjē rindām:

$$u_{i-1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_i \left[\sin\theta_i - \frac{1}{5}\sin 5\theta_i + \frac{1}{7}\sin 7\theta_i - \frac{1}{11}\sin 11\theta_i \dots \right]; \quad (6.18.)$$

$$u_f = \frac{2}{\pi} U_i \left[\cos\theta_f + \frac{1}{5}\cos 5\theta_f - \frac{1}{7}\cos 7\theta_f - \frac{1}{11}\cos 11\theta_f + \dots \right], \quad (6.19.)$$

kur leņķi $\theta_x = \omega_e t + \theta_{x0}$ nosaka invertora komutācijas frekvence un laika atskaites sākums (nulles moments katrai Furjē rindai izvēlēts atšķirīgs tamdēļ, lai izteiksmes būtu pēc iespējas vienkāršākas). 6.10. attēlā ilustrētas VSI spriegumu pamatharmonikas un faktiskās raksturlīknes.

Attiecīgos rezultātus CSI iegūst, aizstājot u un U ar i un I :

$$i_{i-1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin\theta_i - \frac{1}{5}\sin 5\theta_i + \frac{1}{7}\sin 7\theta_i - \frac{1}{11}\sin 11\theta_i \dots \right]; \quad (6.20.)$$

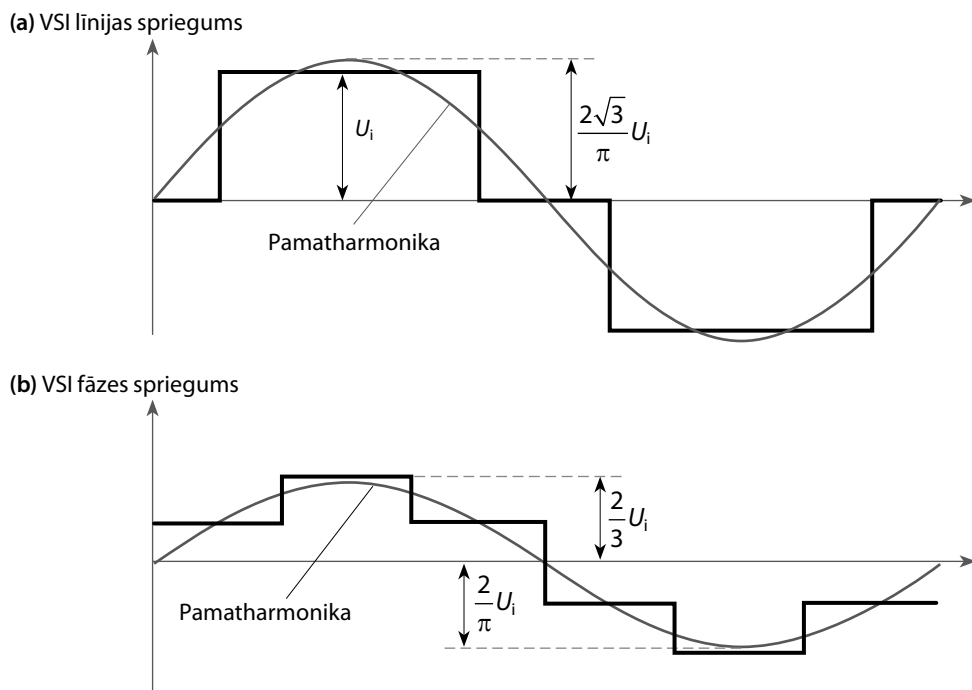
$$i_f = \frac{2}{\pi} I_i \left[\cos\theta_f + \frac{1}{5}\cos 5\theta_f - \frac{1}{7}\cos 7\theta_f - \frac{1}{11}\cos 11\theta_f + \dots \right]. \quad (6.21.)$$

PWM-VSI izejas spriegumu var aprakstīt ar šādām Furjē rindām:

$$u_{i-1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_i \left[a_1 \sin\theta_{1l} - \frac{a_5}{5} \sin\theta_{5l} + \frac{a_7}{7} \sin\theta_{7l} - \frac{a_{11}}{11} \sin\theta_{11l} \dots \right]; \quad (6.22.)$$

$$U_f = \frac{2}{\pi} U_i \left[a_1 \sin\theta_{1f} - \frac{a_5}{5} \sin\theta_{5f} - \frac{a_7}{7} \sin\theta_{7f} + \frac{a_{11}}{11} \sin\theta_{11f} + \dots \right], \quad (6.23.)$$

kur *PWM koeficienti* a_j ir atkarīgi no konkrētā PWM modulācijas veida. Piemēros, kas ilustrēti 6.5. un 6.9. attēlā, a_j vērtību var izteikt kā funkciju no α , kas ir īsslēguma posma ilgums. Ievērojiet, ka a_1 pēc definīcijas vienmēr ir vienāds ar vai mazāks par 1.



6.10. attēls. VSI spriegumu pamatharmoniku attiecības.

6.3.2. Pamatharmoniku aproksimācija

Izmantojot tikai lielumu pamatharmonikas, VSI iegūst šādas sakarības starp līnijas un fāzes spriegumu efektīvajām vērtībām U_{l-1} , U_f un invertora līdzspriegumu U_i :

$$U_{l-1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_i = 0,780 U_i;$$

$$U_f = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_i = 0,450 U_i. \quad (6.24.)$$

Ievērojiet, ka, kā jau paredzams, attiecība starp līnijas un fāzes spriegumu ir $\sqrt{3}$. Arī CSI var uzrakstīt līdzīgas izteiksmes, kas parāda sakarību starp līnijas un fāzes strāvu efektīvajām vērtībām trīsstūra slēgumā I_{l-1} , I_f un invertora līdzstrāvu I_i :

$$I_{l-1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_i = 0,780 I_i;$$

$$I_f = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_i = 0,450 I_i. \quad (6.25.)$$

PWM-VSI sakarības ir līdzīgas kā VSI (6.24.), izņemot to, ka parādās papildu reinzinātājs – PWM koeficients a_1 :

$$U_{i-1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} a_1 U_i;$$

$$U_f = \frac{\sqrt{2}}{\pi} a_1 U_i. \quad (6.26.)$$

Šie vienādojumi parāda sakarības starp galvenajiem ierobežojumiem trīs veidu invertoros: ieejas-izejas sprieguma ierobežojumiem VSI un PWM un ieejas-izejas strāvas ierobežojumiem CSI. Tie raksturo attiecīgajā invertora tipā tiešā veidā regulējamā lieluma pamatharmonikas pārejas attiecību no DC uz AC.

6.3.3. Jaudas bilance un invertora papildu ierobežojumi

Atklāts paliek jautājums – kāda ir pārejas attiecība otram (papildu) mainīgam – strāvai sprieguma invertorā (VSI) un spriegumam strāvas invertorā (CSI). Šī *papildu sakarība* nav atkarīga tikai no invertora viena paša, tā kā komutācijas ierobežojumi pilnībā *nenosaka* otru papildu mainīgo. Papildu mainīgā komutācijas ierobežojumu brīvības pakāpes dēļ tā pārejas attiecību būtiski ietekmē slodzes raksturs. Kaut gan nav skaidri parādīta faktiskā mijiedarbība starp vadāmības intervāliem, mūsu vajadzībām pietiks, ja aplūkosim kopējo ieejas-izejas jaudas bilanci un, balstoties uz to, noteiksim papildu mainīgā pārejas attiecību. Apskatīsim risinājuma gaitu trīsfāžu VSI; pārējos gadījumos jārikojas tādā pašā veidā, bet tiem tiks parādīti tikai rezultāti.

VSI ieejas un izejas sprieguma sakarība (6.24.) ir zināma, taču paliek jautājums par to, kā noteikt sakarību starp ieejas un izejas strāvu. Ja pieņem, ka invertors darbojas kā ideāls DC/AC pārveidotājs (proti, visa līdzstrāvas puses ieejas jauda tiek pārveidota pamatharmonikas jaudā invertora izejā), slodzei zvaigznes slēgumā varam rakstīt:

$$U_i I_i = 3U_f I_1 \cos \varphi, \quad (6.27.)$$

kur $\cos \varphi$ ir slodzes jaudas koeficients. Ievietojot izteiksmē fāzes spriegumu U_f no vienādojuma (6.24.) un izsakot invertora ieejas strāvas I_i vidējo (DC) vērtību, iegūstam šādu sakarību starp ieejas un izejas strāvu:

$$I_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_1 \cos \varphi = 1,35 I_1 \cos \varphi. \quad (6.28.)$$

Iegūto rezultātu var skaidrot ar to, ka invertora ieejā parādās tikai izejas strāvas aktīvā komponente. No tā izriet, ka reaktīvā komponente cirkulē invertora iekšienē īsslēguma strāvas formā, kas attēlota režīmu shēmās 6.3. attēlā. Pilnvērtīgāka ana-

līze, kas dod to pašu rezultātu, ir iekļauta [1]. Šajā avotā izklāstīta harmoniku ietekme un parādīta skaidra metode, kā rīkoties saistībā ar invertora īsslēguma strāvu.

Atbilstošais rezultāts strāvas invertoram (CSI), kas iegūts no tādas pašas jaudas bilances sakarības, ir

$$U_i = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_f \cos \varphi = 2,34 U_f \cos \varphi. \quad (6.29.)$$

Šajā vienādojumā, kā arī turpmāk nodaļā pieņemts, ka gan VSI, gan CSI slodze pievienota zvaigznes slēgumā. Konstante izteiksmē (6.29.) ir atšķirīga no (6.28.) tāpēc, ka CSI slodzei pieņemts zvaigznes slēgums, nevis VSI piemēram precīzi atbilstošais trīsstūra slēgums. Kā jau varētu sagaidīt, abu šo konstanšu attiecība ir $\sqrt{3}$.

PWM-VSI iegūst savukārt šādu izteiksmi (6.28.) atbilstošu rezultātu:

$$I_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} a_1 I_1 \cos \varphi = 1,35 a_1 I_1 \cos \varphi, \quad (6.30.)$$

kur vienīgā atšķirība no (6.28.) ir pievienots reizinātājs – PWM koeficients a_1 .

6.3.4. Vienas fāzes ekvivalentās shēmas

Ieejas-izejas lielumu pārejas attiecības, kas VSI dotas izteiksmēs (6.24.) un (6.28.), CSI – (6.25.) un (6.29.), bet PWM-VSI – (6.26.) un (6.30.), var viegli attēlot ar ekvivalentajām shēmām, ja visus interesējošos lielumus reducē uz katra invertora maiņstrāvas (AC) pusi [2], [3]. Metodes ilustrēšanai atkal izmantosim VSI kā piemēru. Ievērosim, ka

- 1) uz AC pusi reducētais invertora vienas fāzes ieejas spriegums izteikts vienādojumā (6.24.):

$$U_f = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_i = 0,450 U_i; \quad (6.31.)$$

- 2) strāvas ierobežojuma izteiksmi (6.28.) var pārrakstīt šādi:

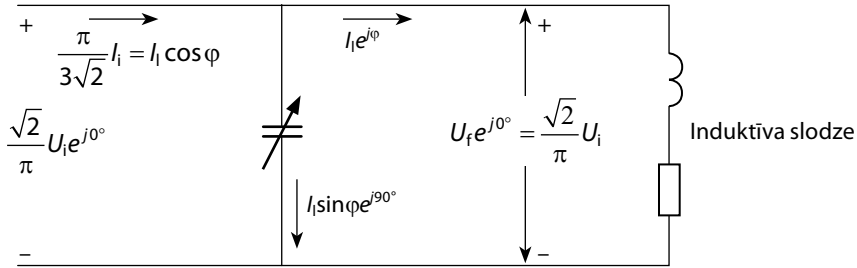
$$I_1 \cos \varphi = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} I_i = 0,740 I_i, \quad (6.32.)$$

kas izsaka uz AC pusi reducēto invertora ieejas strāvu I_i kā slodzes strāvas aktīvo komponenti.

6.11. attēlā ilustrēta vienkāršota ekvivalentā shēma, kuru apraksta izteiksmes (6.31.) un (6.32.). Shēmas labajā pusē ir ekvivalentās invertora fāzes izejas spāiles, kas pieslēgtas slodzei. Slodzes efektīvā sprieguma un strāvas vektori ir $U_f e^{j0^\circ} = (\sqrt{2} / \pi) U_i e^{j0^\circ}$ un $I_1 e^{j\varphi}$. Paralēli pieslēgts regulējams reaktīvs elements (induktīvai slodzei – kondensators), kas neitralizē slodzes strāvas reaktīvo komponenti. Šis elements atspoguļo invertora īsslēguma strāvu ietekmi un nepārtraukti

pielāgojas, lai tā paralēlslēgumam ar slodzes pilno pretestību būtu strāvu rezonanse. Strāva pa kreisi no šī elementa ir invertora ieejas strāva, reducēta uz invertora AC pusi, ko izsaka ar izteiksmi $[\pi / (3\sqrt{2})]I_i$ (6.32.).

Ieejas un izejas spriegumi sakrīt un ir vienādi ar fāzes spriegumu $U_f = (\sqrt{2} / \pi)U_i$ (6.31.). Invertors darbojas kā slodzei nepieciešamās reaktīvās jaudas avots, kas nepārtraukti regulē piegādāto reaktīvo jaudu (mainot šuntējošā reaktīvā elementa vērtību), lai tā būtu tieši vienāda ar slodzes patērēto reaktīvo jaudu.



6.11. attēls. Vienkāršota trīsfāžu VSI pamatharmoniku ekvivalentā shēma vienai fāzei.

Pilnīgāku ekvivalento shēmu, kurā iekļauta arī invertora ieejas spailēm pieslēgtā līdzstrāvas posma aktīvā pretestība r_{dc} , var izveidot tā, kā parādīts 6.12. attēlā. Faktiskais sprieguma kritums ir vienāds ar $r_{dc}I_i$, taču tas jāreducē uz AC pusi, reizinot ar sprieguma pārejas attiecību $\sqrt{2}/\pi$ un iegūstot $(\sqrt{2}/\pi)r_{dc}I_i$. Tā kā invertora ieejas strāva AC pusē ir $[\pi / (3\sqrt{2})]I_i$, pretestības r_{dc} reducētā vērtība ir

$$\frac{\left(\frac{\sqrt{2}}{\pi}\right)r_{dc}I_i}{\left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}}\right)I_i} = \frac{6}{\pi^2}r_{dc}. \quad (6.33.)$$

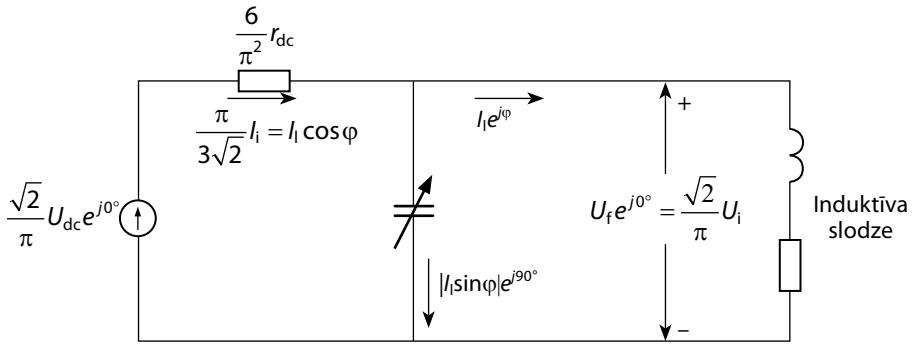
Līdzstrāvas posma ieejas spriegumu U_{dc} arī var reducēt uz AC pusi, to reizinot ar $\sqrt{2}/\pi$ un tādējādi iegūstot pilnīgu ekvivalento shēmu. Jaudu bilances vienādojums 6.12. attēla shēmai –

$$\left(\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_{dc}\right)\left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}}I_i\right) - \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}}I_i\right)^2\left(\frac{6}{\pi^2}r_{dc}\right) = U_f I_i \cos \varphi$$

kas reducējas uz

$$\frac{1}{3}(U_{dc}I_i) - \frac{1}{3}(I_i^2 r_{dc}) = P_f, \quad (6.34.)$$

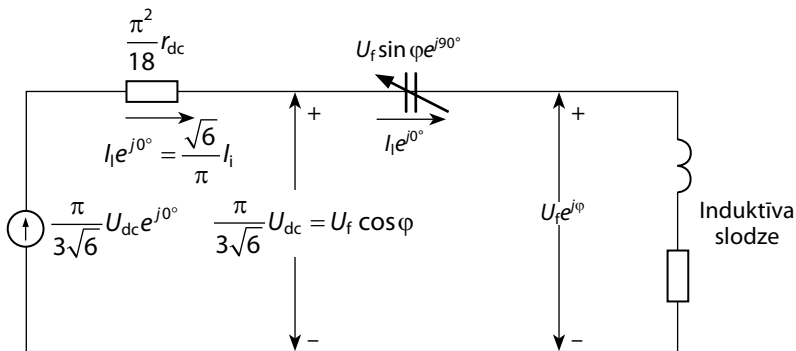
pierāda, ka ekvivalentā shēma pareizi atspoguļo sakarības starp jaudām invertora vienā fāzē.



6.12. attēls. Trīsfāžu VSI pamatharmoniku ekvivalentā shēma vienai fāzei.

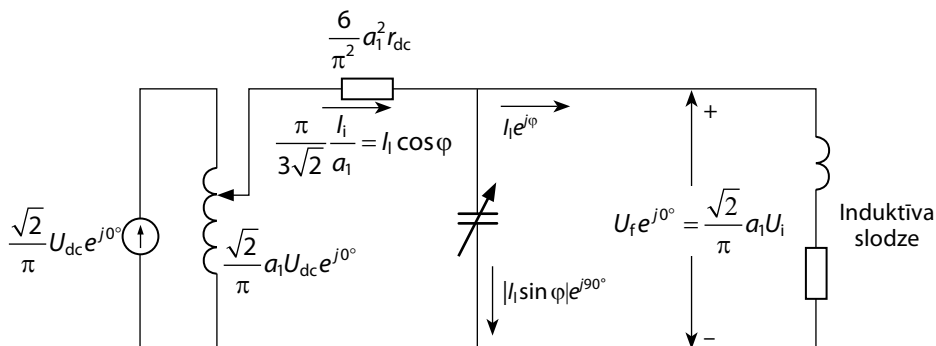
Atbilstošā CSI ekvivalentā shēma ilustrēta 6.13. attēlā. Šajā gadījumā reaktīvais elements pieslēgts virknē ar slodzi, lai atspoguļotu reaktīvo spriegumu, kas rodas CSI pārslēgšanas režīmiem raksturīgo ķēdes pārtraukumu rezultātā. Tāpat kā VSI, arī šajā shēmā attēlota līdzstrāvas posma aktīvās pretestības ietekme tādos gadījumos, kad CSI tiek barots no sprieguma avota.

Ja CSI ieeju var attēlot kā strāvas avotu, tad aktīvo pretestību un ekvivalento AC puses sprieguma avotu var aizstāt ar strāvas avotu.



6.13. attēls. Trīsfāžu CSI pamatharmoniku ekvivalentā shēma vienai fāzei.

Salīdzinot izteiksmi (6.24.) ar (6.26.) un izteiksmi (6.28.) ar (6.30.), redzams, ka PWM-VSI invertorā īstenotās impulsu platuma modulācijas rezultātā parādās PWM koeficients a_1 , kas tieši atbilst transformatora vijumu skaita attiecībai (transformācijas koeficientam). Balstoties uz šo apsvērumu, VSI ekvivalento shēmu 6.12. attēlā iespējams pārveidot tā, lai iegūtu PWM-VSI ekvivalento shēmu 6.14. attēlā. Impulsu platuma modulācijas ietekmi var parocīgi attēlot, izmantojot transformatoru ar mainīgu transformācijas koeficientu $1 : a_1$.



6.14. attēls. Trīsfāžu PWM-VSI invertora pamatharmoniku ekvivalentā shēma vienai fāzei.

Shēmas, kas ilustrētas 6.12., 6.13. un 6.14. attēlā, var izmantot, lai analizētu sprieguma inverteru un strāvas inverteru darbību pie pamatfrekvences stacionārā režīmā, tiem barojot jebkāda veida simetrisku, lineāru slodzi. Turpmākajās nodaļās aplūkoti piemēri shēmu izmantošanai asinhrono un sinhrono dzinēju piedziņas sistēmās. Regulējamie reaktīvie elementi shēmās pie pamatfrekvences attēlo inverteriem piemītošo spēju piegādāt slodzei nepieciešamo reaktīvo jaudu. Šī ir unikāla daudzfāžu inverteru īpašība, tā kā daudzfāžu sistēmās elektromagnētiski uzkrātā enerģija, kas saistīta ar induktīvu vai kapacitīvu slodzi (reaktīvo jaudu), var cirkulēt starp fāzēm un tai nav jācirkulē atpakaļ caur avotu. Tā kā šajā nodaļā pieņemts, ka slodze ir simetriska trīsfāžu, nepieciešams tikai veids, kā pārvadīt uzkrāto enerģiju no vienas fāzes uz citu. Induktīvas slodzes gadījumā enerģijas pārvadi VSI nodrošina īsslēguma ceļi, bet CSI – strāvas pārslēgšana no vienas fāzes uz citu. Kapacitīvas slodzes gadījumā enerģijas pārvade VSI notiek pie komutācijas, bet CSI – fāzē, kura ir pārtraukta. Līdz ar to ekvivalento shēmu attēlojuma precizitāte ir labāka ierastajos gadījumos – induktīvai slodzei pie VSI vai kapacitīvai slodzei pie CSI. Tomēr shēmas var izmantot arī citos gadījumos, ja vien rezultātus interpretē piesardzīgi un atpazīst iespējamās komutācijas “pīķus”, kas saistīti ar reaktīvās enerģijas pārvadi.

6.4. Inverteru ekvivalento shēmu izmantošana

Inverteru ekvivalentās shēmas, kas aplūktas iepriekšējās sadaļās, var izmantot ļoti dažādu no inverteriem veidotu piedziņas sistēmu darbības analīzei pie pamatfrekvences. Kā jau minēts iepriekš, ar šādu metodi noteiktās momenta raksturlīknes ir ļoti laba aproksimācija faktiskajām momenta raksturlīkņēm, tā kā augstākas kārtas harmonikas rada ļoti mazu vidējo momentu. Pamatfrekvences spriegumi un strāvas arī ļoti labi aproksimē faktiskās sistēmas attiecīgos lielumus. Taču sprieguma un strāvas līknes parasti nav iespējams pietiekami labi aproksimēt tikai ar

pamatharmoniku vien. Lai ilustrētu šo apgalvojumu, aplūkosim dažas faktiskās lielumu līknes, kādas var sagaidīt noteiktās sistēmās.

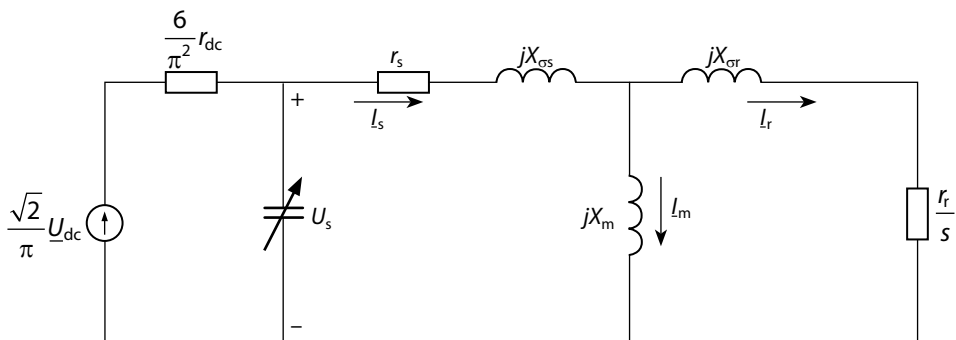
Te atspoguļotie lietojuma piemēri ir tikai neliela daļa no visu to sistēmu klāsta, kuru izpētei var izmantot invertoru ekvivalentās shēmas. Izvēlēti tādi piemēri, kas attēlo plaši izmantotas sistēmas un ilustrē dažus no daudziem invertoru–mašīnu mijiedarbības veidiem. Piedziņas sistēmu konfigurācija atšķiras ar šādiem rādītājiem (vienu vai vairākiem):

- 1) invertora veids – VSI, CSI, PWM-VSI;
- 2) barošanas avota veids ieejā – avots ar vadāmu spriegumu, vadāmu strāvu vai vadāmu pilno pretestību;
- 3) mašīnas veids – asinhronā, sinhronā;
- 4) ārējās atgriezeniskās saites vadības veids.

Katrs no šiem faktoriem var izraisīt būtiskas izmaiņas kopējā ekvivalentajā shēmā un rezultējošajā darbībā pie pamatfrekvences stacionārā režīmā. Turpmākajās sadaļās aprakstīti daži iespējamie varianti.

6.4.1. Asinhrono dzinēju piedziņa ar VSI

VSI kopā ar līdzsprieguma avotu veido regulējamās frekvences maiņsprieguma barošanas avotu, kas ir labi piemērots tradicionāla asinhronā dzinēja piedziņai. Vispārīga ekvivalentā shēma šādai sistēmai dota 6.15. attēlā. Piedziņas sistēma parasti ir programmēta tā, lai tā darbotos ar konstantu U/f attiecību vai ar mazliet palielinātu U/f attiecību pie zemākām frekvencēm. Šādas konfigurācijas gadījumā mijiedarbība starp invertoru un mašīnu ir salīdzinoši maza. Patiesībā vienīgā sistēmas pazīme, kas to atšķir no ideāla regulējamās frekvences avota, kurš baro asinhrono dzinēju, ir tas, ka dzinējam nepieciešamo reaktīvo jaudu piegādā invertors (ar regulējamā kondensatora palīdzību 6.15. att.). Tā rezultātā sprieguma kritums avota pretestībā r_{dc} ir proporcionāls tikai dzinēja strāvas aktīvajai komponentei, nevis kopējai strāvai.



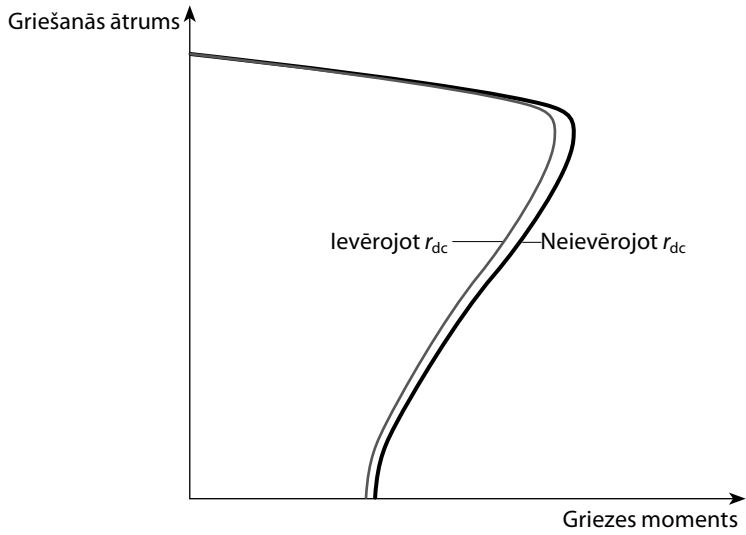
6.15. attēls. Pamatharmoniku ekvivalentā shēma asinchronajai mašīnai, kuru baro VSI ar līdzsprieguma avotu.

Tāpēc r_{dc} ietekme ir nedaudz atšķirīga no statora aktīvās pretestības r_s ietekmes. Lai r_{dc} ietekmi modelētu kā palielinātu statora pretestību r_s , labojuma koeficientā jāiekļauj dzinēja jaudas koeficients. Tādējādi jaunā ekvivalentās pretestības r_s vērtība izsakāma kā

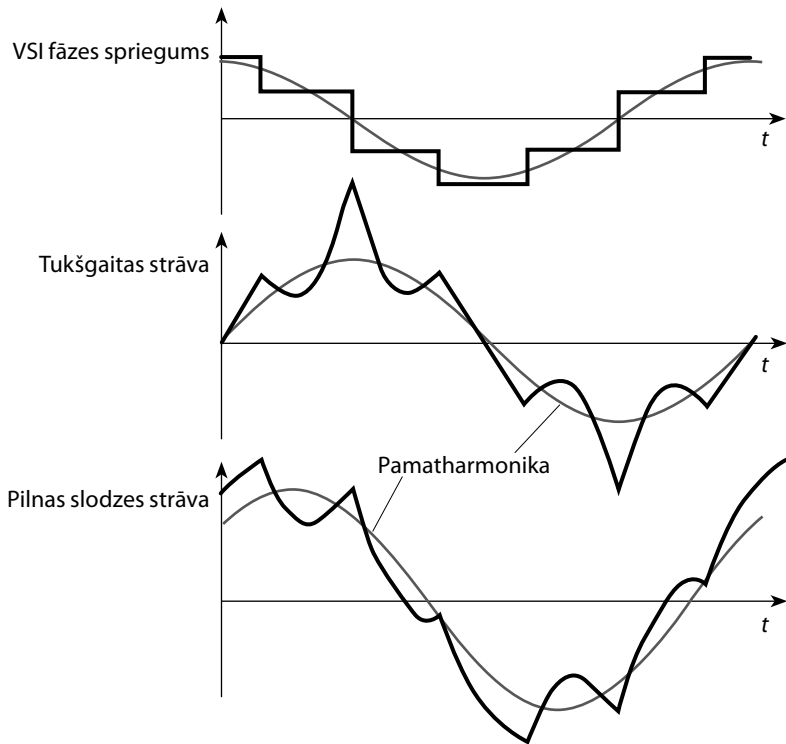
$$r_{s,ekv} = r_s + \frac{6}{\pi^2} r_{dc} \cos \varphi, \quad (6.35.)$$

kur $\cos \varphi$ ir dzinēja jaudas koeficients (ši izteiksme gan nav izmantojama jaudas aprēķiniem). Pie noteiktas ieejas līdzsprieguma vērtības risinājumu iegūst iteratīvi, jo $\cos \varphi$ nav zināms, kamēr nav noteikta slīdes vērtība. Pareizi projektētā VSI sistēmā sprieguma kritums pretestībā r_{dc} ir mazs, tāpēc to parasti var neievērot, izņemot darba režīmos ar zemu ātrumu. Ja aprēķinos nepieciešams ievērot r_{dc} , vienkāršākais risinājums ir pieņemt kādu dzinēja sprieguma vērtību, aprēķināt dzinēja strāvas, pievienot sprieguma kritumu pretestībā r_{dc} un tad mērogot visus spriegumus un strāvas, lai iegūtu nepieciešamo barošanas līdzstrāvas līmeni pie pētāmās slīdes vērtības. Šādā veidā iegūta tipiska mehāniskā raksturlīkne, kas ilustrē r_{dc} ietekmi uz kopējo veiktspēju, parādīta 6.16. attēlā. Ievērojiet, ka ietekme ir līdzīga r_s palielināšanai, izņemot režīmus ar ļoti mazu jaudas koeficientu (proti, tuvu vērtībām $s = 0$ un $s = 1$).

Ja VSI aizstāj ar PWM-VSI, darbības raksturojums ir kopumā līdzīgs. Vienīgās izmaiņas ekvivalentajā shēmā ir regulējama transformatora pievienošana ar transformācijas koeficientu $1 : a_1$. Shēmā iekļaujot transformatoru, svarīgi ievērot, ka avota pretestības r_{dc} reducētā vērtība tagad ir pareizināta ar a_1^2 , kā rezultātā impulsa platuma modulācijas gadījumā avota pretestības ietekme samazinās, jo īpaši pie zemām frekvencēm.



6.16. attēls. Mehāniskā raksturlīkne asinhronajam dzinējam ar VSI barošanu.



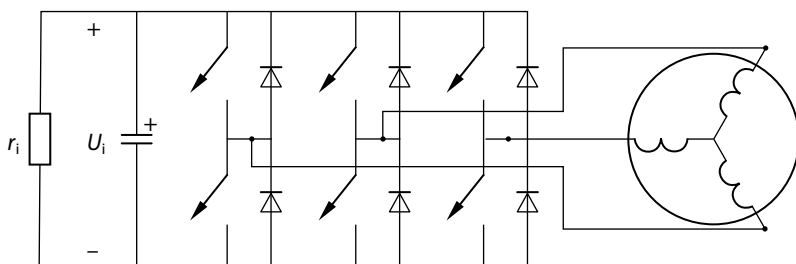
6.17. attēls. Fāzes spriegums un strāva asinhronajā mašīnā ar VSI barošanu.

Sagaidāmās strāvas raksturlīknes asinhronajai mašīnai, ko baro no VSI, parādītas 6.17. attēlā. Grafikā dotas arī strāvas pamatharmonikas. Attēlotās līknes atbilst B tipa mašīnai (atbilstoši NEMA klasifikācijai), kurā harmonikām ir nozīmīga ietekme uz maksimumstrāvu, taču pamatharmoniku ir viegli vizualizēt, jo tā ir nozīmīgākā strāvas harmoniskā komponente. Kā redzams grafikos, tukšgaitā harmoniku ietekme ir būtiskāka. Tas skaidrojams ar mazākām pamatharmonikām tukšgaitas režīmā.

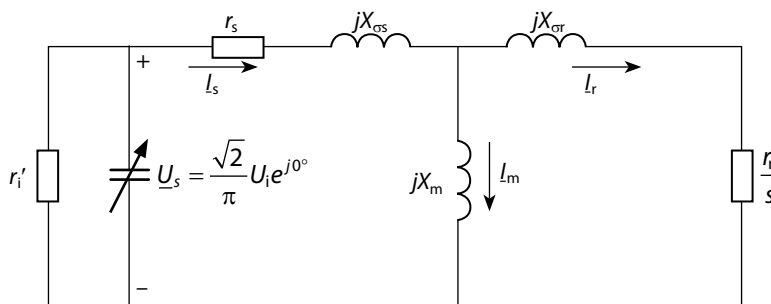
6.4.2. Pašierosme asinhronajā dzinējā ar VSI barošanu

VSI barotas asinhronās mašīnas darbība ģenerators režīmā ir interesants un svarīgs piemērs, kurā invertora–mašīnas mijiedarbība ir ļoti nozīmīga. Šāds režīms var izveidoties tad, ja piedziņas sistēmai iespējams primārās līdzstrāvas barošanas pārtraukums (īpašs dinamiskās bremsēšanas gadījums) vai ja iekārtu izmanto kā pašierosmes ģeneratoru. Tādos gadījumos regulējamais kondensators VSI ekvivalentajā shēmā kalpo kā reaktīvās jaudas avots un nodrošina magnetizēšanas strāvu, kas nepieciešama pašierosmes uzturēšanai [4].

(a) fiziskā sistēma



(b) ekvivalentā shēma



6.18. attēls. Pašierosmes asinhronais ģenerators ar VSI.

Šāda darba režīma ekvivalento shēmu iegūst, ekvivalento līdzstrāvas avotu 6.12. attēlā vienkārši aizvietojo ar īsslēgumu. Attiecīgā fiziskā sistēma un tās ek-

vivalentā shēma dota 6.18. attēlā. Pretestība r_1' ir reducēta faktiskā invertora slodzes pretestība r_1 :

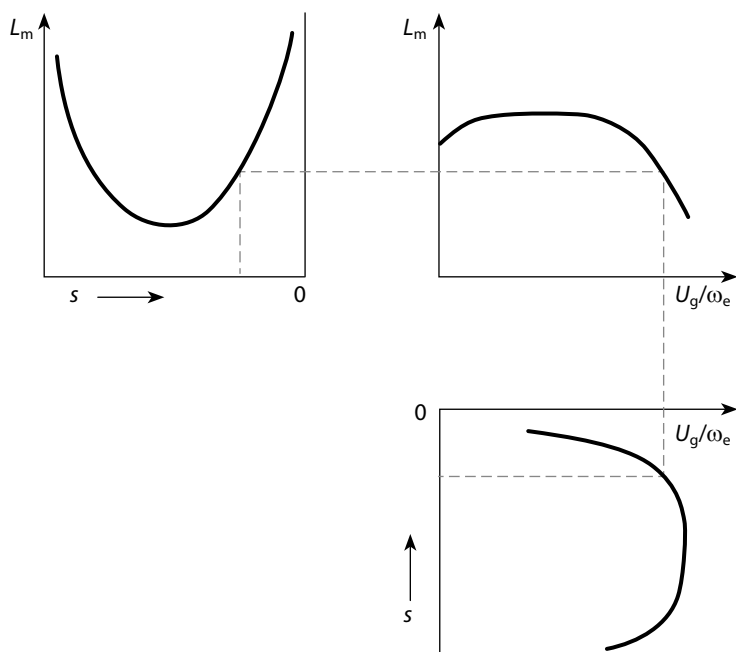
$$r_1' = \frac{6}{\pi^2} r_1. \quad (6.36.)$$

Tāpat ar pretestību r_1' var attēlot arī maiņstrāvas puses slodzes rezistora vērtību vienā fāzē.

Stacionārā režīmā no ekvivalentā shēmas 6.18. attēlā izriet ierobežojumu vienādojums

$$\frac{1}{r_1'} + G_i = 0, \quad (6.37.)$$

kur G_i ir asinhronās mašīnas ieejas pilnās vadītspējas reālā daļa. Konstanta rotora griešanās ātruma un noteiktas slīdes vērtības gadījumā ierobežojumu (6.37.) nav iespējams apmierināt, ja mašīnas parametru kopa ir nemainīga. Ja magnetizēšanas induktivitāti L_m pieņem kā mainīgu lielumu, kas atkarīgs no magnetizēšanas raksturlīknes, kura parāda sakarību starp L_m un gaisa spraugas spriegumu, tad tiek iegūta papildu brīvības pakāpe, kas ļauj apmierināt izteiksmi (6.37.). Tādā gadījumā L_m izsaka no ierobežojuma (6.37.) kā funkciju no slīdes pie noteiktas mašīnas parametru kopas, slodzes pretestības un griešanās ātruma. Tādējādi konkrētā slīdes vērtība nosaka nepieciešamo L_m , kas savukārt no magnetizēšanas raksturlīknes (L_m un gaisa spraugas sprieguma sakarības) noteic magnētiskās plūsmas līmeni un inducēto spriegumu. Grafiski tas attēlots 6.19. attēlā.



6.19. attēls. Gaisa spraugas sprieguma noteikšana pašierosmes gadījumā sistēmai ar VSI.

Visaptveroša VSI invertora pašerosmes analīze izklāstīta [1]. Lai ieskicētu šo metodi un iegūstamo rezultātu veidu, aplūkosim tukšgaitas režīmu ($r_1' \rightarrow \infty$). Rezultāts, ko iegūst, izmantojot izteiksmi (6.37.), ir pietiekami vienkāršs un ļauj izteikt L_m atkarībā no s :

$$L_m = -\frac{r_s L_\sigma s^2}{s r_r + s^2 r_s} + \sqrt{\left(\frac{r_s L_\sigma s^2}{s r_r + s^2 r_s}\right)^2 - \frac{r_s}{\omega_e^2} \left(\frac{r_r^2 + (s \omega_e L_\sigma)^2}{s r_r + s^2 r_s}\right)}. \quad (6.38.)$$

Aplūkojot izteiksmi (6.38.), uzreiz ir iespējams saskatīt vairākas sistēmas īpašības:

- 1) pie noteiktas slīdes un frekvences eksistē ne vairāk kā viena reāla, pozitīva L_m vērtība;
- 2) slīdes diapazons, kurā eksistē (6.38.) atrisinājumi, ir ierobežots, un to nosaka saucēja vienādojuma ($s^2 r_s + s r_r = 0$) saknes:

$$s = 0, \quad s = -r_r / r_s; \quad (6.39.)$$

- 3) pie šādām slīdes vērtībām L_m tiecas uz bezgalību, līdz ar to L_m minimālā vērtība atrodas starp šīm slīdes robežvērtībām.

Ar minētajām īpašībām pietiek, lai izprastu pašerosmes procesā notiekošo mijiedarbību. Līdzsvara ierobežojums (6.37.) nosaka sakarību starp L_m un s , kas ilustrēta grafikā 6.19. attēla kreisajā pusē. Noteiktai slīdes s vērtībai atbilstošā L_m nosaka gaisa spraugas plūsmu uz magnetizēšanas līknes, kā parādīts 6.19. attēlā augšā pa labi. Tādējādi var iegūt visu gaisa spraugas sprieguma un slīdes raksturlīkni, kas dota apakšējā grafikā pa labi.

Ja slīdes vērtība ir maza, izteiksmē (6.38.) var neievērot locekļus ar reizinātāju s^2 , tādējādi iegūstot ļoti vienkāršu sakarību starp L_m un s :

$$L_m = \frac{1}{\omega_e} \sqrt{-\frac{r_s r_r}{s}}. \quad (6.40.)$$

Iegūtais rezultāts skaidri norāda uz to, ka L_m un s sakarības noteikšanā liela nozīme ir mašīnas pretestībām. Rezultātu (6.40.) ir lietderīgi aplūkot kontekstā ar ekvivalento shēmu 6.18. attēlā. Vienkāršota shēma tukšgaitas režīmam pie mazas slīdes dota 6.20. attēlā līdz ar attiecīgo vektoru diagrammu. Tā kā slīde s ir maza, strāva I_r ir maza salīdzinājumā ar I_m , un tāpēc

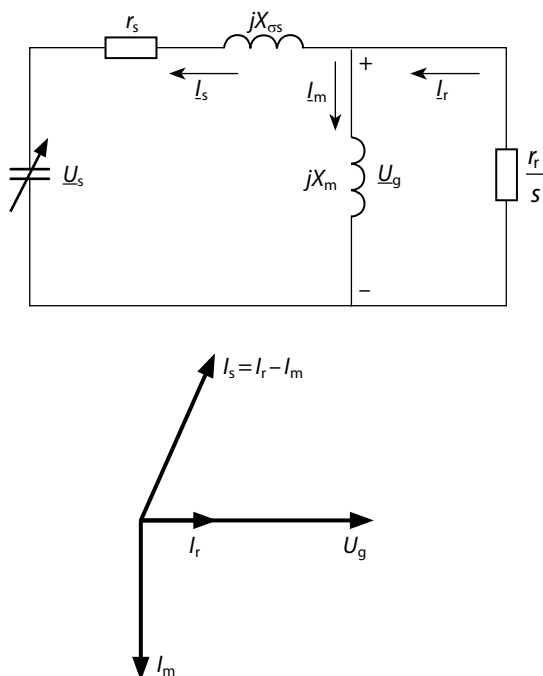
$$I_m \approx I_s. \quad (6.41.)$$

Līdzsvara vienādojumu mazai slīdei (6.40.) iegūst, (negatīvo) jaudu pretestībā r_r/s pielīdzinot zudumiem statorā:

$$\frac{U_g^2}{X_m^2} r_s = \frac{U_g^2}{r_r / s}. \quad (6.42.)$$

Ar šādu interpretāciju līdzsvara stāvoklis tiek sasniegts tad, kad zudumi statorā, kuri pieaug līdz ar piesātināšanos, precīzi atbilst elektriskajai jaudai, kas iegūta,

pārveidojot mehānisko jaudu. Tādējādi slīdes pieaugums palielina kā pārveidotās jaudas apjomu, tā arī piesātinājumu. No šī skatupunkta ir skaidrs, ka papildu zudumus statora elektriskajā ķēdē (invertora zudumus) var interpretēt kā r_s palielināšanos. Savukārt virpuļstrāvu zudumus un zudumus serdē shēmā var attēlot paralēli r_r/s , tādējādi faktiski palielinot r_r vērtību (tā kā s ir negatīva). Līdz ar to reālā sistēmā papildu zudumus var ietvert, palielinot r_s un r_r vērtības, kaut gan “neomiskā” invertora daba un zudumi serdē var izraisīt arī anomālijas.



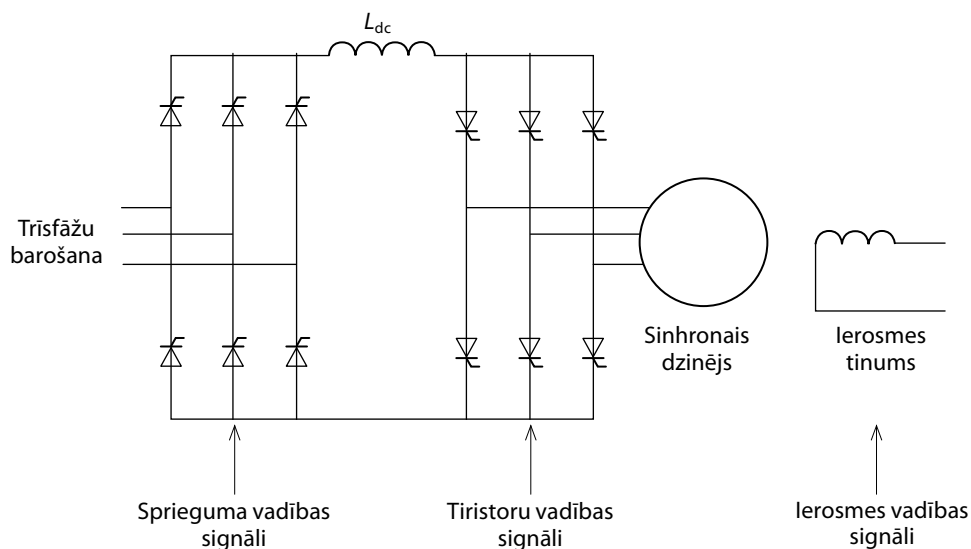
6.20. attēls. Pašierosmes asinhronā mašīna ar VSI barošanu tukšgaitas režīmā ar mazu slīdi.

Slodzes pretestības r_i' pievienošana invertora ieejas spailēm noved pie uzdevuma, kas prasa daudz sarežģītāku analīzi. Kopumā slodzes pievienošanas ietekme ir tāda, ka L_m līkne (atkarība no s) 6.19. attēlā pārbīdās uz augšu un pa kreisi. Tā rezultātā pie jebkuras slīdes s vērtības pieaug attiecīgā L_m vērtība un samazinās ierosmes līmenis. Ja slodze ir pietiekami liela, L_m vērtība pārsniegs maksimālo saasniedzamo L_m un pašierosme tiks pārtraukta. Ātruma samazināšanai ir līdzīga ietekme kā slodzes pieaugumam.

Šis piemērs skaidri parāda invertora ekvivalentās shēmas noderīgumu – tā kalpo par pamatu tādu situāciju analīzei, kurās invertora–mašīnas mijiedarbībai ir nozīmīga loma. Ievērojiet, cik viegli kopējā analīzē iespējams iekļaut citas parādības, kas saistītas ar tradicionālu ekvivalento shēmu (L_m piesātinājumu). Tā ir ekvivalento shēmu metožu būtiska priekšrocība.

6.4.3. Neizvirzītu polu sinhronās mašīnas piedziņa ar CSI

Aplūkosim sinhronās mašīnas piedziņu ar CSI kā otru piemēru spēcīgai invertora un mašīnas mijiedarbībai. Šādai piedziņas sistēmai ir arī būtiska praktiska nozīme – tās šobrīd plaši izmanto lieljaudas iekārtās (ar ~1000 ZS jeb 745,7 kW un lielāku jaudu). Pamatsistēma ilustrēta 6.21. attēlā. To veido sinhronā mašīna, CSI, vadāms līdzstrāvas avots un vadības sistēma ierosmes strāvas, CSI tiristoru vadības impulsu un līdzstrāvas barošanas avota līmeņa regulēšanai. Vadības līdzekļu raksturs un vadības signālu izcelsme nav būtiska, jo izveidotie modeļi tiks izmantoti tikai stacionāra režīma analīzei un apraksta jebkuru sistēmu, kurai ir tāda pati CSI un sinhronās mašīnas konfigurācija kā 6.21. attēlā.



6.21. attēls. Sinhronās mašīnas piedziņa ar CSI.

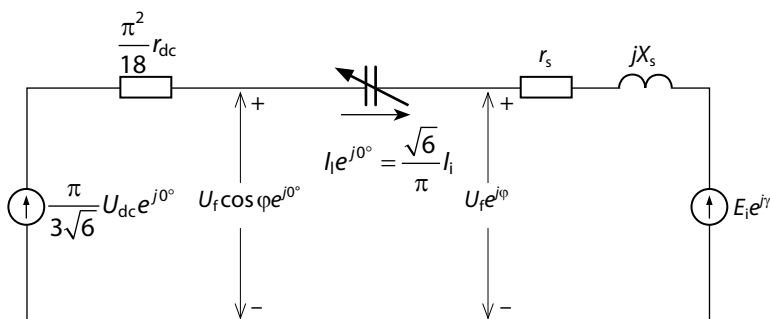
Pilnīgu ekvivalento shēmu, kas apraksta 6.21. attēlā dotās sistēmas pamatharmoniku darbību stacionārā režīmā, iegūst, savienojot CSI ekvivalento shēmu no 6.3. nodaļas ar tradicionālu neizvirzītu polu sinhronās mašīnas ekvivalento shēmu. Tādējādi iegūtā kopējā ekvivalentā shēma dota 6.22. attēlā.

Šajā shēmā CSI attēlots ar maiņstrāvas avotu, kas ir proporcionāls ieejas līdzspriegumam, virknē slēgtu aktīvo pretestību, kas proporcionāla līdzstrāvas posma pretestībai, un virknē slēgtu regulējamu reaktīvu elementu (6.22. attēlā – regulējamu kondensatoru). Atcerieties, ka, kā paskaidrots 6.3.4. sadaļā, šis virknē slēgtais reaktīvais elements attēlo CSI reaktīvās jaudas raksturlīkni. Tas nepārtraukti pieļāgojas, lai tam ar slodzes ekvivalento induktīvo pretestību būtu spriegumu rezonanse, tādējādi modelējot invertora spēju piegādāt reaktīvo jaudu. Visi spriegumi

un strāvas 6.22. attēlā izteikti ar to efektīvajām fāzes vērtībām. Kā redzams attēlā, strāva I_1 ir efektīvā līnijas strāva, kas vienāda ar ieejas strāvu I_i , reizinātu ar koeficientu $6/\pi$. Jauda shēmā vienāda ar trešdaļu no visas sistēmai pievadītās jaudas, par ko ar pārliecināties, izsakot ieejas jaudu:

$$P_i = \left(\frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_{dc} \right) \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_i \right) = \frac{U_{dc} I_i}{3}. \quad (6.43.)$$

Spriegums uz mašīnas spailēm ir $U_f e^{j\varphi}$, kur φ ir mašīnas jaudas koeficienta leņķis. Tā kā virknē slēgtais reaktīvais elements absorbē to sprieguma komponenti, kura attiecībā pret strāvu ir nobīdīta fāzē par 90° , šī reaktīvā elementa ieejā paliek tikai tā sprieguma daļa, kas sakrīt fāzē ar strāvu. Šis spriegums 6.22. attēlā apzīmēts kā $U_f \cos \varphi e^{j0^\circ}$.



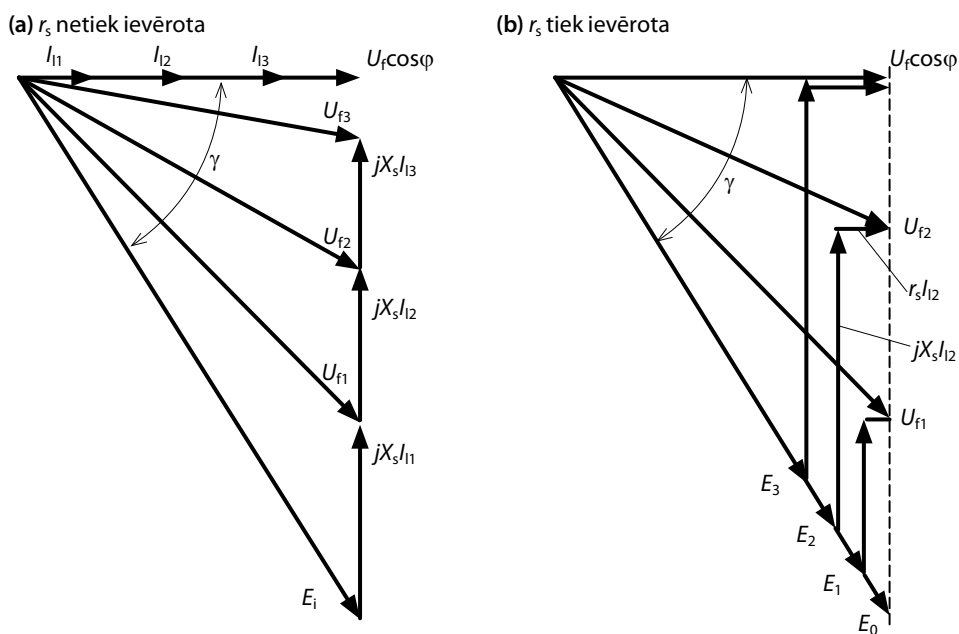
6.22. attēls. Pilnīga ekvivalentā shēma sinhronajai mašīnai ar CSI barošanu.

6.23. attēlā dotas vektoru diagrammas šādai sistēmai pie nemainīgas ieejas sprieguma U_{dc} vērtības un noteikta iekšējā nobīdes leņķa γ (nevis jaudas koeficienta leņķa φ). Tas ir plaši izmantots darba režīms, kam nepieciešama vadība ar kādu atgriezenisko saiti, lai uzturētu strāvu ar nemainīgu fāzes leņķi attiecībā pret iekšējo EDS E_i . Fizikāli tas skaidrojams tā, ka trīsfāžu strāvas radītais magnetizējošais spēks jāregulē tā, lai uzturētu nemainīgu telpisko leņķi attiecībā pret ierosmes magnetizējošo spēku (līdzstrāvas mašīnā tādu pašu uzdevumu veic kolektors). CSI nodrošina parocīgu metodi, kā īstenot šo uzdevumu, – ar vadības signālu palīdzību iespējams regulēt arī statora strāvas fāzes leņķus.

Vektoru diagrammās strāva izmantota kā atskaites lielums, jo visur ekvivalentajā shēmā strāva ir vienāda. Vienkāršības labad diagrammās netiek ievērota līdzstrāvas posma aktīvā pretestība; skaidrs, ka vienīgā r_{dc} ietekme ir tāda, ka palielinās statora pretestības šķietamā vērtība. 6.23. (a) attēlā ilustrēta sistēmas darbība pie trīs dažādām slodzes strāvām, neievērojot ne statora pretestību, ne arī r_{dc} . Ja U_{dc} ir nemainīgs un līdzstrāvas posma pretestība netiek ievērota, fāzes spriegums $U_f \cos \varphi$ arī ir nemainīgs. Mainoties slodzes strāvai, U_f vektora galapunkts, kā redzams attēlā, vertikāli pārvietojas $jX_s I_1$ virzienā. Sprieguma komponenti $U_f \sin \varphi$ absorbē regulēja-

mais reaktīvais elements (konkrētajā gadījumā tā būtu regulējama induktivitāte, tā kā pieņemts, ka mašīna darbojas ar apsteidzošu jaudas koeficientu, lai CSI varētu komutēt slodzi). Vektoru diagrammā skaidri redzama sprieguma samazināšanās līdz ar strāvas pieaugumu un nepieciešamā jaudas koeficienta palielināšanās. Gadījumā, ja nav pretestības r_s (6.23. (a) att.), E_i , mainoties slodzei, paliek nemainīgs. Līdz ar to pie nemainīgas ierosmes mašīnas griešanās ātrums ir konstants. Tā kā netiek ievēroti nekādi zudumi, griezes moments ir proporcionāls I_1 un mehāniskā raksturliktne šajā gadījumā ir taisna līnija ar konstantu ātrumu kā paralēlas ierosmes līdzstrāvas dzinējam bez aktīvās pretestības.

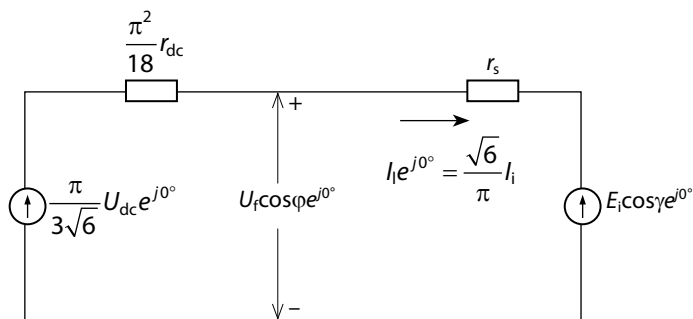
Statora aktīvās pretestības ietekme parādīta 6.23. (b) attēlā. Ja r_{dc} neievēro, tad $U_f \cos \varphi$ joprojām ir nemainīgs un r_s ietekme izpaužas tādējādi, ka diagrammai tiek pievienots horizontāls vektors, kas atbilst sprieguma kritumam $I_1 r_s$. Tā rezultātā, strāvai pieaugot, samazinās E_i amplitūda. Tas nozīmē, ka, pie nemainīgas ierosmes samazinās mašīnas ātrums, kam savukārt nepieciešama samazināta invertora frekvence. Pieaugot slodzei, mehāniskajā raksturliktnē tagad parādās ātruma samazinājums, līdzīgi kā paralēlas ierosmes līdzstrāvas dzinējam.



6.23. attēls. Vektoru diagrammas sinhronajai mašīnai ar CSI barošanu, ja U_{dc} un γ vērtība ir nemainīga un $r_{dc} = 0$.

Tā kā reaktīvo sprieguma kritumu vienmēr precīzi kompensē invertora modeļa mainīgais reaktīvais elements, kopējā sistēmas modelī jāatspoguļo tikai tās dažādu spriegumu komponentes, kas sakrīt fāzē ar strāvu. Tas noved pie vienkāršotas ekvivalentās shēmas (6.24. att.), kur saglabātas tikai visu spriegumu aktīvās

komponentes. Ievērojiet, ka, tā kā spriegums jI_1X_s ir pilnībā reaktīvs, tas pazūd pavisam. Savukārt EDS E_i komponente $E_i \cos \gamma$ ir tā, kas sakrīt fāzē ar strāvu I_1 . Lai gan 6.24. attēla shēma joprojām attēlo maiņstrāvas ķēdi, visi spriegumi tajā sakrīt fāzē, tādēļ dažādu lielumu aprakstīšanai var izmantot parastos algebriskus vienādojumus. Acīmredzams, ka tad, ja γ ir konstants, shēma līdzinās līdzstrāvas mašīnas ekvivalentajai shēmai.



6.24. attēls. Vienkāršota ekvivalentā shēma sinhronajai mašīnai ar CSI barošanu.

Momentu var vienkārši noteikt, aprēķinot jaudu ķēdē un ievērojot elektriskos zudumus. Rezultātā iegūst:

$$M_e = 3 \frac{E_i I_1 \cos \gamma}{\omega_{rm}} = 3 k_t \phi_p I_1 \cos \gamma, \quad (6.44.)$$

kur 3 norāda uz fāžu skaitu un sakarība

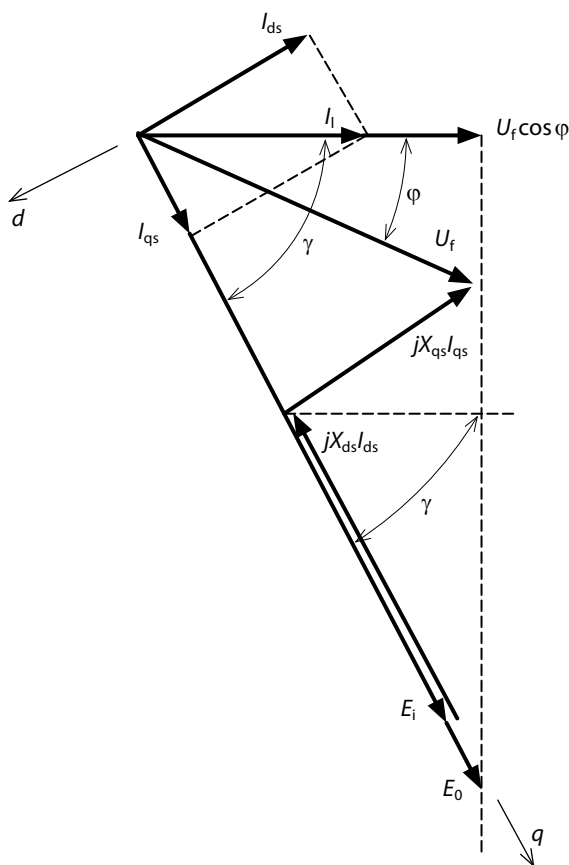
$$E_i = k_t \phi_p \omega_{rm} \quad (6.45.)$$

tiek izmantota, lai izteiktu garenplūsmu tukšgaitas režīmā. Arī šī izteiksme ir analoģiska līdzstrāvas mašīnai. Svarīgi saprast, ka vektoru diagrammas 6.23. attēlā atbilst nemainīgai U_{dc} un γ vērtībai, savukārt shēma 6.24. attēlā ir vispārīga un piemērojama neatkarīgi no dažādu lielumu izmaiņām.

Ar vienkāršoto shēmu 6.24. attēlā iespējams novērtēt sistēmas darbību kopumā, taču sistēmas iekšējo lielumu noteikšanai nepieciešama statora ķēdes vektoru diagramma. Tādējādi, piemēram, pie nemainīgas U_{dc} un γ vērtības ar vienkāršotās shēmas palīdzību var aprēķināt sistēmas strāvu un noteikt mehānisko raksturliikni. Savukārt, lai noteiktu spriegumu uz sinhronās mašīnas spailēm vai statora jaudas koeficientu, kā nākamais solis analizē jāizmanto arī tradicionāla vektoru diagramma. Vēl viens piemērs – darbības režīmam ar nemainīgu U_{dc} un frekvenci (tātad arī konstantu E_i) shēma ļauj noteikt sakarību starp strāvu un leņķi γ , kā arī starp momentu un γ . Turpmākiem aprēķiniem izmantojot vektoru diagrammu, iespējams noteikt spriegumu uz spailēm un jaudas koeficientu.

6.4.4. Izvirzītu polu sinhronās mašīnas piedziņa ar CSI

Sinhronās mašīnas sarežģīto sakarību dēļ CSI barotas izvirzītu polu mašīnas analīze ir komplicētāka. Šajā gadījumā nepastāv shēma, kas būtu līdzīga 6.22. attēlā dotajai pilnīgajai shēmai, jo izvirzītu polu mašīnai neeksistē uz statora tinumu reducēta ekvivalentā shēma. Tomēr, kā paskaidrots turpmāk, sistēmu, ko veido CSI un izvirzītu polu sinhronā mašīna, iespējams attēlot ar vienkāršotu ekvivalento shēmu.



6.25. attēls. Vektoru diagramma izvirzītu polu sinhronajai mašīnai ar apsteidzošu statora strāvu I_s . Ievērojiet, ka I_{ds} ir negatīva.

6.25. attēlā dota vektoru diagramma izvirzītu polu mašīnai, kas darbojas ar iekšējo nobīdes leņķi γ . Tā kā pastāv divi reaktīvi spriegumi – $jX_{ds}I_{ds}$ un $jX_{qs}I_{qs}$, kopējā strāvas radītā reaktīvā sprieguma krituma vektors vairs nav perpendikulārs strāvas vektoram. Tāpēc, pretēji 6.23. attēlā ilustrētajai situācijai, darba režīmā ar nemainīgu U_{dc} un γ EDS vērtība nav konstanta. Tādējādi, ja pat neievēro nevienu aktīvo pretestību, izvirzītu polu mašīnas griešanās ātrums pie slodzes izmaiņām

būs mainīgs pretstatā neizvirzītu polu mašīnai. Tas rosina domāt, ka jābūt ar polu izvirzījumu saistītai ekvivalentai aktīvajai pretestībai, kura jāiekļauj 6.24. attēlam līdzīgā vienkāršotā ekvivalentajā shēmā.

Ekvivalento shēmu izvirzītu polu mašīnai ar CSI barošanu var iegūt, no 6.25. attēla vektoru diagrammas izsakot vienādojumu ar spriegumiem, kas sakrīt fāzē ar strāvu. Atbilstoši attēlam diagrammā ir šādi spriegumi, kas sakrīt fāzē ar strāvu:

$$U_f \cos \varphi = E_i \cos \gamma - I_{ds} X_{ds} \cos \gamma + I_{qs} X_{qs} \sin \gamma. \quad (6.46.)$$

Izmantojot I_{ds} un I_{qs} izteiksmes

$$\begin{aligned} I_{ds} &= I_1 \sin \gamma, \\ I_{qs} &= I_1 \cos \gamma, \end{aligned} \quad (6.47.)$$

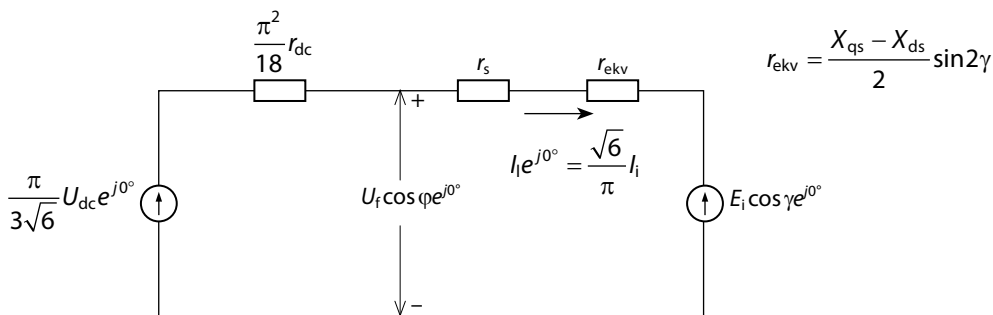
vienādojumu (6.46.) varam pārrakstīt šādi:

$$U_f \cos \varphi = E_i \cos \gamma + I_1 \sin \gamma \cos \gamma (X_{qs} - X_{ds}) \quad (6.48.)$$

jeb

$$U_f \cos \varphi = E_i \cos \gamma + I_1 \left(\frac{X_{qs} - X_{ds}}{2} \right) \sin 2\gamma. \quad (6.49.)$$

Pēdējās divās izteiksmēs parādās polu izvirzījuma izraisītā papildu komponente spriegumam, kura sakrīt fāzē ar strāvu. Tādējādi iegūtā vienkāršotā ekvivalentā shēma ilustrēta 6.26. attēlā.



6.26. attēls. Vienkāršota ekvivalentā shēma izvirzītu polu sinhronajai mašīnai ar CSI barošanu.

Lai gan polu izvirzījumam atbilstošais elements 6.26. attēlā ilustrēts kā rezistors, jauda pretestībā r_{ekv} netiek izkliedēta siltuma veidā, bet gan, pateicoties mašīnas reaktīvajam momentam, tiek pārveidota mehāniskajā jaudā. Griezes momentu atkal var izteikt no ekvivalentās shēmas jaudas:

$$M_e = 3p \left[\frac{E_i I_1}{\omega_r} \cos \gamma + I_1^2 \frac{(X_{qs} - X_{ds}) \sin 2\gamma}{2\omega_r} \right]. \quad (6.50.)$$

Izvirzītu polu mašīnas darbība kopā ar CSI ir vēl viens spēcīgas invertora un mašīnas mijiedarbības piemērs. Šajā gadījumā, izmantojot vienkāršotu ekvivalento shēmu, iespējams izveidot invertora–mašīnas sistēmas modeli par spīti tam, ka pašu mašīnu nav iespējams aprakstīt ar vienkāršotu ekvivalento shēmu.

6.5. VSI un CSI sistēmu salīdzinājums

Ekvivalento shēmu modeļu izveide ļauj secināt, ka VSI un CSI sistēmas daudzos aspektos ir duālas. VSI ar zvaigznes slēgumā pievienotu slodzi precīzi atbilst CSI ar slodzi trīsstūra slēgumā attiecībā pret barošanas pamatshēmas ieejas–izejas lielumu ierobežojumiem. Pamatshēmas parametru dualitātes un dažu citu ar vadības veidiem saistītu aspektu dēļ daudzas VSI un CSI īpašības ir līdzīgas. Abu veidu sistēmu duālās īpašības apkopotas 6.1. tabulā.

6.1. tabula

VSI un CSI sistēmu dualitāte

| VSI izejā ir ierobežots spriegums | CSI izejā ir ierobežota strāva |
|--|---|
| līdzstrāvas kopnes galvenais elements ir paralēli slēgts kondensators | līdzstrāvas kopnes galvenais elements ir virknē slēgta induktivitāte |
| līdzstrāvas kopnes strāva proporcionāla dzinēja jaudas koeficientam | līdzstrāvas kopnes spriegums proporcionāls dzinēja jaudas koeficientam |
| izejas spriegums satur harmonikas, kuru amplitūda samazinās līdz ar harmoniku kārtas pieaugumu | izejas strāva satur harmonikas, kuru amplitūda samazinās līdz ar harmoniku kārtas pieaugumu |
| priekšrocība ir dzinējiem ar lielāku izkliedes induktīvo pretestību | priekšrocība ir dzinējiem ar mazāku izkliedes induktīvo pretestību |
| var izmantot dzinējiem, kuru parametri ir mazāki par nominālajiem | var izmantot dzinējiem, kuru parametri ir lielāki par nominālajiem |
| rekuperācijas režīmā līdzstrāvas kopnes strāva maina virzienu | rekuperācijas režīmā līdzstrāvas kopnes spriegums maina virzienu |
| noturīgs pret ķēdes pārtraukumiem | noturīgs pret īsslēgumiem |
| relatīvi mazi slodzes strāvas zudumi | relatīvi lieli slodzes strāvas zudumi |
| relatīvi lieli komutācijas zudumi | relatīvi mazi komutācijas zudumi |
| relatīvi mazs efektivitātes samazinājums slodzes izmaiņu gadījumā | relatīvi mazs efektivitātes samazinājums ātruma izmaiņu gadījumā |

6.6. Noslēgums

Mūsdienās elektriskās piedziņas inženieri nodarbojas ar daudz plašāku un sarežģītāku jautājumu loku nekā tradicionālu līdzstrāvas piedziņas sistēmu projektē-

tāji. Nepieciešams labi izprast dažāda veida maiņstrāvas elektrisko mašīnu darbību (nevis tikai viena veida kā līdzstrāvas piedziņas gadījumā) un pārzināt lielu skaitu energoelektronikas pārveidotāju shēmu un to vadības principus. Šajā nodaļā tika izklāstīti shēmu pārslēgšanas pamatprincipi un aplūkoti modeļi, kas atbilst biežāk lietotajām komutācijas shēmām. Šādu sarežģītu iekārtu modelēšana bieži ir priekšnoteikums ar dažādiem lietojuma veidiem saistīto jautājumu un problēmu izpratnei.

Literatūra

1. D.W. Novotny and T.A. Lipo, "Dynamics and Control of AC Drives", (book) Oxford University Press.
2. M. Abbas and D. W. Novotny, "Stator Referred Equivalent Circuits for Inverter Driven Electric Machines", IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 828-835, 1978.
3. D. W. Novotny, "Switching Function Representation of Polyphase Inverters", in Conf. Rec. of 1972 IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting, pp. 823-831.
4. D. W. Novotny, D. J. Gritter and G. H. Studtmann, "Self Excitation in Inverter Driven Induction Machines", IEEE/PAS Transactions, Vol. PAS-96, pp. 1117-1125, July/Aug. 1977.

Regulējama ātruma maiņstrāvas piedziņas sistēmas

7.1. Ievads

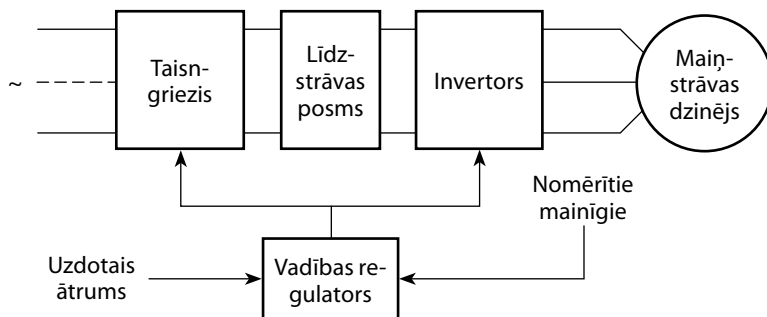
Nozīmīgs rūpniecības attīstības faktors pēdējās desmitgadēs ir arvien pieaugošā ražošanas automatizācijas sarežģītības pakāpe. Rūpnīcu ražošanas līnijām parasti ir viena vai vairākas elektropiedziņas iekārtas, kuras darbina lentes konveijerus, robotrokas, tilta celtnus, tērauda apstrādes līnijas, papīrfabrikas, plastmasas un šķiedras apstrādes līnijas un daudz ko citu. Vēl pirms 1950. gadiem šādu iekārtu piedziņai bija jāizmanto līdzstrāvas elektrodzinēji, jo maiņstrāvas dzinēji pēc savas būtības darbojās sinhroni vai gandrīz sinhroni ar elektrobarošanas avota frekvenci un nevarēja nodrošināt precīzu un vienmērīgu ātruma regulēšanu. Savukārt līdzstrāvas piedziņai piemītošie trūkumi ir nepārtraukti mudinājuši meklēt arvien labākus piedziņas risinājumus.

Tādu iekārtu piedziņā, kurām nepieciešamas tikai nelielas ātruma izmaiņas, mūsdienās lielākoties notikusi pāreja uz *vispārēja lietojuma maiņstrāvas piedziņu* jeb *regulējama ātruma piedziņu*. Kopumā šādu maiņstrāvas piedziņas iekārtu izmaksas ir zemākas nekā līdzstrāvas piedziņas, turklāt tām nepieciešama mazāka tehniskā apkalpošana, mazāka izmēra dzinēji, un to drošums ir labāks. Tomēr šīm piedziņas iekārtām ir ļoti ierobežotas regulēšanas iespējas, tāpēc tās izmanto galvenokārt tikai ventilatoru, sūkņu un kompresora tipa iekārtu piedziņai, kurām nepieciešama tikai aptuvena ātruma regulēšana un nav būtiska darbība pārejas režīmos vai ar mazu ātrumu.

7.2. Piedziņas sistēmas ar trīsfāžu sprieguma invertoriem

Mūsdienās gandrīz visās maiņstrāvas elektropiedziņas sistēmās tiek izmantots energoelektronikas pārveidotājs, ko veido atsevišķs ieejas AC/DC pārveidotājs, līdzstrāvas posms un izejas DC/AC pārveidotājs. Abi pārveidotāji pievienoti līdz-

strāvas kopnei, kurā atrodas enerģijas uzkrāšanas ķēde (filtrs). Vispārīga struktūra šādai regulējama ātruma piedziņas sistēmai ar līdzstrāvas posmu dota 7.1. attēlā. "Nomērītie mainīgie" ietver galvenokārt tādus lielumus, kurus iespējams izmērīt pašā invertorā, un gandrīz nekad neietver dzinēja griešanās ātrumu vai stāvokli.



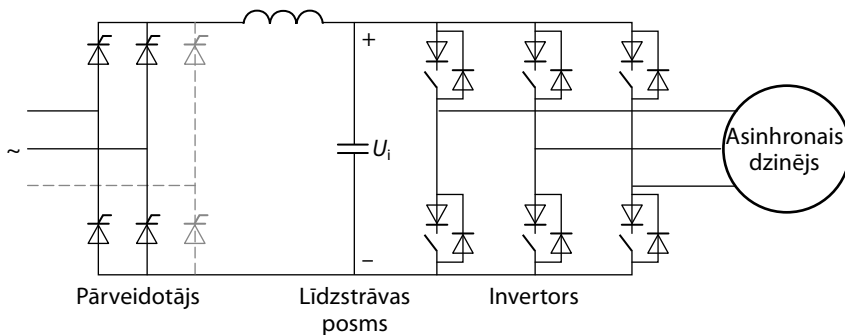
7.1. attēls. Regulējama ātruma piedziņas blokskāme, izmantojot frekvences pārveidotāju ar līdzstrāvas posmu.

Piedziņai, ko izmanto metālapstrādes darbgaldos, špindeļos, liftos, dinamometros, šahtu pacēlājos, velmēšanas iekārtās, pulētā stikla ražošanas līnijās u. tml. iekārtās, ir krietni sarežģītākas un augstākas prasības. Tai nepieciešamas daudz plašākas vadības iespējas, kas ļauj regulēt vairākus mainīgos, piemēram, griešanās ātrumu, stāvokli, paātrinājumu un griezes momentu. Šādās augstas veiktspējas iekārtās parasti nepieciešama augsta ātruma uzturēšanas precizitāte (ne sliktāk kā 0,5 %), plašs ātruma regulēšanas diapazons (vismaz 20:1), ātra reakcija pārejas režīmos (ātruma regulatoram parasti vismaz 50 rad/s). Līdz 1980. gadiem šādām piedziņas sistēmām izmantoja gandrīz vienīgi līdzstrāvas dzinējus kopā ar dažādām AC/DC pārveidotāju konfigurācijām atkarībā no konkrētās iekārtas. Taču augstas veiktspējas iekārtās maiņstrāvas piedziņa, kas aprīkota ar atbilstošu vadību, var būt pat labāka par līdzstrāvas piedziņu. Maiņstrāvas mašīnu vadība atbilstoši šīm augstajām darbības prasībām tiks aplūkota 8. nodaļā.

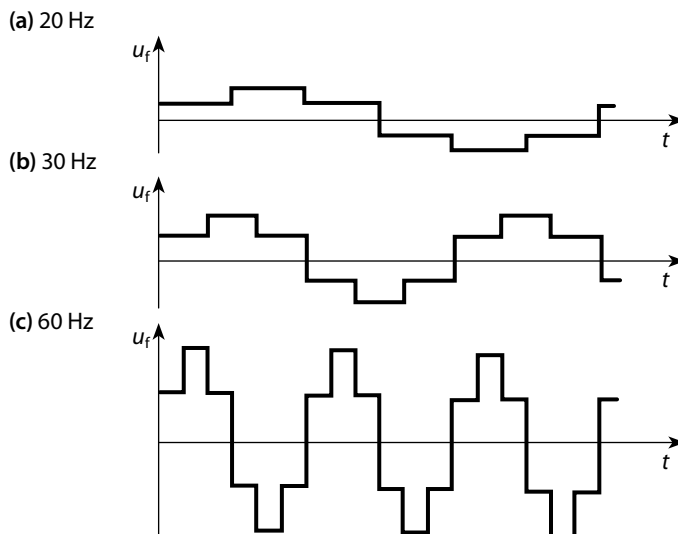
Trīsfāžu sprieguma invertors (VSI) kā asinhronās mašīnas barošanas avots ar regulējamu frekvenci ir viens no senāk izmantotajiem maiņstrāvas piedziņas veidiem. Šī kombinācija ir ļoti saderīga, jo VSI piemīt sprieguma avota īpašības un asinhronā mašīna visā tās attīstības gaitā ir tikusi izstrādāta tā, lai to darbinātu tieši ar šāda veida avotu. Tika paredzēts, ka mašīna darbotos tādā pašā veidā kā ar 60 Hz frekvences elektrotīklu, taču ātrums tiktu regulēts ar barošanas frekvences maiņu. Būtībā tā arī notiek, tomēr pilnvērtīgas piedziņas sistēmas izstrādes gaitā radušies arī vairāki pārsteigumi.

Kā jau zināms no 3. un 4. nodaļas, maiņstrāvas mašīnas vislabāk darbojas tad, ja magnētiskā plūsma ir gandrīz nemainīga, kas atbilst konstantai sprieguma un frekvences attiecībai (ar mazu papildspriegumu, lai kompensētu sprieguma kritu-

mu statora aktīvajā pretestībā). Trīsfāžu VSI gadījumā līdzspriegumu nepieciešams regulēt gandrīz tieši proporcionāli frekvencei. Regulējamu līdzspriegumu var viegli iegūt, izmantojot vadāmu taisngriezi vai kādu no daudzajiem impulsregulatoru veidiem. 7.2. attēlā ilustrēta shēma, kuras ieejā izmantots vadāms taisngriezis kā maiņstrāvas pārveidotājs līdzstrāvā. Šajā gadījumā invertors visu laiku darbojas tā sauktajā sešu intervālu režīmā, padodot vienas un tās pašas formas spriegumu uz dzinēju neatkarīgi no tā ātruma. Taču, frekvencei samazinoties, samazinās arī invertora ieejas sprieguma u_i amplitūda, kā rezultātā izejas sprieguma amplitūda samazinās tieši proporcionāli frekvencei (sk. grafikus 7.3. attēlā).



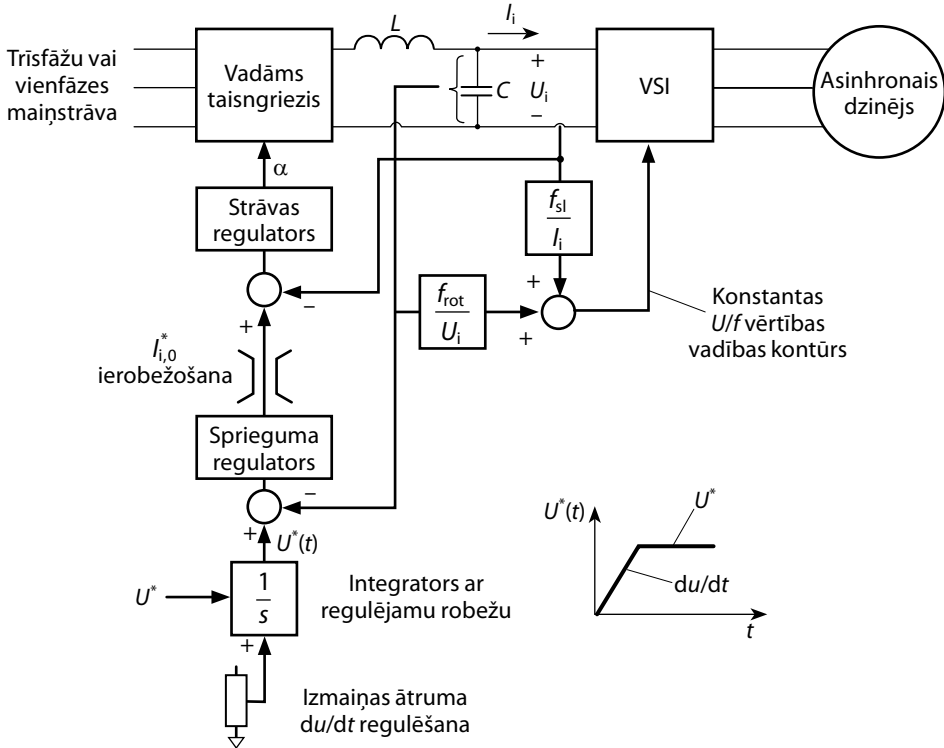
7.2. attēls. Trīsfāžu VSI pamatshēma ar vadāmu taisngriezi ieejā.



7.3. attēls. VSI fāzes spriegumu līknes pie trīs dažādām frekvencēm.

Vispārīgā gadījumā liels līdzstrāvas posma kondensators nepieļauj tik straujas maiņsprieguma amplitūdas izmaiņas kā frekvencei, kura mainās praktiski bez

aizkaves, jo attiecīgi vadības impulsi tiek vienkārši pievadīti invertoru slēdžiem. Tāpēc ierasts frekvenci pielāgot atbilstoši līdstrāvas posma spriegumam, kā parādīts 7.4. attēlā, lai nekad nepieļautu to, ka dzinējam tiek pievadīta neatbilstoša U/f vērtība.



7.4. attēls. Regulējama ātruma piedziņas vadības shēma frekvences pārveidotājam ar sprieguma invertoru (VSI).

Salīdzinot abus regulējamus parametrus, frekvences regulēšana ir viskritiskākā, jo mazas frekvences izmaiņas izraisa lielas slīdes frekvences izmaiņas un līdz ar to arī lielas strāvas un momenta izmaiņas. Pielāgojot frekvenci atbilstoši līdstrāvas posma spriegumam, frekvences izmaiņu ātrumu iespējams ierobežot līdz tādai vērtībai, uz kuru dzinējs nereaģē ar pārmērīgu strāvas pieaugumu vai reģenerāciju. Tomēr tas atrisina tikai pusi problēmu, jo slīdes frekvenci ietekmē arī dzinēja ātrums. Pieaugot mehāniskajai slodzei, strauji pieaug slīdes frekvence un tādēļ arī dzinēja strāva. Šādu elektriskās slodzes pieaugumu nepieciešams ātri konstatēt un atbilstoši samazināt invertora frekvenci, lai saglabātu pieņemamas slīdes frekvences un strāvas vērtības. Mehāniskās slodzes palielinājumu visvieglāk konstatēt, mērot līdstrāvas posma strāvu, kas ir proporcionāla vidējai jaudai. Līdzīgi arī, celtnim nolaižot kravu, dzinēja moments tiek reversēts, sākas reģene-

rācija un, ja rekuperētā enerģija pārsniedz invertora zudumus, pieaug līdzstrāvas posma spriegums. Ja nav paredzēta iespēja novadīt rekuperēto enerģiju, jāpalielina dzinēja frekvence, lai nepieļautu līdzstrāvas posma sprieguma pārmērīgu pieaugumu. Tādējādi jebkurā vadības shēmā gan līdzstrāvas posma strāva, gan posma spriegums ir nozīmīgi mērāmie parametri.

Viens no veidiem, kā nodrošināt frekvences regulēšanu, ir izmantot ar spriegumu vadāmu svārstību ģeneratoru (VCO²²), lai iestatītu invertora frekvenci. To var viegli sasaistīt ar uzdotā ātruma signālu, izmantojot paātrinājuma un palēninājuma ierobežojumus, kuri novērš pārmērīgu slīdes pieaugumu, kas varētu rasties pēkšņas uzdotā ātruma izmaiņas dēļ. Gadījumos, kad svarīga ir ātruma regulēšana, darbības uzlabojumus var panākt, palielinot frekvenci kā funkciju no līdzstrāvas posma strāvas (t. i., vidējās jaudas), tādējādi regulējot slīdes frekvenci un pie slodzes izmaiņām uzturot gandrīz nemainīgu rotora ātrumu. Šādā veidā ātrumu iespējams uzturēt ar precizitāti tuvu 1 %. Tādas vadības sistēmas piemērs dots 7.4. attēlā. Ievērojiet, ka šai piedziņas sistēmai ātruma regulators faktiski ir ar nenoslēgtu vadības sistēmu, jo ātrums kā tāds netiek mērīts. Rūpniecībā šāda tipa regulatori tiek plaši izmantoti kā vispārēja lietojuma piedziņas sistēmas. To galvenā priekšrocība ir spēja darbināt jebkāda veida dzinēju ar piemērotu nominālo jaudu bez nepieciešamības zināt jebkādas citas mašīnas parametrus. Tāpat nav vajadzīgs tahometrs līdz ar tā papildu aprīkojumu un vadojumu no dzinēja uz invertoru, kas rada papildu izmaksas, kā arī mehāniskā un elektriskā drošuma problēmas.

Balstoties uz šajā sadaļā un 3. nodaļā izklāstīto, regulējama ātruma piedziņas sistēmām raksturīgas šādas vadības pamatfunkcijas:

- 1) ātruma regulēšana ar frekvences palīdzību, uzturot konstantu U/f vērtību, – iespējams mainīt uzdoto ātrumu un U/f vērtību;
- 2) paātrinājuma/palēninājuma ierobežošana – iespējams regulēt paātrinājumu/palēninājumu;
- 3) strāvas ierobežošana – iespējams regulēt maksimālo strāvu;
- 4) momentāna pārslodzes strāvas atslēgšana – bez regulējuma;
- 5) sprieguma palielināšana, lai uzturētu magnētisko plūsmu pie zemas frekvences, – iespējams regulēt sprieguma palielinājumu.

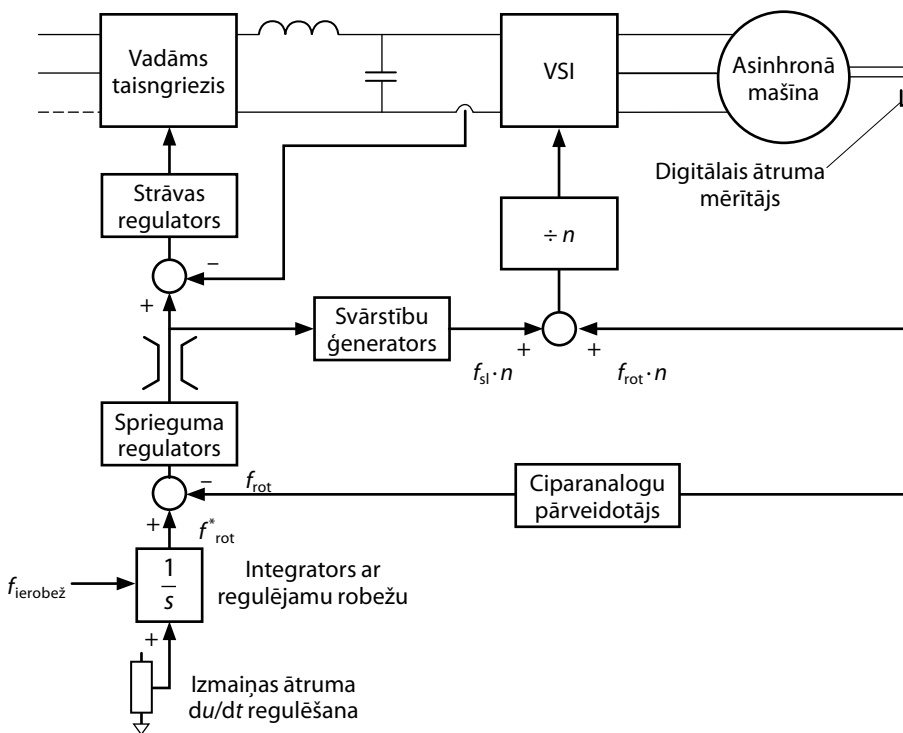
Iespējamās arī šādas papildfunkcijas:

- 1) slīdes kompensācija – iespējams regulēt pastiprinājumu;
- 2) stabilitāte – iespējams regulēt pastiprinājumu;
- 3) grūdienrežīms (lēna, pakāpjveida, atkārtojama darbība) – iespējams regulēt grūdienu amplitūdu.

Ja nepieciešams, slīdes frekvenci iespējams regulēt tiešā veidā, uz dzinēja vārpstas uzstādot digitālo ātruma mērītāju. Tad invertora frekvenci var ģenerēt, digitāli summējot vārpstas ātruma impulsus un slīdes frekvences impulsus, kas iegūti

²² Angliski – *voltage controlled oscillator* (VCO).

no svārstību ģeneratora (VCO), kurš nosaka slīdes frekvenci. Summēšana jāveic ar augstu frekvenci tamdēļ, lai katrā no invertora 60° intervāliem būtu liels skaits vārpstas impulsu, kuriem tiek pieskaitīts pietiekami liels skaits slīdes frekvences impulsu, un tādējādi invertora intervālu ilgums būtu pietiekami vienmērīgs. Ja nepieciešama rekuperācija, tad, pateicoties pretējai ātruma novirzes signāla zīmei, no katra slīdes frekvences impulsa tiktu atņemts vārpstas ātruma mērītāja impulss, tādējādi samazinot invertora frekvenci zem sinhronās frekvences un iegūstot rekuperācijas režīmu. Tipisks pilnai slīdei atbilstošs impulsu skaits ir 20–30. Saskaitīšanas/atņemšanas procedūrā nepieciešams pareizi ievērot impulsu pārklāšanos jeb vienlaicīgumu. Taču, izmantojot mūsdienu digitālo elektroniku, tas ir samērā vienkāršs uzdevums. Šāda sistēma ilustrēta 7.5. attēlā.



7.5. attēls. Ātruma regulators ar noslēgtu vadības sistēmu piedziņai ar trīsfāžu VSI.

Jāpiebilst, ka, ja asinhrono dzinēju aizstāj ar sinhrono reaktīvo vai pastāvīgo magnētu dzinēju, tad precīzu ātruma regulēšanu iespējams panākt arī bez noslēgtas ātruma vadības sistēmas. Šādā gadījumā ātruma uzturēšanas precizitāte ir pilnībā atkarīga no VCO stabilitātes. Ja VCO aizstāj ar kvarca ģenerators, dalītāju un fāzes automātiskas regulēšanas shēmu, tad var iegūt tik augstu precizitāti kā kvarcam. Šo metodi plaši izmanto tekstilrūpniecībā šķiedru vērpsšanas iekārtās, kur nepieciešams sinhroni vadīt lielu skaitu dzinēju un ar augstu precizitāti regulēt to ātrumu.

7.3. Piedziņas sistēmas ar impulsu platuma modulācijas (PWM) invertoriem

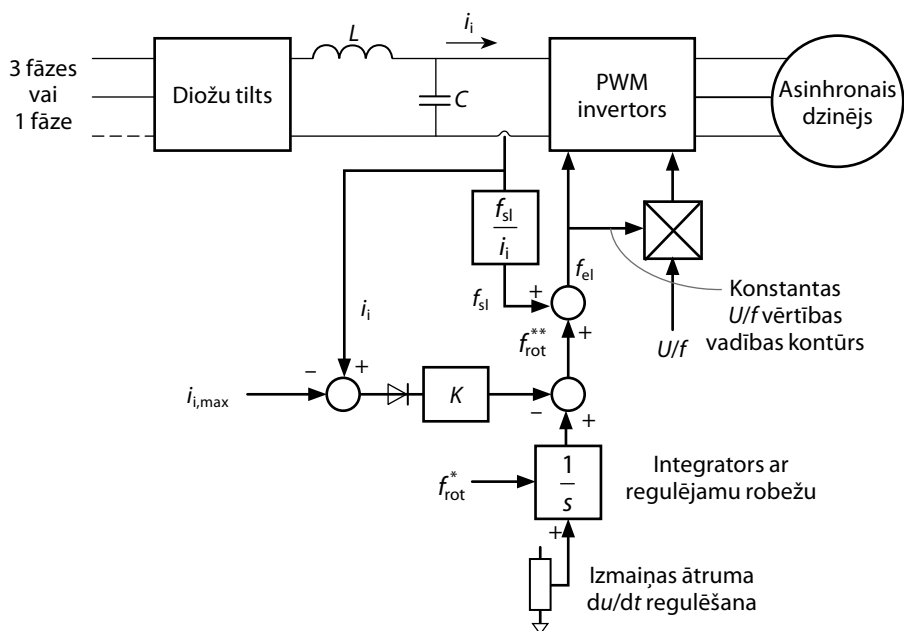
Līdz ar drošu lieljaudas tranzistoru slēdžu parādīšanos piedziņu ar trīsfāžu VSI gandrīz visur, izņemot ļoti lielas iekārtas, aizstājusi piedziņa ar PWM invertoriem. Kā jau aplūkots 6. nodaļā, PWM invertora topoloģija ir līdzīga VSI ar līdzstrāvas posmu, taču pašā invertorā jau ietverta gan sprieguma, gan frekvences regulēšanas iespēja. Tā barošanai tiek izmantots konstanta līdzsprieguma avots, proti, nevadāms diožu taisngriezis vai akumulatoru baterija (var būt arī abi). Spēka slēdži invertorā tiek komutēti ar augstu frekvenci un tādējādi faktiski darbojas kā impulsregulatori.

Lai gan modulācijas vadība PWM invertorā ir sarežģītāka nekā vadības signālu ģenerēšana trīsfāžu VSI, ieejā nav nepieciešams vadāms taisngriezis un tā regulators ar prasībām pēc līnijas sinhronizācijas, un tas pilnībā attaisno papildu sarežģītību un izmaksas. Ja izmanto sešu intervālu VSI piedziņu ar līdzstrāvas impulsregulatoru, tad PWM VSI piedziņas gadījumā atkrīt vajadzība pēc impulsu pārveidotāju slēdžiem. PWM priekšrocība ir arī samazināts dzinēja spriegumu harmoniku saturs, kas ļauj samazināt harmoniku zudumus, momenta pulsācijas un akustisko troksni.

7.3.1. Ātruma regulēšana piedziņas sistēmās ar PWM invertoriem

Ātruma regulators, kas balstīts uz PWM invertora izmantošanu, ilustrēts 7.6. attēlā. PWM piedziņai raksturīgas tādas pašas piecas vadības pamatfunkcijas kā VSI piedziņai, kas uzskaitītas 7.2. sadaļā. Tā kā PWM gadījumā nav nepieciešams mainīt līdzstrāvas kopnes spriegumu, iespējams izvairīties no aizkaves, ko rada līdzstrāvas posma kondensators. Tagad spriegumu un frekvenci iespējams izmainīt gandrīz momentāni, taču atkal jāizmanto paātrinājuma un palēninājuma ierobežojumi, lai nepieļautu pārāk straujas slīdes izmaiņas, kas, kā jau minēts, var izraisīt pārstrāvu. Lai uzlabotu piedziņas ātruma regulēšanu, iespējams arī izmantot slīdes kompensāciju.

PWM piedziņas regulatora piemērs dots 7.6. attēlā. Iespējams izmantot daudz dažādas metodes, lai regulētu tādus lielumus kā strāva, paātrinājuma ierobežojumi, U/f vērtība un griešanās ātrums. Katra ražotāja piedziņas sistēmām piemīt kādas savdabīgas īpašības un zināmā mērā unikālas vadības metodes atbilstoši ražotāja īstenotajai vadības filozofijai.



7.6. attēls. Frekvences pārveidotāja vadības sistēma regulējama ātruma piedziņai ar PWM invertoru un pārslodzes strāvas ierobežojumu.

7.3.2. PWM piedziņas sistēmu īpašības

PWM invertoriem ir vairākas īpašības, kas tos fundamentāli atšķir no trīsfāžu VSI. Aplūkosim daļu no tām.

Ieejas jaudas koeficients. PWM invertora ieejas taisngrieža diožu tiltam nobīdes koeficients ir vienāds ar 1. Savukārt kropļojuma koeficients ir atkarīgs no līdzstrāvas posma induktivitātes vērtības un, ja tā ir pietiekami liela, var sasniegt pat 0,95. Salīdzinājumā – trīsfāžu VSI nobīdes koeficients samazinās līdz ar piedziņas ātruma palielināšanos (tad nepieciešams mazāks līdzstrāvas posma spriegums un līdz ar to lielāka fāzes nobīde taisngriežī) un pie maza ātruma ir pavisam zems.

Harmoniku zudumi. Invertora nesinusoidālais izejas spriegums rada papildu zudumus dzinējā. VSI sešu intervālu režīms ir vissliktākais attiecībā pret harmoniku saturu – tajā 5. harmonika ir 20 %, 7. harmonika – 14 % utt. PWM gadījumā zemas kārt harmoniku saturs tiek samazināts līdz ļoti mazam apmēram, taču paliek nozīmīgas harmonikas ar nesējfrekvenci vai tās tuvumā. Parasti PWM ir zemāki harmoniku zudumi, tomēr no frekvences atkarīgo serdes zudumu (piemēram, virsmas efekta un virpuļstrāvu zudumu) dēļ dzinēja zudumi PWM piedziņas gadījumā var būt lielāki nekā ar VSI piedziņu. Dažādiem ražotājiem mēdz būt atšķirīgs nominālās

jaudas samazinājums, taču parasti standarta dzinēju izejas jauda ir vismaz 80–90 % no nominālās jaudas pie nominālā ātruma, nepaaugstinoties nominālajai darba temperatūrai; tas pats ir spēkā arī piedziņai ar VSI. Pie zemāka ātruma piemērojams papildu jaudas samazinājums, kam par iemeslu ir vājāka dzesēšana. Augstas efektivitātes dzinējiem nominālo rādītāju samazinājums parasti nav nepieciešams.

Invertorā rodas arī iekšējie zudumi. Tos veido ierīces vadāmības sprieguma kritums, zudumi papildu sprieguma avotos un aizvara/bāzes vadības shēmās, komutācijas zudumi, kā arī zudumi slāpētājķēdēs un citās palīgķēdēs, kas uzlabo slēdžu komutāciju, un zudumi pašās komutācijas ķēdēs (ja tādas ir). Pēdējo trīs veidu zudumi palielinās līdz ar invertora izejas frekvences pieaugumu. Komutācijas zudumu dēļ PWM invertora efektivitāte vienmēr ir zemāka nekā trīsfāžu VSI. Turklāt centieni sintezēt dzinējam vislabāko iespējamo sinusoidālo signālu ar augstākas nesējfrecvences palīdzību arī var radīt vairāk zudumu invertorā, nekā tiek ietaupīts pašā dzinējā.

Momenta pulsācijas. Ja dzinēja strāva ir nesinusoidāla, vienmēr pastāv momenta pulsācijas. Pateicoties rotora inerīcijai, tās izlīdzinās, un griešanās ātrums ir gandrīz vienmērīgs, izņemot pie maza ātruma. Piedziņai ar trīsfāžu VSI ievērojamas momenta pulsācijas parasti ir pie frekvences, kas mazāka par 3 Hz. Taču PWM gadījumā to iespējams praktiski novērst. Papildus momenta pulsācijām, kuras rodas dzinējam pievadītā sprieguma harmoniku rezultātā, pēkšņas dzinēja sprieguma vai frekvences izmaiņu dēļ iespējamas arī momenta pārejas procesa svārstības. Tās var novērst ar elektronikas palīdzību, taču modulācijas shēmas projektēšanas gaitā tam jāpievērš īpaša uzmanība, lai nodrošinātu, ka efektīvā sprieguma pamatharmonika saglabājas nemainīga, jo īpaši tad, kad impulsu zuduma dēļ mainās impulsu skaits.

Akustiskais troksnis. PWM invertori var radīt nevēlamu akustisko troksni, ja modulācijas frekvence ir konkrētā diapazonā – apmēram 1–5 kHz. Zem šī diapazona akustiskais troksnis saglabājas, bet kopumā ir pieņemams; virs šī diapazona lielākā trokšņa daļa pārsniedz dzirdamās skaņas frekvenču diapazonu. Šobrīd gandrīz visas PWM piedziņas sistēmas darbojas krietni augstākā diapazonā par to, kurā akustiskais troksnis var būt problemātisks. Savukārt piedziņai ar trīsfāžu VSI akustiskais troksnis gandrīz nekad nav bijusi problēma.

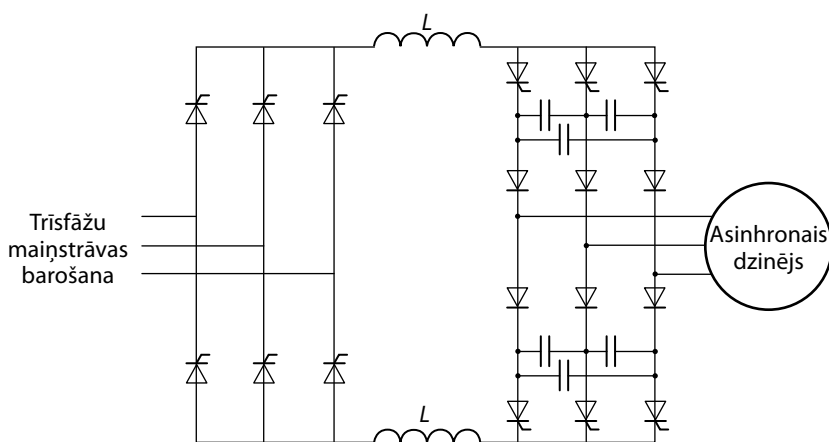
Pārslēgšanās uz sešu intervālu režīmu. Darbojoties virs bāzes frekvences, PWM invertoram jāpāriet uz sešu intervālu režīmu, lai pilnībā izmantotu pieejamo līdzstrāvas kopnes spriegumu. Dažās modulācijas shēmās pāreja uz šādu režīmu un atpakaļ rada noteiktas problēmas, kas liek meklēt kompromisus invertora komponentu projektēšanā un izmantošanā. Izmantojot digitālus regulatorus, šādas problēmas izzūd un režīmu pāreja kļūst arvien vienmērīgāka.

7.4. Piedziņas sistēmas ar trīsfāžu strāvas invertoriem

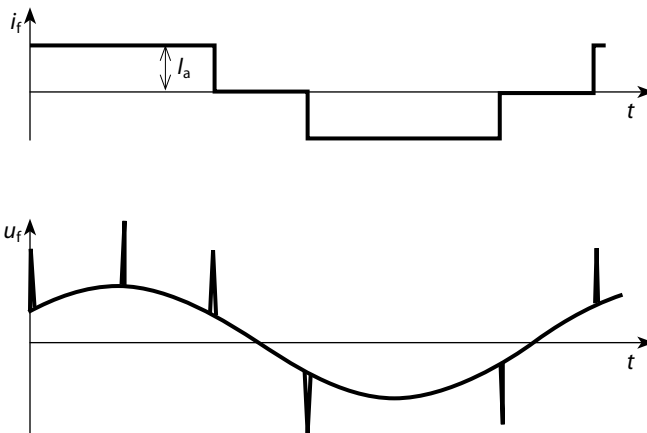
Asinhronie dzinēji tradicionāli ir projektēti tā, lai darbotos no sprieguma avota. Tāpēc vispirms tika izstrādāts un izmantots sprieguma invertors, kas būtībā atveido dzinējam pieslēgtu elektrotīkla barošanas spriegumu. Turpretim strāvas invertoru darbības princips ir pavisam citāds. Tiem ir gan vairākas tādas iezīmes, kas tos padara pievilcīgus, gan arī virkne nevēlamu īpašību. Šobrīd piedziņas ar CSI izmantošana aprobežojas pārsvarā ar lielākas jaudas iekārtām, kurās priekšroka tiek dota tiristoriem. Tomēr piedziņa ar CSI joprojām ir nozīmīga izmantošanai sinhronajām mašīnām ar ierosmes tinumu, kuras darbojas ar apsteidzošu statora jaudas koeficientu, lai nodrošinātu paškomutāciju.

7.4.1. CSI pamatshēma

Strāvas invertora (CSI) slēdži, kā jau rosina domāt nosaukums, tiek baroti no strāvas avota. Lai gan ideāls strāvas avots realitātē nepastāv, to iespējams gana labi apksimēt ar vadāmu taisngriezi vai impulsregulatoru ar strāvas vadības kontūru, kā arī lielu līdzstrāvas posma inductivitāti, kura nogludina strāvu un absorbē pretējas polaritātes spriegumu. Piedziņas shēma ar CSI dota 7.7. attēlā. Šajā gadījumā ar vienu no slēdžiem invertora augšējā daļā strāva tiek secīgi pieslēgta vienai no trim dzinēja fāzēm, bet caur vienu no slēdžiem invertora apakšējā daļā strāva pa citu fāzi atgriežas uz līdzstrāvas posmu. Tā kā viena pusperioda laikā strāva ir nemainīga, tad statora tinuma izkļiedes inductīvajā pretestībā sprieguma kritums ir 0, bet tinumu aktīvās pretestības spriegums ir konstants. Tā kā dzinēja tinums ir sinusoidāli sadalīts, tad inducētais spriegums, kas parādās uz dzinēja spailēm, ir gandrīz sinusoidāls.



7.7. attēls. CSI–asinhronā dzinēja spēka shēma.



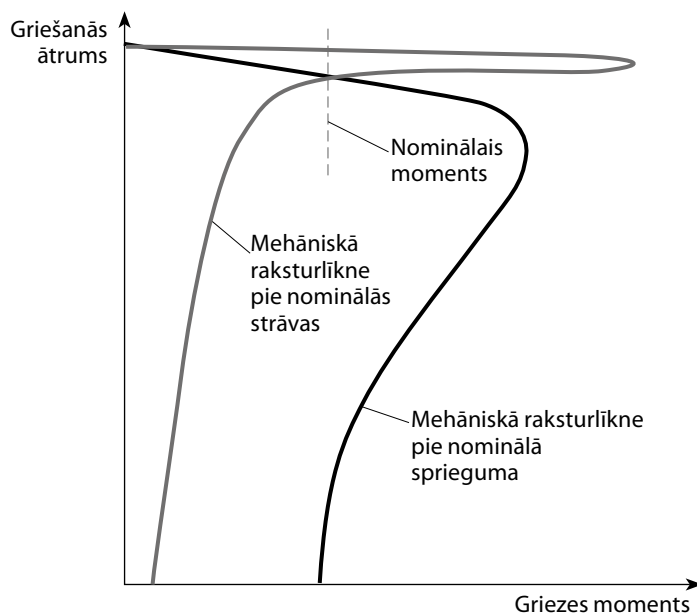
7.8. attēls. CSI–asinchronā dzinēja piedziņas sistēmas strāvas un sprieguma līknes.

Ideālā gadījumā strāvas līknes forma būtu tieši tāda pati kā trīsfāžu VSI spriegumam. Taču praksē dzinēja strāvas nevar izmainīties momentāni, un pārejas procesa strāvas grafikam ir noteikts (galīgs) slīpums. Pārejas procesa laikā strāva pāriet no viena invertora tiristora uz nākamo tiristoru pa vienu no sešiem komutācijas kondensatoriem. Dzinēja sprieguma un strāvas grafiki ilustrēti 7.8. attēlā.

7.4.2. Ātruma regulēšana piedziņas sistēmās ar CSI

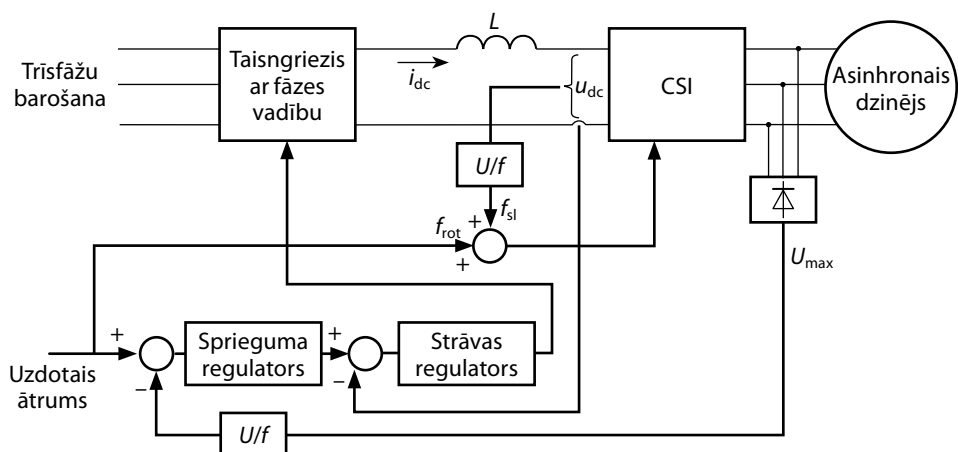
Būtisks ierobežojums piedziņas ar CSI izmantošanai ir tas, ka nav iespējama darbība ar nenoslēgtu vadības kontūru kā VSI. Grafikā 7.9. attēlā dotas mehāniskās raksturlīknes tipiskam asinchronajam dzinējam, ko baro ar nominālā sprieguma avotu vai ar nominālās strāvas avotu. Strāvas invertora gadījumā līknei pastāv izteikts maksimums. Izpētot mehānisko raksturlīkni pie nominālās strāvas, var saskatīt divus iespējamus darba punktus – viens atrodas līknes dilstošajā daļā, kuru parasti uzskata par stabiliu, bet otrs – līknes augošajā daļā pie ātruma, pirms kura tiek sasniegts maksimālais moments, un kura kopumā ir nestabila (tas gan atkarīgs no slodzes mehāniskajām raksturlīknēm).

Darba punktā stabilajā mehāniskās raksturlīknes posmā ir liela magnētiskā plūsma, jo slīde ir maza, tāpēc ir liels piesātinājums, pārmērīga magnetizēšanas strāva un zudumi dzelzī. Savukārt parasti nestabilajā otrajā punktā mašīnas plūsma ir tuva nominālajai un nav pārmērīgu zudumu. Ievērojiet, ka šis punkts atbilst nominālā sprieguma un nominālās strāvas mehānisko raksturlīkņu krustpunktam. Līdz ar to šajā punktā gan spriegumam, gan strāvai ir nominālā vērtība.



7.9. attēls. Mehāniskās raksturliktnes darba režīmos ar konstantu spriegumu un konstantu strāvu.

Tā kā strāvas avota gadījumā darbība norisinās mehāniskās raksturliktnes nestabilajā posmā, tad tā nav iespējama bez vadības ar atgriezenisko saiti, kas liktu mašīnai saglabāt konkrēto darba punktu. Viens no acīmredzamiem risinājumiem ir dzinēja sprieguma vadības kontūrs, kas dzinēja spriegumu regulē, vadot ieejas taisngrieža (vai DC posma impulsregulatora) fāzi. Šādas sistēmas blokskāemas piemērs dots 7.10. attēlā. Kā redzams attēlā, parasti izmanto iekšējo strāvas kontūru, kur sprieguma novirzes signāls kalpo kā strāvas regulatora etalonsignāls. Bieži pievieno papildspriegumu, lai kompensētu sprieguma kritumu I_r , – tas ir viegli izdarāms, jo dzinēja strāva ir proporcionāla līdzstrāvas posma strāvai. Sistēmas dinamisko rādītāju uzlabošanai parasti izmanto papildu kompensējošās ķēdes.



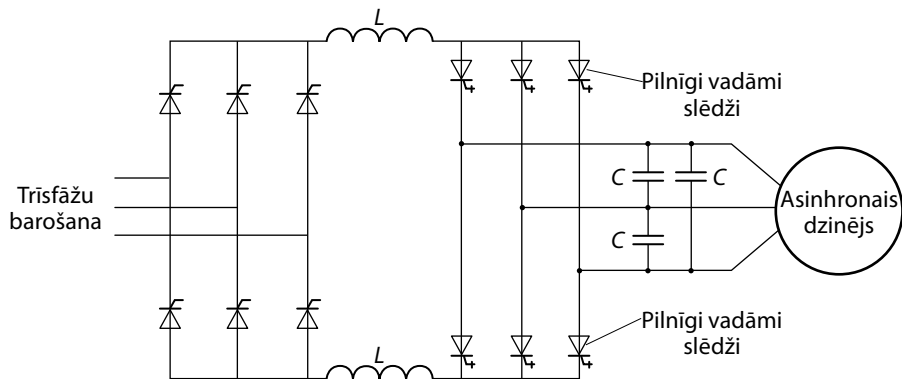
7.10. attēls. Dzinēja sprieguma regulators ar atgriezenisko saiti piedziņas sistēmai ar CSI.

7.4.3. Īpašības piedziņas sistēmām ar CSI

Ļoti pozitīva CSI īpašība ir tā spēja turpināt darboties arī nesekmīgas komutācijas laikā un atgriezties normālā darba režīmā. Tas ir spilgts pretstats vairumam sprieguma invertoru, kuriem jāpiemēro dārgi preventīvi pasākumi. Vēl viena CSI priekšrocība ir spēja atgriezt enerģiju tīklā, ja vienkārši tiek izmainīta taisngrieža izejas līdzsprieguma polaritāte. Dzinējam darbojoties ar negatīvu slīdi, līdzstrāvas posma sprieguma polaritāte izmainās automātiski, jo regulējamais parametrs ir posma strāva, nevis spriegums. Tādējādi reģenerētā enerģija tiek automātiski atgriezta maiņstrāvas tīklā. Tā ir būtiska priekšrocība salīdzinājumā ar VSI, kurā jāmaina strāvas virziens, nevis līdzsprieguma polaritāte, līdz ar ko papildus nepieciešams pretēji paralēli slēgts trīsfāžu tilts.

Būtiski strāvas invertora trūkumi ir maiņstrāvas komutācijas kondensatoru un līdzstrāvas posma induktivitātes spoles izmēri un izmaksas. Kondensatori ir lieli tāpēc, ka strāvas komutācijas laikā tiem jāspēj absorbēt visa dzinēja tinumu izkliedes laukā uzkrātā enerģija. Lai minimizētu šo enerģijas apmaiņu, priekšrocības ir īpaši projektētiem dzinējiem. Proti, dzinējus konstruē tā, lai to izkliedes induktīvā pretestība būtu pēc iespējas mazāka. Diemžēl tradicionāli veidoti dzinēji neatbilst šai prasībai, tāpēc pilnīgai CSI iespēju izmantošanai nepieciešami speciāli projektēti dzinēji. Visbeidzot jāizceļ, ka CSI shēmā tiek izmantoti tiristori, nevis tranzistori vai aizverami tiristori. Lai gan CSI varētu tikt izmantoti arī pilnīgi vadāmi slēdži, tie būtiski neuzlabotu pārveidotāja darbības rādītājus, jo dzinēja strāvas izmaiņu ātrums un līdz ar to arī sprieguma pieaugums dzinējā tāpat tiktu ierobežots ar kondensatoriem.

Aizveramus slēdžus CSI shēmā var izmantot tad, ja kondensatori netiek izmantoti komutācijai un tā vietā ir vienkārši pieslēgti dzinēja spailēm. Atbilstoša piedziņas sistēmas konfigurācija ilustrēta 7.11. attēlā, un tā kļūst arvien populārāka lieljaudas iekārtās. Šajā gadījumā pa vienam tiek secīgi komutēti trīs augšējie slēdži, lai posma strāvu pievadītu dzinēja-kondensatoru ķēdei, bet pa vienu no trīs apakšējiem slēdžiem strāva tiek atgriezta uz līdzstrāvas posmu. Tagad kondensatori izvēlēti tā, lai tie uzņemtu tikai strāvas harmoniskās komponentes, un tiem nav vajadzīga tāda kapacitāte, lai pārslēgšanas laikā absorbētu visu komutētās fāzes enerģiju. Dzinēja strāva tagad ir daudz vairāk sinusoidāla nekā tas strāvas taisnstūrveida signāls, kas dzinējam tiek pievadīts tradicionālas shēmas gadījumā. Lai slāpētu zemas frekvences – 5. un 7. harmonikas – momenta pulsācijas, kuras ir neizbēgamas sešu intervālu režīmā, var izmantot impulsa platuma modulāciju. Šādas shēmas galvenais trūkums ir iespējamā rezonanse starp kondensatoriem un dzinēja induktivitātēm. Jāparūpējas, lai dzinēja/kondensatoru ķēdē netiek novadītas strāvas harmonikas, kas varētu inducēt kādu no sistēmas rezonanses frekvencēm. No tā iespējams izvairīties, piesardzīgi izmantojot impulsa platuma modulāciju. Tomēr šāda veida piedziņa sistēma pašlaik nav izplatīta vispārējam lietojumam, jo iepriekš nepieciešams zināt dzinēja parametrus.



7.11. attēls. Piedziņas sistēma ar CSI, kurā izmantoti pilnībā vadāmi slēdži.

7.5. Regulējama ātruma piedziņas sistēmas palaišana

Regulējama ātruma piedziņas sistēmas palaišanas laikā dzinējs no miera stāvokļa ir jāpaātrina līdz tā galīgajam ātrumam, kuru nosaka ātruma iestatījums invertorā un slodzes moments. Tā kā invertors izejā nodrošina tikai regulējamu U/f vērtību, dzinēja paātrināšanai pieejamais griezes moments atkarīgs no veida, kādā pieaug dzinēja ātrums, reaģējot uz tam pievadīto spriegumu. Īpaša vērība jāvelta tam, lai

dzinēja strāva nepārsniegtu invertora pieļaujamās strāvas diapazonu, jo pretējā gadījumā nostrādās momentānā pārslodzes strāvas aizsardzība.

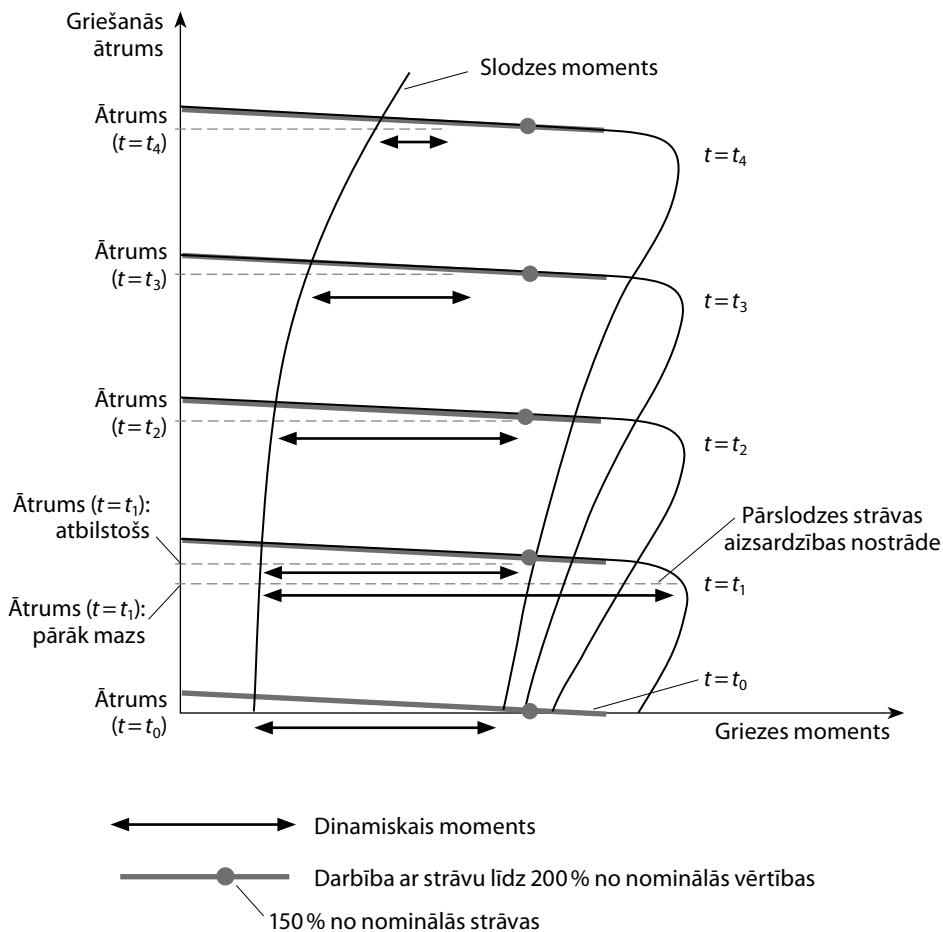
7.5.1. Pamatmetode: vienmērīgs paātrinājums

Tā kā pusvadītājiem ir ļoti ierobežota, tad pārslodzes spējas nodrošināšanas izmaksas invertoram ir ļoti lielas. Šī iemesla dēļ momentānās aizsardzības iestatījums vairumam invertoru ir 150–200 % no nominālās strāvas. Tāpēc acīmredzami nav iespējama dzinēja tiešā palaišana, kuras laikā dzinēja strāva pie sākuma ātruma parasti ir diapazonā no 500 % līdz 700 % no nominālās vērtības.

Kā jau norādīts iepriekš, pamatrisinājums šai problēmai regulējama ātruma piedziņas sistēmā ir dzinēja palaišana ar zemu sprieguma un frekvences vērtību, pie kuras strāva ir mazāka par momentānās aizsardzības iestatījumu. Šādā mazas slīdes frekvences diapazonā mašīna momentu attīsta daudz efektīvāk, un invertora pieļaujamās strāvas robežās iespējams iegūt pietiekamu palaišanas momentu. Turklāt diapazonā līdz ~150 % no nominālās slīdes frekvences strāva tuvināti ir proporcionāla momentam un abi lielumi ir aptuveni lineāri atkarīgi no slīdes frekvences. Tas ilustrēts grafikā 7.12. attēlā, kur dotas vairākas mehāniskās raksturlīknes ar pieaugošu frekvenci. Līknes var uztvert kā tādas, kas pastāv secīgos laika momentos (attēlā – no t_0 līdz t_4) vienmērīgas paātrināšanās laikā. Uz katras līknes atzīmēts punkts, kurā strāvas vērtība sasniedz 150 % no nominālās. Katras raksturlīknes treknī iekrāsotais posms beidzas punktā, kurā strāvas vērtība sasniedz 200 % no nominālās. Līknes aiz šī punkta, kas attēlotas ar šauru līniju, atbilst neiespējamiem darba režīmiem, jo strāva ir pārāk liela. Tas atspoguļo gadījumu, kad momentānās aizsardzības iestatījums ir 200 % no nominālās strāvas.

Moments, kas pieejams sistēmas masas paātrināšanai, ir vienāds ar starpību starp dzinēja momentu un slodzes momentu un grafikā attēlots ar divvirzienu bul-tiņām. Dzinēja moments atkarīgs no konkrētajā brīdī piemērojamās mehāniskās raksturlīknes un tā brīža dzinēja ātruma (tātad no slīdes frekvences šajā momentā). Ja paātrināšanās notiek gana lēni un slodzes moments ir pietiekami mazs, tad mašīna paātrinās tā, ka tās ātrums ir tuvs lēni pieaugošajam sinhronajam ātrumam. Tādā gadījumā slīdes frekvence saglabāsies maza, dzinēja strāva nepārsniegs momentānās aizsardzības iestatījumu un notiks veiksmīga palaišana. Ja tomēr inerce ir pārāk liela, paātrināšanās pārāk strauja vai slodzes moments pārlielu liels, tad slīdes frekvence pieaugs līdz brīdim, kad momentānā pārslodzes aizsardzība invertoru atslēgs. Grafikā to ilustrē gadījums ar “pārāk mazu” ātrumu pie $t = t_1$. Ievērojiet, ka starpība starp ātrumu, kurš izraisa aizsardzības nostrādi (zemākais ātrums pie $t = t_1$), un pieņemamu ātrumu, kas ļauj turpināt paātrināšanos (augstākais āt-

rums pie $t = t_1$), nav liela, jo galvenā nozīme ir tieši slīdes frekvencei (starpībai starp sinhrono un faktisko ātrumu).

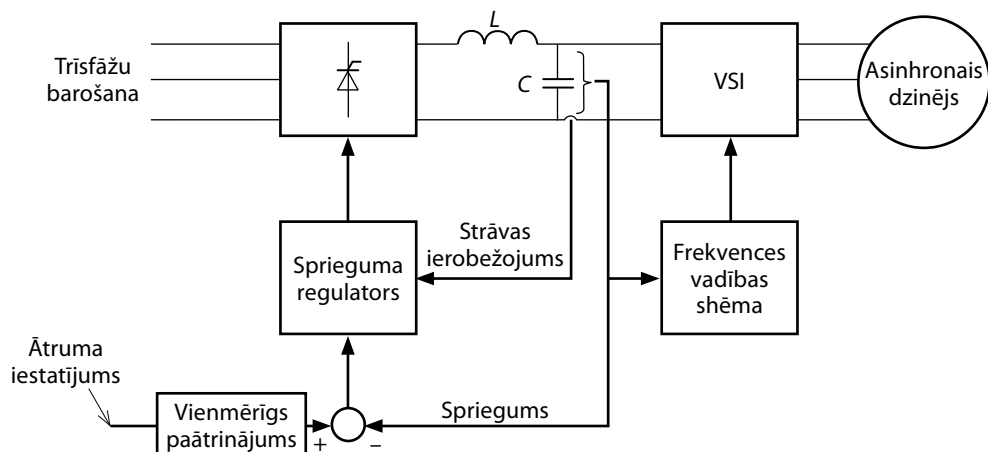


7.12. attēls. Mehāniskās raksturliktnes vienmērīga paātrinājuma laikā, kurās attēloti darba punkti ar strāvas vērtību 150% un 200% no nominālās.

7.5.2. Strāvas ierobežojuma vadība

Vairumam invertoru ir iekšēja vadība, kas ar invertora frekvences maiņas palīdzību ierobežo invertora strāvu un momentu; atkarībā no konfigurācijas tam tiek izmantota vai nu līdzstrāvas kopnes strāva, vai arī izejas strāva. Tipiska piedziņas shēma ar VSI, ko aplūkosim sīkāk, dota 7.13. attēlā. Savukārt 7.6. attēlā ilustrēts PWM piedziņas piemērs. Vispārīgi runājot, iespējams iestatīt strāvas ierobežojumu, kura vērtība ir mazāka par momentānās aizsardzības iestatījumu – piemēram,

150 %, ja momentānās aizsardzības iestatījums ir 200 %. Parasti tiek izmantota arī kāda pārslodzes aizsardzība ar inversu laikkarību, kas nepieļauj ilgstošu darba režīmu ar strāvu, kuras vērtība ievērojami pārsniedz nominālo.



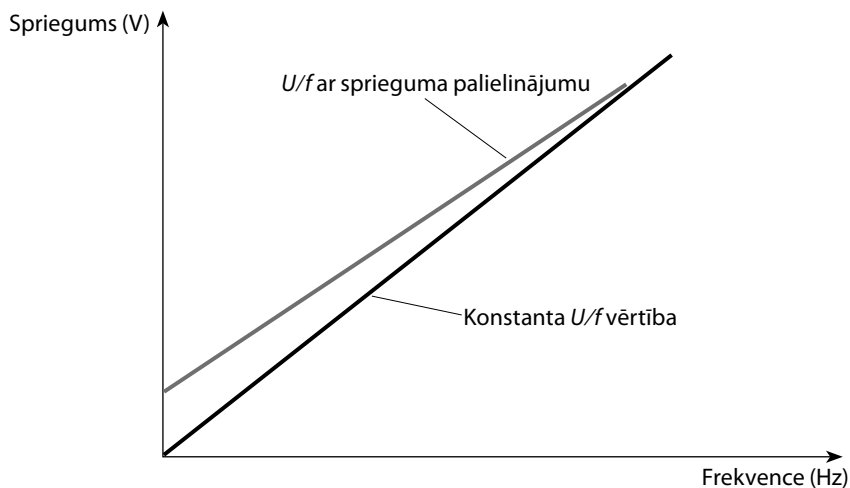
7.13. attēls. Tipiska momenta ierobežojuma vadība piedziņas sistēmā ar VSI.

Palaišanas laikā momenta ierobežojuma vadība ļauj izvairīties no liekas momentānās pārslodzes strāvas aizsardzības nostrādes, ko varētu izraisīt pārmērīga inerces vai liela slodzes momenta vērtība pie nulles ātruma. Tas darbojas šādi. Pēc neveiksmīgas paātrināšanās, kura novedusi pie paaugstinātas slīdes frekvences, momenta ierobežojums nepieļauj turpmāku sprieguma un frekvences pieaugumu. Ja turpinājumā ar to momentu, kāds pieejams, ievērojot strāvas ierobežojumu, izdodas dzinēju paātrināt, strāva samazinās un momenta ierobežojums tiek atcelts. Pēc tam turpinās paātrināšanās līdz pilnam ātrumam, kuras laikā iespējami papildu periodi ar momenta ierobežojumu. Ja sistēma ar momenta ierobežojumu nepaātrinās, invertors ilgstošas pārslodzes dēļ pēc kāda laika atslēgsies. Tādējādi, izmantojot momenta ierobežojuma vadību, iespējams izvairīties no daudzām atslēgšanām, kas varētu rasties lielas inerces vai lielas sākotnējās slodzes dēļ.

7.5.3. U/f vērtības paaugstināšanas ietekme

Mazajam sprieguma palielinājumam, kas iestrādāts U/f regulatorā, lai kompensētu sprieguma kritumu statora aktīvajā pretestībā I_r pie mazas frekvences, ir nozīmīga ietekme uz palaišanu. Grafikā 7.14. attēlā ilustrēta U/f raksturliktne tipiskai piedziņas sistēmai. Tomēr jāuzsver, ka tiek izmantotas dažādas palielinājuma raksturliktnes, turklāt daļai piedziņas sistēmu ir iespējams izvēlēties konkrētam lietojumam piemērotāko. Skaidrs, ka pie zemas frekvences palielinājums ir nepie-

ciešams, jo citādi sprieguma krituma Ir dēļ strāvas un momenta vērtības būs ļoti mazas. Turpretim otra galējība – pārmērīgs sprieguma palielinājums – varētu novest pie tā, ka jau magnetizēšanas strāva vien pārsniegtu momentānās aizsardzības iestatījumu un pieejamais moments būtu vienāds ar 0. Tāpēc pastāv tādas sprieguma palielinājuma vērtības, kas atrodas kaut kur pa vidu un nodrošina optimālu momentu pie jebkuras frekvences.



7.14. attēls. Tipiska U/f raksturlīkne piedziņai ar sprieguma avotu.

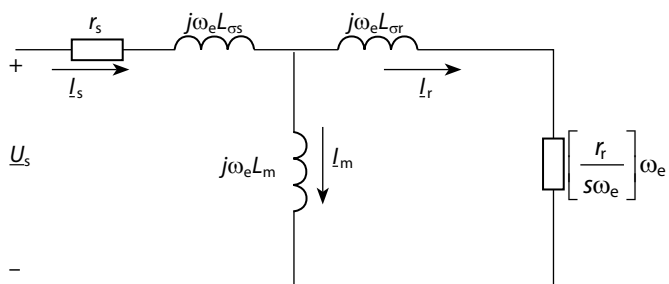
To var izskaidrot, ievērojot, ka pie noteiktas statora strāvas I_0 attīstītais moments ir atkarīgs no slīdes frekvences, bet nav atkarīgs no statora frekvences. Tas ilustrēts ar ekvivalento shēmu 7.15. attēlā. Kā redzams shēmā, pie noteiktas slīdes frekvences vērtības $s\omega_e$ visas rotora un magnetizēšanas zara pretestību vērtības mainās lineāri atkarībā no frekvences, tāpēc statora strāvas sadalījums rotora un magnetizēšanas strāvā nav atkarīgs no frekvences. Tā kā moments izsakāms –

$$M_e = 3p(I_r)^2 \frac{r_r}{s\omega_e}, \quad (7.1.)$$

tas ir atkarīgs tikai no strāvas un slīdes frekvences, bet nav atkarīgs no griešanās frekvences. Kā jau aplūkots 3. nodaļā, momenta–slīdes frekvences raksturlīknes maksimums tiek sasniegts pie vērtības

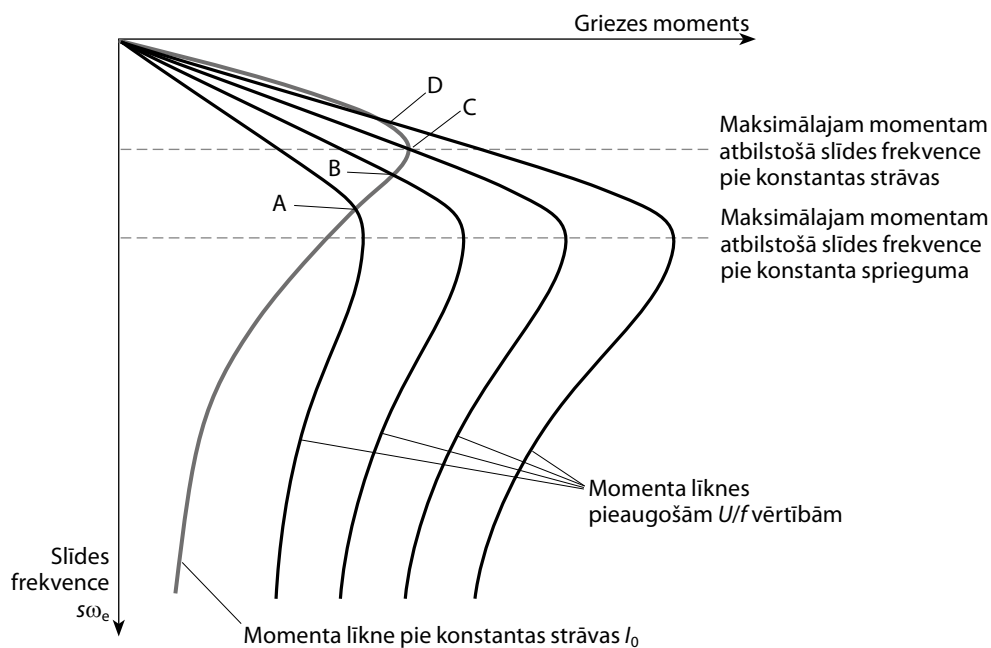
$$s\omega_e = \frac{r_r}{L_{\sigma r} + L_m}, \quad (7.2.)$$

kas parasti ir ievērojami mazāka par nominālo slīdes frekvenci.



7.15. attēls. Asinhronā dzinēja ekvivalentā shēma, kurā ilustrēta sakarība starp momentu un strāvu.

Grafikā 7.16. attēlā dota momenta raksturlīkne pie nemainīgas statora strāvas I_0 un vairākas momenta līknes pie nemainīgas frekvences ω_e ar dažādām U/f vērtībām. Maksimums momenta līknei pie konstantas strāvas atbilst tam darba punktam, kurā darbinot dzinēju palaišanas laikā un/vai pie zemas frekvences, tiktu pilnībā izmantota pieļaujamā invertora strāva. Sakarā ar zudumiem serdē šis darba punkts nav īpaši piemērots augstākai frekvencei.



7.16. attēls. Momenta–slīdes frekvences raksturlīknes, kurās parādīta optimālas U/f vērtības izvēle pie noteiktas frekvences.

Jāievēro, ka, palielinot U/f vērtību, sākotnēji griezes moments pie strāvas I_0 pieaug (sk. punktus A un B), līdz punktā C tiek sasniegts maksimālais moments. Turpmāka U/f pieauguma rezultātā punktā D griezes moments samazinās. Šāda parādība

bieži novērojama tad, ja tiek izmantota maza momenta ierobežojuma vērtība vai ja, cenšoties palielināt palaišanas momentu, tiek izmantots pārmērīgs palielinājums. Kopumā darbība punktā D izraisa arī lielas momenta pulsācijas, jo gan plūsmas pamatharmonika, gan arī strāvas harmonikas ir ļoti lielas.

Diemžēl ir ļoti sarežģīti piedziņu vadīt tā, lai palaišanas laikā tās darbība noturētos punktā C, kur attiecībā pret strāvu momentam ir maksimālā vērtība. Lai gan slīdes frekvence punktā C nav atkarīga no frekvences, piedziņas sistēmai nav nekādas informācijas par rotora ātrumu un līdz ar to nav iespējas tiešā veidā uzturēt vēlamā slīdes frekvences vērtību. Turklāt vēlamā slīdes frekvence ir atkarīga no strāvas, jo pie lielākas strāvas galvenās magnētiskās plūsmas vērtība ir lielāka, kā rezultātā mainās piesātinājuma pakāpe un līdz ar to arī L_m . Lai gan izstrādātas dažādas metodes, kas palaišanas laikā nodrošina darbību tuvu punktam C, optimāls tehniskais risinājums ir momenta vadības metode, kura izklāstīta nākamajā nodaļā.

7.6. Noslēgums

Salīdzinot dažādas regulēšanas iespējas – stāvokļa, ātruma un momenta vadību –, ātruma regulatori ir nozarē visplašāk izmantotie un līdz šim vispamatīgāk izstrādātie. Regulējama ātruma piedziņas sistēmu ar visiem tās piederumiem ar pilnu pārlicību var iegādāties no dažādiem ražotājiem, nešauroties par apmierinošu tās darbību. Tomēr līdz ar mikrokontrolleru, sensoru tehnoloģiju, komutācijas u. tml. ierīču attīstību arī šajā nozarē inženierprojektētāji sastop arvien jaunus izaicinājumus.

Piedziņas sistēmas ar regulējamu griezes momentu

8.1. Ievads

Regulējama ātruma piedziņas sistēmās, ko aplūkojām 7. nodaļā, ar barošanas sprieguma frekvences maiņu tiek nodrošināts regulējams sinhronais ātrums. Vispārīgi runājot, tādā gadījumā nav iespējama tieša griešanās frekvences vadība, ja vien papildus netiek izmantots ātruma mērītājs. Tāpat arī nenotiek tieša dzinēja griezes momenta vadība; griešanās ātrumu, slīdes frekvenci un griezes momentu nosaka mašīnas mehāniskā raksturlīkne un slodzes raksturlīkne. Īpaši labi to var novērot palaišanas laikā, kad vienmērīgais paātrinājums ir rūpīgi jāpielāgo atbilstoši slodzes raksturlīknei un inercei, lai izvairītos no darbības ar lielu slīdes frekvenci un lielu strāvu.

Pastāv daudzas iekārtas, kurām nepieciešama tieša dzinēja momenta vadība neatkarīgi no tā ātruma. Kā piemērus var minēt metālapstrādes darbgaldus, celtnus, transportlīdzekļus, uztīšanas iekārtas un daudzas citas iekārtas ar servopiedziņu. Šādām iekārtām parasti nepieciešama ātra reakcija, spēja darboties visos četros kvadrantos un bieži vien – tuvu ejot caur nulles ātruma punktu. Griezes momenta uzdošanai parasti izmanto ārēju vadības kontūru, kas regulē konkrēto interesējošo lielumu. Tas var būt ātrums, rotora stāvoklis, spriegums, spiediens u. tml.

Vēsturiski galvenais šādos gadījumos izmantotais mašīnas veids ir bijis līdzstrāvas dzinējs ar neatkarīgu ierosmi. Proporcionālā sakarība starp enkura strāvu un griezes momentu ļauj tiešā veidā vadīt momentu. Izmantojot augstas frekvences līdzstrāvas impulsregulatorus ar strāvas atgriezenisko saiti, iespējams tiešā veidā vadīt strāvu un pārvarēt problēmas, kas saistītas ar griešanās frekvences atkarību no enkura ķēdes pret-EDS. Tādējādi iespējams panākt izcilu griezes momenta vadību, līdz pret-EDS vērtība kļūst salīdzināma ar impulsregulatora ieejas spriegumu. Tāpat iespējama ierosmes vājināšana, kas ļauj mašīnai darboties pastāvīgas jaudas diapazonā ar lielu ātrumu.

Pateicoties maiņstrāvas mašīnu regulēšanas teorijas, elektroniskas komutācijas sistēmu un vadības elektronikas tehnoloģiskajai attīstībai, tagad iespējams panākt arī maiņstrāvas mašīnu darbību ar regulējamu griezes momentu. Līdzīgi kā līdzstrāvas mašīnā, momenta vadība notiek, regulējot dzinēja strāvu. Taču maiņstrāvas mašīnā nepieciešams regulēt gan amplitūdu, gan fāzi, kā rezultātā tapis vispārīgs apzīmējums *vektoru vadība*. Turklāt pretēji līdzstrāvas mašīnai, kurā polu plūsmas un enkura magnetizējošā spēka (MS) orientāciju nosaka kolektors un sukas, maiņstrāvas mašīnai nepieciešama ārēja magnētiskās plūsmas un enkura MS telpiskās orientācijas vadība. Ja šādas vadības nav, maiņstrāvas mašīnā telpiskie leņķi starp dažādiem magnētiskajiem laukiem mainās līdz ar slodzes izmaiņām (un arī pārejas procesu laikā), izraisot kompleksu mijiedarbību un dinamiskus svārstību procesus. Maiņstrāvas mašīnu vadības sistēmas, kuras tiešā veidā regulē šos telpiskos leņķus, sauc par *lauka orientācijas* jeb *lauka leņķa* regulatoriem. Terminoloģija līdz šim vēl nav pilnībā izstrādāta, tāpēc darbs ar to vēl turpināsies, līdz tiks panākta vienota izpratne par dažādu terminu nozīmi. Šīs nodaļas ietvaros termins *lauka orientācija* tiks attiecināts uz tādām sistēmām, kuras cenšas panākt 90 elektrisko grādu lielu telpisko leņķi starp noteiktām izvēlētām lauka komponentēm, lai iespējami precīzi atdarinātu līdzstrāvas mašīnu. Citas telpisko leņķu vadības shēmas dēvēsim vienkārši par *lauka leņķa regulatoriem*. Tomēr arī šādas vadības sistēmas nodrošina magnētiskā lauka orientāciju tādā pašā pamatformā, taču bez dažām lauka orientācijas (90°) regulatoriem piemītošām atsaistes īpašībām.

Sākotnējās prasības momenta vadības sistēmai iespējams noskaidrot, izpētot līdzstrāvas mašīnas darbību. Šos principus var salīdzinoši viegli piemērot arī sinhronajai mašīnai, tāpēc izmantosim to kā starpposmu, kas palīdzēs iegūt izpratni par sarežģītāku uzdevumu – asinhronās mašīnas momenta vadību. Lai gan sākotnēji šķiet parocīgi izmantot strāvas invertoru kā strāvas vadītu elektronisku barošanas avotu, iepazīsimies ar praksē daudz noderīgāku (jo īpaši mazas un vidējas jaudas piedziņai) strāvas vadītu PWM invertoru un iztirzāsim dažas ar tā izmantošanu saistītas problēmas.

8.2. Līdzstrāvas mašīnas momenta vadība

Līdzstrāvas mašīnas momenta vadības principi ir visvienkāršākie, jo tajā vadības pamatprasību izpildi nodrošina pilnīgi neatkarīgi elementi – kolektors un elektronisks enkura strāvas regulators. Tamdēļ līdzstrāvas mašīnas momenta vadība ir ļoti piemērots sākumpunkts tam, lai iepazītos ar visa veida momenta vadības sistēmu pamatprincipiem.

8.2.1. Līdzstrāvas mašīnas modelis

Kā zināms no 2. nodaļas, līdzstrāvas mašīnai ir nekustīgi poli, līdzstrāvas barots ierosmes tinums vai pastāvīgie magnēti, kā arī rotējošs enkura tinums, ko baro ar kolektora un suku palīdzību. Šī pamatstruktūra kopā ar rezultējošo enkura MS un polu plūsmas orientāciju ilustrēta 8.1. attēlā. Kolektora darbību var raksturot šādi: enkura tinuma sekcijām pārvietojoties gar sukām, kolektors izmaina strāvas virzienu enkura tinumā, kā rezultātā strāvas telpiskais sadalījums saglabājas nemainīgs neatkarīgi no rotora stāvokļa vai griešanās frekvences. Kā parādīts attēlā, magnetizējošā spēka virziens ir perpendikulārs polu plūsmas virzienam neatkarīgi no rotora ātruma. Pateicoties šai ortogonalitātei, enkura strāva neietekmē polu magnētisko plūsmu, ja neskaita sekundārus nelineārus faktorus (enkura reakcijas atmagnetizējošo iedarbi).

No elektromagnētiskās mijiedarbības starp polu plūsmu un enkura tinumu izriet divas pamatsakarības: inducētais EDS ir proporcionāls polu plūsmai un rotora griešanās ātrumam –

$$E_a = k_v \phi \omega_r, \quad (8.1.)$$

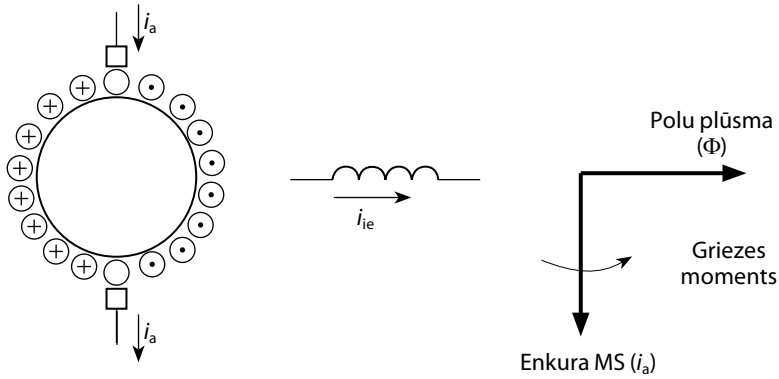
un elektromagnētiskais moments ir proporcionāls polu plūsmai un enkura strāvai –

$$M_e = k_t \phi i_a. \quad (8.2.)$$

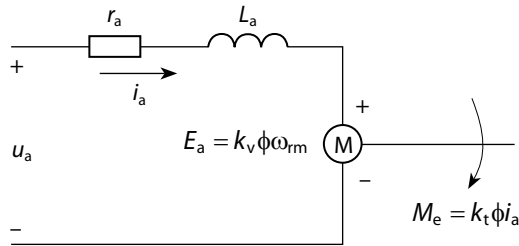
(Atgādinājums: konstantes k_v un k_t ir atkarīgas no izmantotajām mērvienībām, taču tās ir vienādas, ja izteiktas MKS mērvienībās.) Lai iegūtu pilnvērtīgu modeli, tajā jāiekļauj enkura aktīvā pretestība (un pārejas strāvu dēļ – induktīvā pretestība), kā tas parādīts 8.1. attēlā dotajā ekvivalentajā shēmā. Svarīgi ievērot, ka modeļa vienkāršības pakāpe ir ļoti atkarīga no savstarpēji perpendikulārajiem polu plūsmas un MS virzieniem. Ja šī ortogonalitāte tiek izjaukta (piemēram, mehāniski nobīdot sukas), rodas divi sarežģījumi:

- 1) plūsma vairs nav neatkarīga no enkura strāvas, jo parādīsies MS komponente arī polu ass virzienā;
- 2) mainās sprieguma un momenta izteiksmes (8.1.) un (8.2.) – tām jāpievieno no leņķa atkarīga funkcija (pirmajā tuvinājumā – sinuss leņķim starp abām asīm).

(a) Enkura MS un polu plūsmas orientācija



(b) Ekvivalentā shēma



8.1. attēls. Līdzstrāvas mašīnas modelis.

8.2.2. Darbība ar regulējamu ātrumu

Ātruma regulēšanu parasti īsteno, darbojoties ar nemainīgu polu magnētisko plūsmu un regulējot enkura tinumam pievadīto spriegumu. Tad tukšgaitas ātrums ir tāds, pie kura inducētais EDS ir vienāds ar pievadīto spriegumu. Griezes momenta attīstīšanai nepieciešama enkura strāva, kura enkura tinumā rada sprieguma kritumu ir . Šī sprieguma krituma dēļ samazinās inducētā EDS vērtība un nedaudz krītas arī griešanās frekvence. Tādējādi katrai enkura sprieguma vērtībai atbilst noteikta mehāniskā raksturlīkne, un faktiskais griešanās ātrums ir atkarīgs no enkura tinuma sprieguma un momenta, kāds jāpievada mehāniskajai slodzei. Aprakstītā situācija ir analogiska asinhronās mašīnas darbībai ar regulējamu frekvenci un nemainīgu U/f vērtību. Abos gadījumos momentu, strāvu un griešanās ātrumu nosaka slodze, kuras mehāniskā raksturlīkne atkarīga no ierosmes.

8.2.3. Darbība ar regulējamu griezes momentu

Līdzstrāvas mašīnas griezes momenta regulēšana ir viegli īstenojama, sprieguma vietā regulējot enkura tinuma strāvu. No izteiksmes (8.2.) izriet, ka pie konstantas polu plūsmas vērtības griezes moments ir tieši proporcionāls enkura strāvai. Tādējādi momentu iespējams regulēt ar tādu pašu precizitāti un ātrumu, ar kādu tiek vadīta enkura strāva.

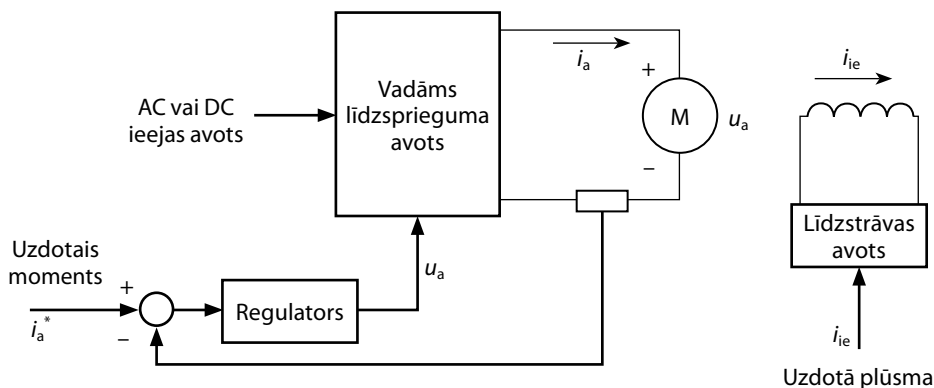
Praktiski to īsteno, izmantojot regulatoru ar strāvas atgriezenisko saiti un elektronisku barošanas avotu (8.2. att.). Ja nepieciešams iegūt gan pozitīvas, gan negatīvas griezes momenta vērtības, barošanas avotam jāspēj vadīt strāvu abos virzienos (ja nepieciešama griešanās abos virzienos, jāspēj arī mainīt sprieguma polaritāti). Enkura tinuma spriegums, kāds nepieciešams, lai pievadītu regulējamu strāvu, vienmēr ir vienāds ar inducētā EDS, kas atkarīgs no ātruma, un enkura ķēdes spriegumu ir un Ldi/dt summu. Līdz ar to ļoti straujām strāvas izmaiņām nepieciešams liels enkura tinuma pārejas spriegums, lai kompensētu induktīvās parādības, bet darba režīmiem ar lielu griešanās frekvenci nepieciešams liels vidējais spriegums, lai nodrošinātu no ātruma atkarīgo inducēto EDS. Taču moments precīzi seko strāvai, un tik ilgi, kamēr strāvas regulators nodrošina uzdoto strāvas vērtību, moments ir proporcionāls regulatorā iestatītajai strāvai.

8.3. Prasības momenta regulēšanai

No aplūkotojumiem līdzstrāvas mašīnu vadības principiem izriet šādas momenta vadības prasības:

- 1) nepieciešama neatkarīgi regulējama ierosmes strāva, lai kompensētu ar tinuma aktīvo pretestību, izkliedes induktīvo pretestību un inducēto EDS saistītās parādības;
- 2) neatkarīgi vadāma vai konstanta magnētiskās plūsma;
- 3) neatkarīgi vadāms ortogonāls telpiskais leņķis starp plūsmas un MS asi, lai nepieļautu MS un plūsmas mijiedarbību.

Ja visos laika brīžos šīs trīs prasības izpildās, griezes moments tūlītēji seko strāvai un notiek tieša momenta vadība. Taču, ja visas prasības izpildās tikai stacionārā režīmā, kā tas var gadīties noteiktās sistēmās, tad iespējama tikai stacionāra režīma momenta vadība un pārejas perioda laikā moments nesekos strāvai precīzi. Vai tas ir pieņemami, atkarīgs no konkrētā lietojuma.



8.2. attēls. Līdzstrāvas piedziņas sistēma ar momenta vadību.

Līdzstrāvas mašīnā otrās un trešās prasības izpildi nodrošina kolektors un neatkarīga ierosmes sistēma (ar līdzstrāvu barots tinums vai pastāvīgie magnēti). Savukārt maiņstrāvas mašīnās šo divu prasību izpildei nepieciešama ārēja vadība, tāpēc situācija ir sarežģītāka un nedaudz grūtāk izprotama. Tamdēļ turpmākajā izklāstā vispirms aplūkosim momenta vadību sinhronajā mašīnā, kuras neatkarīgo ierosmes tinumu un zināmo lauka ass novietojumu uz rotora ir viegli vizualizēt, jo situācija līdzinās līdzstrāvas mašīnai.

Pirms turpmāka izklāsta ir noderīgi aplūkot ievadā minēto terminoloģiju kontekstā ar momenta vadības prasībām. Pirmās prasības izpildei nepieciešama neatkarīgi regulējama strāva, kas maiņstrāvas mašīnā nozīmētu gan amplitūdas, gan fāzes vadību. To sauc par *vektoru vadību*, tādējādi uzsverot gan amplitūdas, gan fāzes regulēšanu. Trešās prasības izpildei nepieciešama savstarpēji ortogonāla abu lauku telpiskā orientācija, kas savukārt attiecas uz ievadā minēto *lauka orientāciju*.

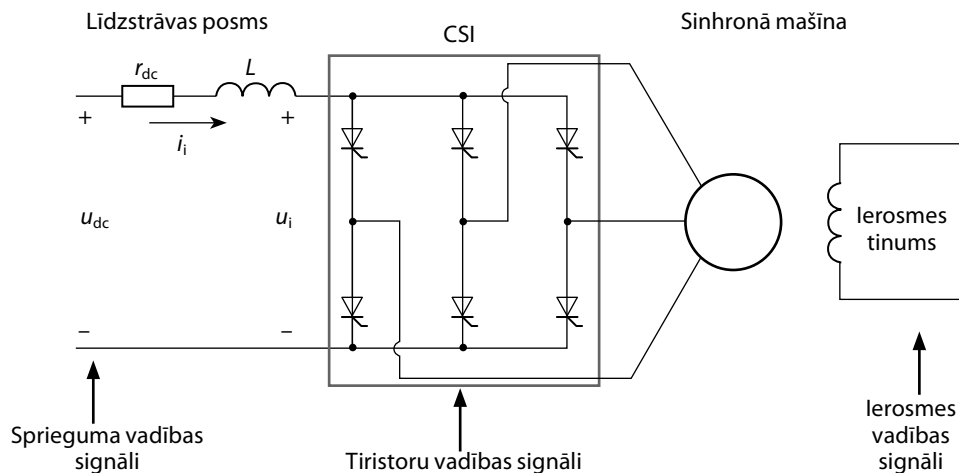
8.4. Sinhronās mašīnas momenta vadība

Visvienkāršākā no invertoriem barotā maiņstrāvas piedziņas sistēma, kura satur 8.3. nodaļā aplūkotos momenta vadībai nepieciešamos elementus, ir sinhronā mašīna ar CSI piedziņu. Šādas sistēmas pamatshēma dota 8.3. attēlā.

Piedziņas sistēmai piemīt šādas īpašības, kas tiešā veidā attiecas uz momenta vadībai nepieciešamajām prasībām:

- 1) CSI ir vairākfāžu strāvas avots, kuram iespējama gan amplitūdas, gan fāzes regulēšana;
- 2) mašīnas ierosmes tinumam var fiziski piekļūt un to regulēt tāpat kā līdzstrāvas mašīnā;
- 3) rotora tinumā plūstošās līdzstrāvas radītā magnētiskā lauka telpisko novietojumu skaidri nosaka rotora stāvoklis.

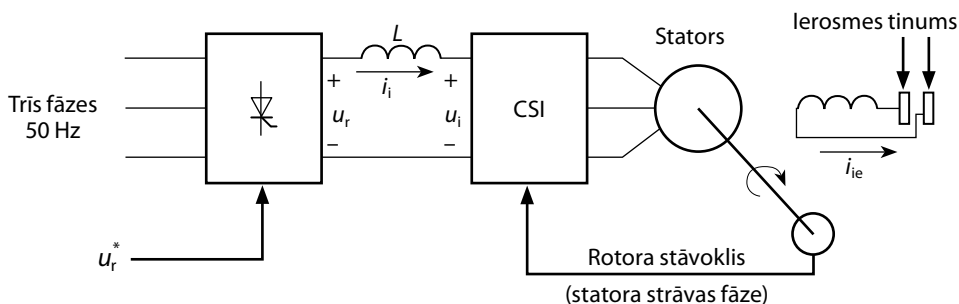
Minētās elektriskās un fizikālās iezīmes norāda uz to, ka CSI-sinhronās mašīnas sistēmu iespējams regulēt tā, lai atdarinātu līdzstrāvas mašīnu. Šādi veidota “bezkolektora līdzstrāvas mašīna” tiek izmantota jau daudzus gadu. Tās sākotnējā izcelsmes valsts ir Japāna. Turpmākajās sadaļās ieskicēsim pamatsoļus šādas sistēmas izveidei. Lai gan tas nav iecerēts kā vēsturisks apskats, šie pamatsoļi aptuveni atbilst arī vēsturiskajai sinhronās mašīnas momenta vadības attīstībai.



8.3. attēls. CSI-sinhronās mašīnas piedziņas sistēma.

8.4.1. Sinhronā mašīna ar CSI (bezkolektora līdzstrāvas mašīna)

Pamatslēma piedziņas sistēmai ar nenoslēgtu vadības sistēmu dota jau iepriekš 8.3. attēlā. CSI komutācija var būt vai nu piespiedu, vai gadījumā ar lielaudas dzinēju – bieži arī slodzes vadīta, ja mašīnu darbina ar apsteidzošu strāvu (pārierosmi). Abos gadījumos pēc rotora stāvokļa iespējams noteikt ierosmes tinuma ass novietojumu. Informāciju par rotora stāvokli tad var izmantot, lai vadītu impulsu padevi uz invertora tiristoriem un tādējādi īstenotu *lauka leņķa* vadību. Šāda shēma dota 8.4. attēlā. Saskaņā ar acīmredzamu līdzību ar līdzstrāvas dzinēju, jo abas iekārtas nodrošina nemainīgu telpisko leņķi starp ierosmes tinumu un statora tinuma magnetizējošo spēku. Skaidrs, ka sistēma ir pašsynchronizējoša, jo invertora frekvence vienmēr ir vienāda ar vārpstas griešanās frekvenci.



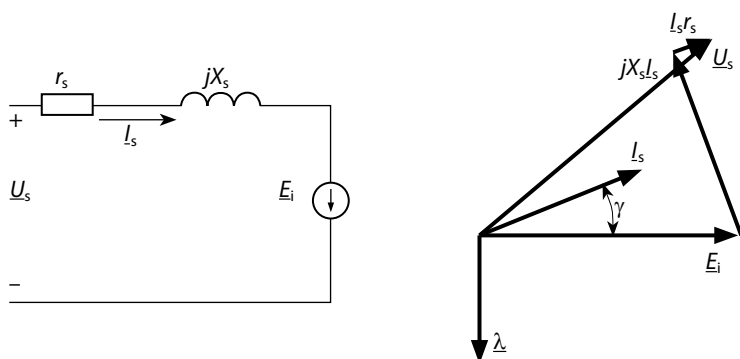
8.4. attēls. Bez kolektora līdzstrāvas dzinējs ar tiešu rotora stāvokļa atgriezenisko saiti, kas nodrošina statora strāvas fāzes vadību.

Stacionārā režīmā mašīnas darbību attiecībā pret tās lielumu pamatharmonikām var aprakstīt ar tradicionālu ekvivalentās shēmas metodi (8.5. att.). Vienkāršības labad aplūkota mašīna ar neizvirzītiem poliem, jo polu izvirzījums neietekmē sistēmas pamatīpašības un tikai apgrūtinātu turpmāko pamatprincipu skaidrojumu.

Ekvivalentajā shēmā 8.5. attēlā E_i ir EDS, ko inducē ierosmes tinuma strāvas radītais lauks. Tā amplitūda ir proporcionāla rotora griešanās frekvencei un ierosmes strāvas radītajai magnētiskajai plūsmai gaisa spraugā:

$$E_i = k_v \phi \omega_r, \quad (8.3.)$$

kas ir tieši tāpat kā līdzstrāvas mašīnas pretelektrodzinējspēkam. Savukārt E_i fāzes leņķis ir tieši saistīts ar rotora stāvokli. Tāpēc 8.5. attēlā ilustrēto vadību ar rotora stāvokļa atgriezenisko saiti var burtiski interpretēt kā leņķa γ vadību starp vektoriem E_i un I_s . Attēlā leņķim γ ir neliela pozitīva vērtība un vektors I_s apsteidz E_i . Jāpiebilst, ka šādā situācijā dzinēja spaiļu spriegums, ko iegūst, saskaitot $jL_s X_s$ un $L_s r_s$, apsteidz strāvu pie mašīnas spailēm.



$$M_e = 3p \frac{E_i I_s \cos \gamma}{\omega_e} = K_t \lambda I_s \cos \gamma$$

8.5. attēls. Vektoru diagramma un momenta vienādojums CSI-sinhronā dzinēja piedziņas sistēmai ar rotora stāvokļa vadību.

Mašīnas momentu var aprēķināt, ieejas jaudu dalot ar mehānisko griešanās ātrumu:

$$M_e = 3p \frac{E_i I_s}{\omega_e} \cos \gamma. \quad (8.4.)$$

Izteiksmē ievietojot E_i no vienādojuma (8.3.), iegūstam

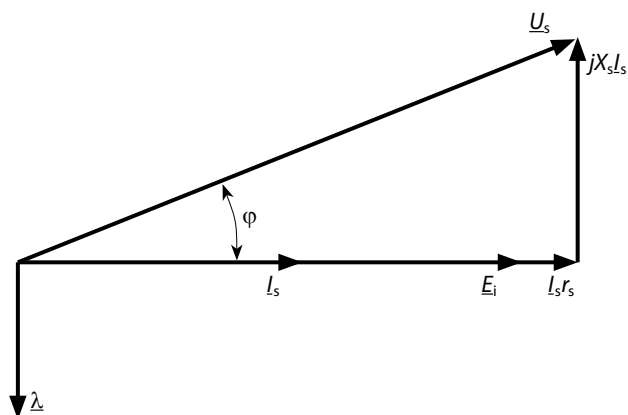
$$M_e = 3p\lambda \cos \gamma I_s = k_v \phi I_s \cos \gamma, \quad (8.5.)$$

$$k_v = 3pN_s, \quad (8.6.)$$

kas pie konstanta γ ir pēc formas identiska izteiksme attiecīgajai līdzstrāvas mašīnas izteiksmei. Jāievēro, ka momenta un strāvas attiecības vērtība ir maksimālā, ja izvēlas $\gamma = 0$.

8.4.2. Momenta vadība un leņķa γ vērtības izvēle

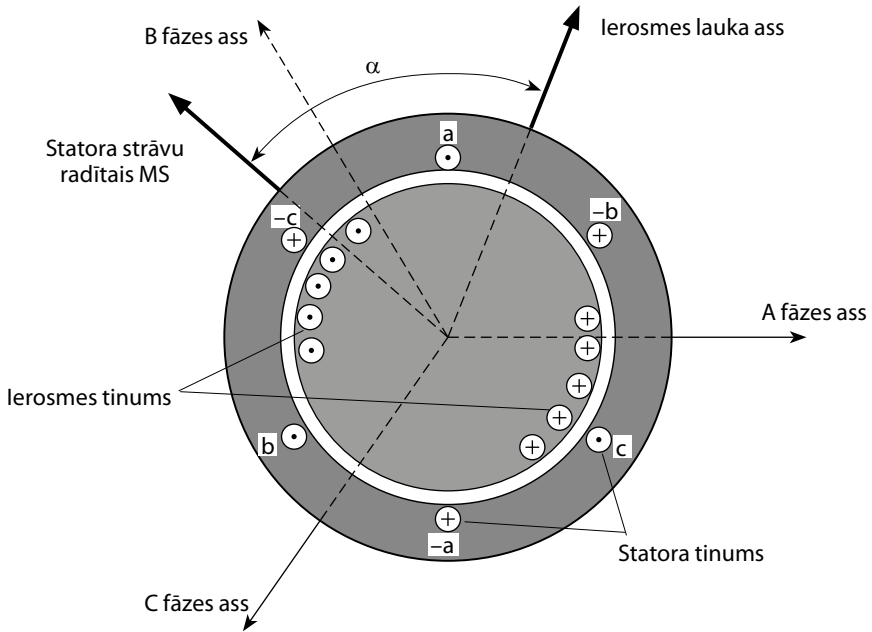
No izteiksmes (8.5.) izriet, ka, tāpat kā līdzstrāvas mašīnā, stacionāra režīma momenta vadības īstenošanai jābūt iespējai regulēt statora strāvas I_s amplitūdu. Turklāt leņķis γ jāuztur nemainīgs un, kā minēts iepriekš, izvēloties $\gamma = 0$, tiek maksimizēts moments uz vienu ampēru. Lai gan pie jebkuras $\gamma = \text{const}$ vērtības leņķis starp ierosmes plūsmu un statora MS ir nemainīgs, tikai pie $\gamma = 0$ šie lielumi ir savstarpēji ortogonāli. Tas ilustrēts 8.6. attēlā, kur pie $\gamma = 0$ ierosmes lauka ass ir 90° leņķī pret inducēto EDS \underline{E}_i . Šī 90° nobīde laikā starp ierosmes lauka asi un inducēto EDS izriet no atvasinājuma pēc laika, kas saista plūsmu un spriegumu atbilstoši Faradeja likumam. Tādējādi režīms ar $\gamma = 0$ atbilst vēlamo ortogonalitātei starp ierosmes lauku un enkura MS tāpat kā līdzstrāvas mašīnā. Mašīnas fiziskā uzbūve shematiski parādīta 8.7. attēlā. Tajā attēlota sinhronā mašīna ar vienmērīgu gaisa spraugu un ilustrēts faktiskais telpiskais leņķis starp MS un ierosmes lauka asi (attēlā apzīmēts ar α). Ja $\gamma = 0$, leņķis α vienāds ar 90° un ierosmes lauka ass ir ortogonāla attiecībā pret MS.



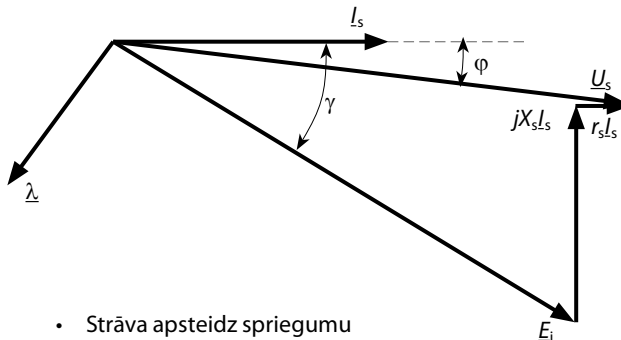
- Maksimālais moments uz vienu ampēru
- Ierosmes lauka un MS savstarpēji ortogonāli
- Strāva atpaliek no sprieguma

8.6. attēls. Vektoru diagramma pie $\gamma=0$, kurā redzama ortogonalitāte starp ierosmes lauka asi un enkura magnetizējošā spēka asi.

Vektoru diagramma 8.6. attēlā norāda arī uz to, ka režīmos ar $\gamma = 0$ jaudas koeficients pie mašīnas spailēm vienmēr ir atpaliekošs. Lai gan tas nepasliktina piedziņas sistēmas momenta vadības iespējas, tas nozīmē, ka energoelektronikas pārveidotājam, kurš pievada strāvu, jābūt spējīgam piegādāt arī nepieciešamo reaktīvo jaudu. Līdz ar to mašīna nedarbojas ar maksimālo lietderības koeficientu, un jo īpaši svarīgi tas kļūst lieljaudas piedziņas sistēmās. Vairums lieljaudas piedziņas sistēmu, kuras veidotas no CSI kombinācijā ar sinhrono mašīnu, izmanto slodzes vadītu komutāciju, kam savukārt nepieciešams apsteidzošs jaudas koeficients pie spailēm. To panāk ar no nulles atšķirīgām γ vērtībām (8.8. att.). Šādās sistēmās ortogonalitāte starp plūsmu un MS tiek upurēta, lai iegūtu būtiskas ekonomiskas priekšrocības.



8.7. attēls. Shematiska sinhronās mašīnas uzbūve, kur attēlota ierosmes lauka ass un enkura magnetizējošā spēka ass.



- Strāva apsteidz spriegumu
- Paškomutācija
- Lauku mijiedarbība

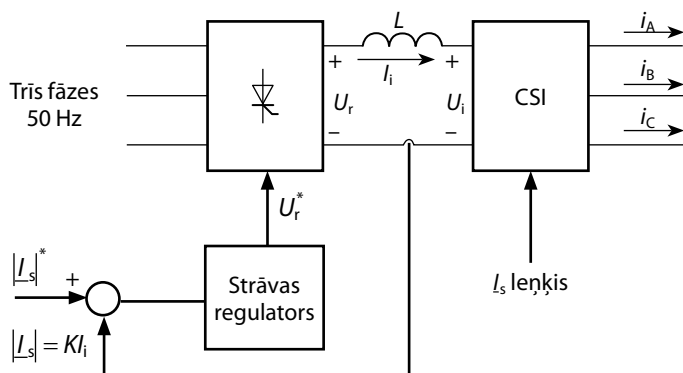
8.8. attēls. Vektoru diagramma pie lielās leņķa γ vērtības, ar apsteidzošo jaudas koeficientu pie spailēm.

8.5. Strāvas vadība

Pirms dinamisku darba režīmu analīzes ir svarīgi novērtēt, cik ātri strāvas regulēšanu iespējams īstenot – gan attiecībā uz tās amplitūdu, gan fāzi. Shēma ar CSI, kas izmantots kā vadāms trīsfāžu strāvas avots, ilustrēta 8.9. attēlā. Kā redzams attēlā, šāda shēma nodrošina neatkarīgu strāvas amplitūdas regulēšanu, izmantojot līdzstrāvas vadības kontūru, un strāvas fāzes vadību ar atbilstošiem invertora tiristoru impulsu padeves laikiem. Lai gan sistēma ir vienkārša un droša, tai ir vairāki ierobežojumi:

- 1) lai gan fāzi iespējams izmainīt ļoti ātri, līdzstrāvas posma induktivitātes dēļ amplitūdas izmaiņas ir relatīvi lēnas;
- 2) dzinēja strāvas forma ir kvazi taisnstūrveida, nevis sinusoidāla; tāpēc pastāv momenta pulsācijas, kas var sagādāt problēmas pie maza ātruma;
- 3) komutācijas aizkaves dēļ rodas fāzes novirze, kas palielinās līdz ar strāvu un frekvenci.

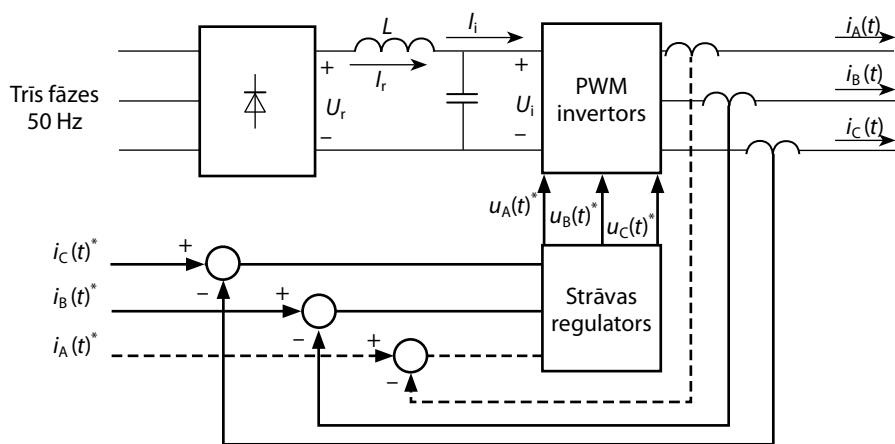
Neskatoties uz šiem ierobežojumiem, CSI visai plaši izmanto kā regulējamas strāvas avotu, jo īpaši lieljaudas iekārtās un gadījumos, kad iespējama slodzes vadīta komutācija. Lai kompensētu katru no minētajiem ierobežojumiem, iespējams veikt noteiktus korektīvus pasākumus. Kā piemērus var minēt regulatoru kompensējošās shēmas, kas novērš pirmo un trešo ierobežojumu, un līdzstrāvas posma strāvas modulāciju vai PWM izmantošanu, kas savukārt novērš momenta pulsācijas. Tomēr šādas kompensējošās shēmas paaugstina izmaksas un palielina sistēmas sarežģītību, tāpēc tās izmanto tikai tad, ja konkrētajā lietojumā tas ir nepieciešams.



8.9. attēls. Strāvas regulēšana CSI ar līdzstrāvas posmu, kas kalpo kā vadāms trīsfāžu strāvas avots.

Cita shēma, kurai nepiemīt ar CSI saistītie ierobežojumi, dota 8.10. attēlā. Šo sistēmu var uzskatīt par līdzstrāvas dzinējos izmantotā divvirzienu līdzstrāvas impulsu pārveidotāja trīsfāžu izpildījumu. Sistēmu veido tradicionāls PWM invertors ar strāvas vadības kontūriem, kas nodrošina regulējamu izejas strāvu. Strāvas

regulatoram var būt dažādas shēmas. Iespējams, vienkāršākā ir tāda, kurā izmanto strāvas novirzes signālus (ar nelielu histerēzi), lai pa tiešo vadītu invertora slēdžus. Katrs strāvas novirzes signāls tiek izmantots vienā no invertora fāzēm. Lai gan strāvas regulatora projektēšana ir nozīmīgs tehnisks uzdevums, pašlaik pieņemsim, ka sistēma ir ideāla un līdz ar to spējīga reaģēt ātri, bez amplitūdas vai fāzes aizkaves, kā arī nodrošina sinusoidālu dzinēja strāvu, ja uzdotais signāls arī ir sinusoidāls. Līdzīgi kā līdzstrāvas piedziņai, kad dzinēja spriegums tiecas uz līdzstrāvas kopnes spriegumu, strāvas kontūrs vairs nevar sekot uzdotajai vērtībai un darbība atgriežas parastā PWM jeb sešu intervālu sprieguma invertora režīmā. Jāņem vērā, ka, izmantojot šo shēmu, nepieciešams uzdot tieši tādus signālus, kas atbilst vēlamajai dzinēja strāvai. Šo jautājumu aplūkosim kādā no turpmākajām sadaļām.



8.10. attēls. PWM invertors ar strāvas regulatoru, kas ļauj iegūt vadāmu trīsfāžu strāvas avotu (CRPWM²³).

Lai gan PWM sistēma (8.10. att.) kalpo kā nozīmīga alternatīva CSI sistēmai (8.9. att.), jo tai nepiemīt CSI raksturīgie ierobežojumi, arī PWM sistēmai ir savi ierobežojumi. Nozīmīga problēma ir strāvas mērījumu veikšana pietiekamā joslas platumā (tostarp līdzstrāvas), lai būtu iespējama darbība plašā frekvenču diapazonā. Sarežģījumus var sagādāt arī strāvas regulatora vadības algoritms – daļai regulatoru tipu noteiktos apstākļos var pastāvēt augstas frekvences robežcikli (svārstības), kas izraisa lielus komutācijas zudumus. Taču šīs problēmas palīdz risināt strāvas mērierīču tehniskā attīstība un sarežģītākas strāvas regulatoru shēmas. Ievērojiet, ka shēmā 8.10. attēlā tiešā veidā nepieciešams mērīt tikai divu fāžu strāvas (jo $i_A + i_B + i_C = 0$). Vairumam ierīču šis apsvēruma tiek ņemts vērā, tādējādi samazinot komponentu skaitu.

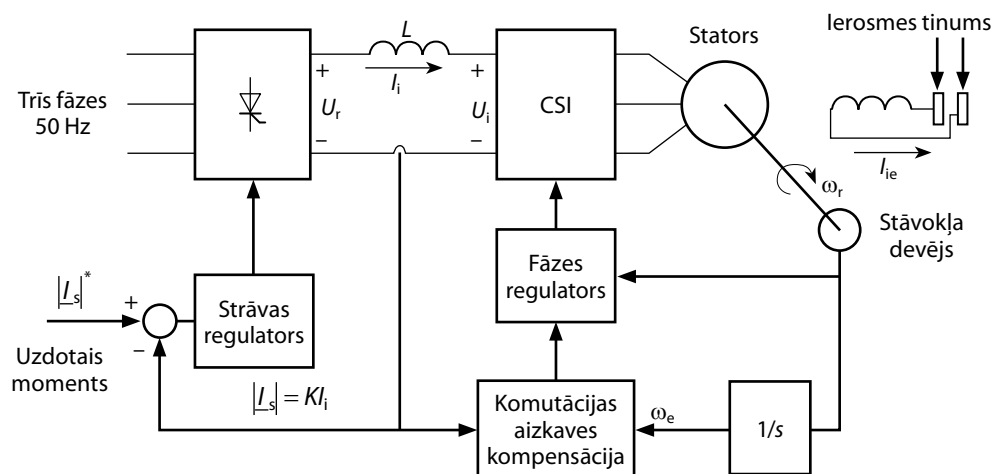
²³ Angliski – *current controlled pulse width modulation [inverter] (CRPWM)*.

8.6. Sinhronā elektropiedziņa ar regulējamu griezes momentu

Lai īstenotu 8.4. nodaļā aplūkotos momenta vadības principus, nepieciešama statora strāvas amplitūdas un fāzes leņķa regulēšana. Lai nodrošinātu pilnvērtīgu momenta regulēšanu, *vektoru vadība* jārealizē ne vien stacionāros režīmos, bet arī pārejas procesu laikā. To iespējams īstenot ar 8.5. nodaļā aprakstītajiem strāvas regulatoriem.

8.6.1. Momenta vadība, izmantojot CSI

Shēmā 8.11. attēlā dots vadības sistēmas piemērs tiešai lauka orientācijai ($\gamma = 0$), izmantojot rotora absolūtā stāvokļa devēju un CSI. Ja leņķis γ tiek uzturēts vienāds ar 0, ar statora strāvas amplitūdas palīdzību tiek regulēts moments, tāpēc uzdotā vērtība strāvas regulatora ieejā ir ekvivalenta uzdotajam momentam.



8.11. attēls. Sinhronā dzinēja momenta vadība (lauka orientācija), izmantojot CSI ar strāvas regulatoru.

Informācija par rotora stāvokli tiek tiešā veidā izmantota, lai, vadot impulsu padevi uz invertoru, nodrošinātu un uzturētu leņķa vērtību $\gamma = 0$. CSI raksturīgās komutācijas aizkaves dēļ nepieciešami arī korektīvi pasākumi, lai pie dažādiem strāvas līmeņiem un darba frekvences vērtībām uzturētu $\gamma = 0$. Attēlā tas ilustrēts ar *komutācijas aizkaves kompensācijas* bloku. Vispārīgā gadījumā fāzes regulatorā iespējams iestatīt arī citu, no nulles atšķirīgu γ vērtību. Taču šajā gadījumā statora strāvas amplitūda vairs neatspoguļotu uzdoto momentu, jo tā saturētu gan tādu komponenti, kas darbojas ierosmes lauka ass virzienā (magnetizējošo komponenti), gan arī tādu komponenti, kas ir par 90° nobīdīta un darbojas momenta ass virzienā.

Izpētot 8.11. attēlu kontekstā ar momenta vadības prasībām no 8.3. nodaļas, varam secināt, ka:

- 1) strāvas amplitūdas regulators nodrošina regulējamu strāvu – tas atbilst pirmajai prasībai;
- 2) ierosmes tinums pilnībā līdzinās līdzstrāvas mašīnas ierosmes tinumam;
- 3) rotora stāvokļa atgriezeniskā saite, ar kuras palīdzību tiek regulēta statora strāvas fāze, nodrošina lauka orientāciju – tādējādi izpildās arī trešā prasība.

Sistēma kopumā ir ļoti līdzīga līdzstrāvas mašīnai. Faktiski tā ir mašīna ar “elektronisku kolektoru”, ko nodrošina rotora stāvokļa vadītie invertora ieslēgšanas laiki. Līdzstrāvas mašīnā tieši tādu pašu funkciju – rotora stāvokļa vadītu strāvas komutāciju – nodrošina fiziskais kolektors. Rezumējot – visu trīs momenta vadības prasību izpilde tiek nodrošināta lielā mērā tāpat kā līdzstrāvas mašīnā.

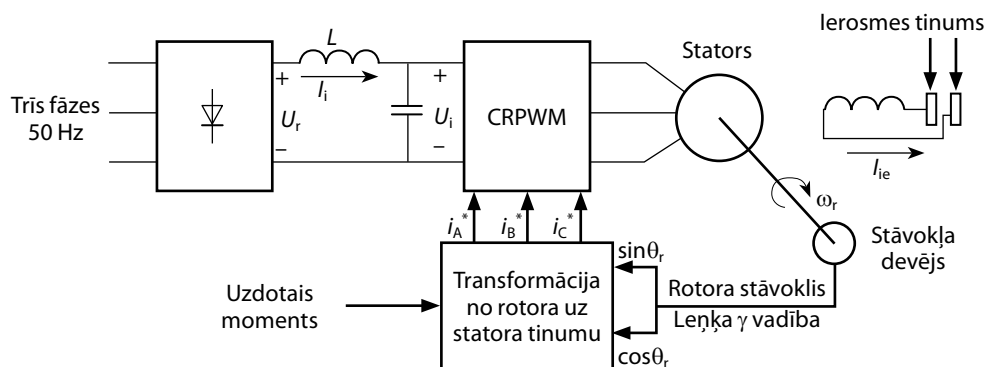
8.6.2. Momenta vadība, izmantojot CRPWM

8.5. nodaļā aplūkots PWM invertors ar strāvas regulatoru (CRPWM) ir vēl viens veids, kā īstenot sinhronās mašīnas momenta vadību. Tā darbības princips ilustrēts 8.12. attēlā. Šeit CRPWM strāvas iestatījumu formēšanai tiek izmantota momentu uzdodotās strāvas un rotora pagrieziena leņķa θ_r atgriezeniskās saites signāla vērtība. Pieņemot, ka rotora pagrieziena leņķis ir vienāds ar leņķi starp statora A fāzes un rotora ierosmes tinuma asi, “transformācijai no rotora uz statora tinumu” iegūst šādas izteiksmes, kas ļauj aprēķināt strāvas iestatījumu vērtības:

$$\begin{aligned} i_A^* &= i_{sM} \cos \theta_r; \\ i_B^* &= i_{sM} \left(-\frac{1}{2} \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_r \right); \\ i_C^* &= i_{sM} \left(-\frac{1}{2} \cos \theta_r - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_r \right). \end{aligned} \quad (8.7)$$

Aprēķinātās strāvas iestatījumu vērtības tiek padotas uz CRPWM invertora ieeju, kurš savukārt pievada strāvu sinhronā dzinēja statoram.

Vienīgā būtiskā atšķirība šai sistēmai un sistēmai ar CSI 8.11. attēlā ir tāda, ka pretstatā atsevišķai strāvas amplitūdas un fāzes vadībai kā CSI gadījumā, sistēmā ar CRPWM invertoru abas funkcijas tiek izpildītas vienlaicīgi un ir sakombinētas vienā momentānas darbības strāvas regulatorā. Tādējādi CRPWM ar vienu operāciju nodrošina gan momenta vadībai nepieciešamo neatkarīgu ierosmes strāvas vadību (pirmā prasība), gan lauka orientāciju (trešā prasība). Pretstatā sistēmai 8.11. attēlā, šajā gadījumā nav iespējams “elektroniskā kolektora” un ierosmes strāvas vadības funkciju fiziski izolēt vienu no otras.



8.12. attēls. Sinhronās mašīnas momenta vadība (lauka orientācija), izmantojot PWM invertoru ar strāvas regulatoru (CRPWM).

Tomēr strāvas iestatījumu izteiksmes (8.7.) vedina uz momenta vadību paskatīties no jauna skatpunkta. Ievērosim, ka pie jebkādas nemainīgas griešanās ātruma ω_r vērtības rotora pagriezienu leņķi var izteikt:

$$\theta_r = \omega_r t + \theta_0, \quad (8.8.)$$

kur θ_0 ir sākotnējais (atskaites) stāvoklis pie $t = 0$. Izteiksmēs (8.7.) skaidri norādīta uzdoto strāvu frekvence un fāzes leņķis. Šie vienādojumi liecina, ka statora strāvu frekvence vienmēr vienāda ar sinhrono frekvenci un fāzes leņķis attiecībā pret ierosmes lauka asi ir nemainīgs. Jāievēro, ka pie nulles ātruma šo strāvu veids ir līdzstrāva un nerodas īpaši sarežģījumi. Savukārt pie mainīga ātruma mainās arī strāvu frekvence tā, lai tiktu saglabāts nepieciešamais nemainīgais telpiskais leņķis starp magnetizējošā spēka un ierosmes lauka asi. Sistēma ir pašsynchronizējoša tādā ziņā, ka darbības frekvence vienmēr atbilst rotora griešanās ātrumam tieši tāpat kā līdzstrāvas mašīnas enkura tinuma strāvu frekvence vienmēr atbilst rotora griešanās ātrumam.

8.6.3. Darbība pārejas režīmos

Tādās momenta vadības sistēmās kā, piemēram, 8.11. un 8.12. attēlā, griezes moments tūlītēji seko statora strāvai, ja vien leņķis γ tiek uzturēts vienāds ar 0 (plūsma un magnetizējošais spēks ir ortogonāli). Taču ierosmes tinuma induktīvā rakstura dēļ plūsmas izmaiņu gadījumā nepieciešams ilgāks laiks. Ja leņķa γ vērtība ir atšķirīga no 0, statora strāvai parādīsies komponente, kas vērsta ierosmes lauka ass virzienā, un notiks magnētiskās plūsmas izmaiņas. Tā kā plūsma nemainās momentāni, arī griezes momenta izmaiņas nenotiek uzreiz. Šāda situācija vienmēr raksturīga lielaudas sistēmās, kurās leņķa γ vērtība nav 0 tamdēļ, lai iegūtu apstei-

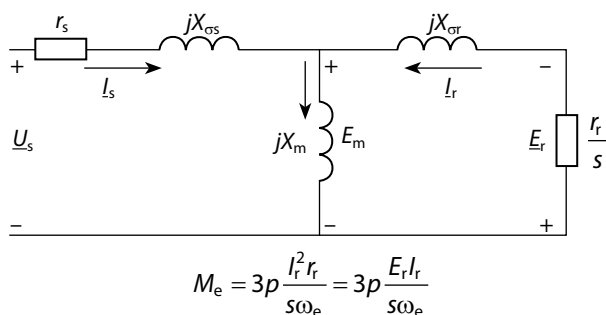
dzošu jaudas koeficientu un paškomutāciju. Sistēmās, kurām paredzēts darboties pie $\gamma = 0$, strāvas neideālas vadības dēļ radušās γ svārstības arī noved pie momenta izmaiņu aizkaves. CSI invertoros tas var notikt komutācijas fāzes aizkaves nepilnīgas kompensācijas dēļ. Tāpat tas vienmēr zināmā mērā notiek pie zema ātruma, jo CSI rada 60° intervālus magnetizējošā spēka rotācijā, ja vien netiek izmantots CSI ar kādu no impulsa platuma modulācijas metodēm. Daudzās piedziņas sistēmās ar CSI ir paredzēta impulsa platuma modulācija pie zemas frekvences, lai nepieļautu strāvas harmoniku izraisītas griezes momenta pulsācijas.

8.7. Asinhronās mašīnas momenta vadība

Paturot prātā sinhronās mašīnas vektoru vadības principus, asinhronās mašīnas momenta vadības izpēti var sākt, domājot par to, kā asinhronās mašīnas statora strāvas vektoru vadību iespējams izmantot tiešai griezes momenta vadībai. Turpmākajā izklāstā izmantosim tradicionālu asinhrono mašīnu teoriju stacionāriem režīmiem un centīsimies parādīt analogiju ar sinhrono mašīnu darbību.

8.7.1. Tradicionāla ekvivalentā shēma

8.13. attēlā dota tradicionāla asinhronā dzinēja ekvivalentā shēma ar divām virknē slēgtām induktīvajām pretestībām, kuras parasti sauc par statora un roto ra izkliedes induktīvajām pretestībām. Te izmantoti indeksi "r" un "s" stacionāru režīmu analizē ierasto indeksu "1" un "2" vietā, lai pielāgotos momenta vadības literatūrā izmantotajiem apzīmējumiem. Lai būtu analogija ar sinhronās mašīnas modeli, roto ra strāvas I_r virziens ir pretējs statora strāvai; tas ir atšķirīgi no ierastās stacionāra režīma analizē, ko aplūkojam 3. nodaļā.



8.13. attēls. Tradicionāla asinhronā dzinēja ekvivalentā shēma, kurā attēlots rotorā inducētais spriegums \underline{E}_r .

Atbilstoši šai ekvivalentajai shēmai griezes momentu var izteikt ar elektromagnētisko jaudu, kāda izdalās rezistorā r_r/s :

$$M_e = 3p \frac{I_r^2 r_r}{s \omega_e}, \quad (8.9.)$$

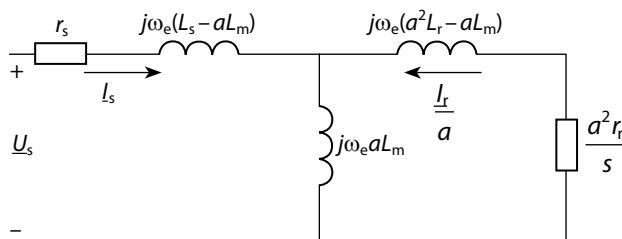
kur ω_e ir statora elektriskā frekvence. Šo izteiksmi var pārrakstīt, izmantojot rezistoram r_r/s pielikto spriegumu \underline{E}_r :

$$M_e = 3p \frac{E_r I_r}{\omega_e}. \quad (8.10.)$$

Šī sakarība atbilst griezes momenta vienādojumam sinhronajai mašīnai ar lauka orientāciju $\gamma = 0$. Sinhronajā mašīnā inducētais EDS \underline{E}_r tiek tiešā veidā vadīts ar ierosmes strāvas palīdzību; līdz ar to, lai līdzinātos sinhronajai mašīnai, asinhronajā mašīnā jābūt iespējai neatkarīgi vadīt \underline{E}_r . Ja to panāk, tad no izteiksmes (8.10.) izriet, ka momenta vadību iespējams īstenot tādā pašā veidā kā sinhronajā mašīnā. Ievērojiet, ka fāzes leņķis starp \underline{E}_r un I_r vienmēr ir 0, kas atbilst sinhronajai mašīnai ar lauka orientāciju $\gamma = 0$. Tādējādi šis momenta vadības aspekts izpildās arī asinhronajā mašīnā (stacionārā režīmā).

8.7.2. Pārveidota ekvivalentā shēma

Tradicionāla ekvivalentā shēma diemžēl nav piemērota mūsu uzdevuma vajadzībām. Taču atcerēsimies jau 3. nodaļā minēto, ka darbībai stacionārā režīmā iespējams izmantot daudzas dažādas ekvivalentās shēmas. Tā 8.14. attēlā atkārtots jau 3. nodaļā aplūkotais vispārīgais modelis ar patvaļīgu redukcijas koeficientu a . Koeficientu a izvēlas brīvi, kā rezultātā ar dažādām a vērtībām no 8.14. attēla iespējams iegūt bezgalīgu skaitu shēmu. Tradicionālu shēmu iegūst, ja a izvēlas vienādu ar attiecību starp statora un rotora vijumu skaitu.



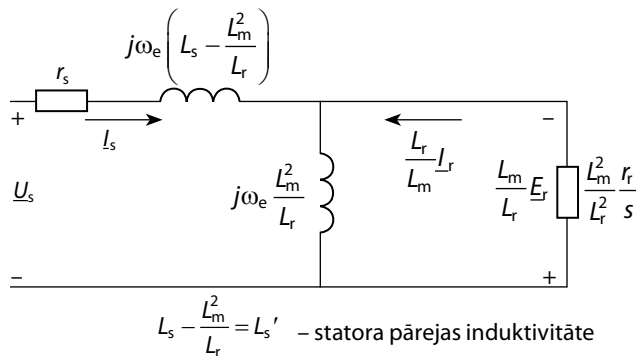
8.14. attēls. Vispārīga ekvivalentā shēma ar patvaļīgu redukcijas koeficientu a (ja $a = N_s/N_r$, iegūst tradicionālu ekvivalento shēmu kā 8.13. att.).

Momenta vadības analīzei īpaši noderīga ir tāda ekvivalentā shēma, ko iegūst ar redukcijas koeficientu, pie kura rotora izkliedes induktīvā pretestība ir vienāda

ar 0. Pieņemot, ka vispārīgajā shēmā 8.14. attēlā šī elementa induktivitāte vienāda ar 0, iegūstam nepieciešamo redukcijas koeficienta vērtību:

$$a = \frac{L_m}{L_r}. \quad (8.11.)$$

Pie šādas a vērtības vispārīgā ekvivalentā shēma reducējas uz shēmu, kas dota 8.15. attēlā. Ievērojiet, ka šajā shēmā jaunā strāva rotora zarā ir vienāda ar faktisko rotora strāvu, reizinātu ar L_r/L_m , un jaunais rotora spriegums ir vienāds ar faktisko rotora spriegumu, reizinātu ar L_m/L_r . Tāpat arī jaunajai magnetizēšanas induktīvajai pretestībai ir pielikts tas pats (rotora ekvivalentais) spriegums, un tāpēc tai ir tieša saikne ar magnētisko plūsmu, kura inducē E_r . Faktiski jaunā shēma sistēmas darbību atspoguļo ar rotora magnētiskās plūsmas palīdzību, turpretim tradicionālajā shēmā uzsvars likts uz gaisa spraugas plūsmu. Momenta vadības analīzei tas ir svarīgi, jo priekšplānā tiek izvirzīta strāvas magnetizējošā komponente, kas rada rotora plūsmu un E_r , nevis tā komponente, kas rada plūsmu gaisa spraugā un E_m kā tradicionālajā shēmā.

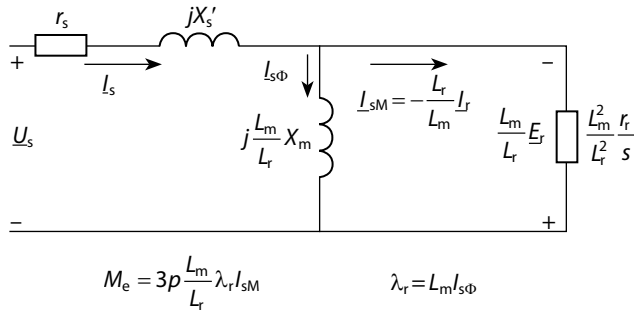


8.15. attēls. Asinhronā dzinēja ekvivalentā shēma bez rotora izkliedes induktīvās pretestības (redukcijas koeficients $a = L_m/L_r$).

Jaunā shēma ir pārzīmēta 8.16. attēlā ar jauniem shēmas elementu un strāvas komponentu apzīmējumiem. Induktīvo pretestību statora pusē sauc par *statora pārejas induktīvo pretestību* (tā pirmoreiz pieminēta jau 3. nodaļā):

$$X_{s'} = \omega_e L_{s'} = \omega_e \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) = \omega_e \left(L_{\sigma s} + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_{\sigma r} + L_m} \right). \quad (8.12.)$$

Vēl jo svarīgāk ir tas, ka šajā shēmā statora strāva sadalās divās komponentēs – $I_{s\Phi}$, kas plūst caur magnetizēšanas zaru, un I_{sM} , kas plūst caur rotora aktīvo pretestību.



8.16. attēls. Ekvivalentā shēma, kurā attēlota statora strāvas momenta komponente I_{sM} un statora strāvas plūsmas komponente $I_{s\Phi}$.

8.7.3. Momenta vadība, izmantojot strāvas komponentes $I_{s\Phi}$ un I_{sM}

EDS E_r atbilst sprieguma kritumam pretestībā r_r/s , tāpēc tas ir vienāds ar rotorā inducētā EDS vērtību ar pretēju zīmi:

$$\underline{E}_r = -j\omega_e \underline{\lambda}_r. \quad (8.13.)$$

No shēmas 8.16. attēlā izriet, ka rotora spriegumu \underline{E}_r ar strāvu $I_{s\Phi}$ saista šāda sakarība:

$$\frac{L_m}{L_r} \underline{E}_r = -j \frac{L_m}{L_r} X_m I_{s\Phi}$$

jeb

$$\underline{E}_r = -j X_m I_{s\Phi} = -j\omega_e L_m I_{s\Phi}. \quad (8.14.)$$

Izsakot no (8.13.) rotora plūsmas saķēdējumu un ievietojot \underline{E}_r no (8.14.), iegūstam:

$$\underline{\lambda}_r = \frac{\underline{E}_r}{-j\omega_e} = \frac{-j\omega_e L_m I_{s\Phi}}{-j\omega_e} = L_m I_{s\Phi}, \quad (8.15.)$$

kas norāda uz to, ka rotora plūsmu nosaka strāvas komponente $I_{s\Phi}$.

Uzreiz varam izteikt arī statora strāvas komponenti, kas rada griezes momentu:

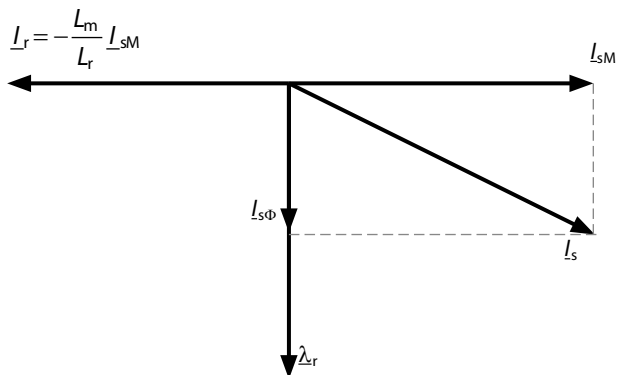
$$\underline{I}_{sM} = -\frac{L_r}{L_m} I_r. \quad (8.16.)$$

Savukārt attīstīto momentu var izteikt no (8.10.), (8.14.) un (8.16.):

$$M_e = 3p \frac{E_r I_r}{\omega_e} = 3p \left(L_m I_{s\Phi} \right) \frac{L_m}{L_r} I_{sM}. \quad (8.17.)$$

Šie vienādojumi norāda uz nepieciešamajām momenta vadības īpašībām attiecībā uz strāvas komponentēm $I_{s\Phi}$ un I_{sM} . Ievērojiet līdzību ar līdzstrāvas mašīnu un sinhrono mašīnu ar lauka orientāciju – šajā gadījumā $I_{s\Phi}$ ir tāda pati loma kā ierosmes strāvai,

bet I_{sM} – kā statora vai enkura strāvai. Vektoru diagramma, kurā attēlotas strāvas komponentes, dota 8.17. attēlā.



8.17. attēls. Vektoru diagramma, kurā attēlota statora strāvas momenta komponente un statora strāvas plūsmas komponente.

Lai gan vēlamās momenta vadības īpašības jau tika parādītas, vēl paliek atklāts jautājums – kā neatkarīgi regulēt statora strāvas plūsmas komponenti $I_{s\Phi}$ un statora strāvas momenta komponenti I_{sM} . Uzdevumu iztēlosimies šādi. Pie noteiktām plūsmas un momenta vērtībām nepieciešamo strāvu $I_{s\Phi}$ un I_{sM} var atrast no vienādojumiem (8.15.) un (8.17.). Tā kā abas komponentes ir perpendikulāras, statora strāvas amplitūdu var aprēķināt ar izteiksmi

$$I_s = \sqrt{I_{s\Phi}^2 + I_{sM}^2}. \quad (8.18.)$$

Tagad uzdevumu var pārformulēt šādi: kā panākt to, ka statora strāva (8.18.) pareizi sadalās divās nepieciešamajās komponentēs? Izpētot shēmu 8.16. attēlā, var secināt, ka strāvas sadalījumu nosaka tieši mašīnas slīde, tātad šis parametrs ir pamatnosacījums $I_{s\Phi}$ un I_{sM} regulēšanai. Strāvas sadalījuma izteiksmi var viegli iegūt, 8.16. attēlā vienādojot X_m un r_r zaru spriegumus:

$$I_{s\Phi} \frac{L_m}{L_r} X_m = I_{sM} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{r_r}{s}. \quad (8.19.)$$

Izsakot X_m kā $\omega_e L_m$ un izslēdzot kopīgo reizinātāju L_m^2/L_r , iegūst

$$I_{s\Phi} \omega_e = I_{sM} \frac{1}{L_r} \frac{r_r}{s}. \quad (8.20.)$$

No vienādojuma izsakot slīdes frekvenci, iegūstam *slīdes sakarību*:

$$s\omega_e = \frac{r_r}{L_r} \frac{I_{sM}}{I_{s\Phi}}. \quad (8.21.)$$

Tas ir ārkārtīgi nozīmīgs rezultāts, kurš norāda, ka, lai īstenotu momenta vadību, izmantojot I_{sM} un $I_{s\Phi}$ atbilstoši izteiksmei (8.17.), katrai strāvas komponentešu vērtību kopai atbilst viennozīmīgi noteikta slīdes frekvences vērtība.

Slīdes sakarība norāda uz to, ka asinhronās mašīnas griezes momentu nosaka tikai statora strāva un slīdes frekvence. Īpaša strāvas komponentešu I_{sM} un $I_{s\Phi}$ iezīme ir tāda, ka tās nosaka gan rotora plūsmu, gan griezes momentu (un tās ir perpendikulāras). Ievērojiet, ka, tiklīdz I_{sM} un $I_{s\Phi}$ ir izvēlētas, ar vienādojumu (8.21.) tiek aprēķināta viena vienīgā slīdes frekvences vērtība, pie kuras tiktu iegūts atbilstošais moments un plūsma. Faktiski tas atspoguļo vadības metodi stacionāram režīmam: jāizvēlas I_{sM} , $I_{s\Phi}$ un no (8.21.) jāaprēķina ω_e , lai noteiktu atbilstošo darba punktu. Iespējams pierādīt, ka šis pats princips paliek spēkā arī pārejas režīmos. Tas kalpo par pamatu *netiešajai lauka orientācijai*.

Interesanti ievērot, ka stacionāra režīma momenta vadību iespējams īstenot, arī izmantojot gaisa spraugas plūsmu un parasto magnetizēšanas strāvu. Tam par pamatu izmanto tradicionālu ekvivalento shēmu (8.13. att.), un statora strāvu sadala komponentēs I_r un I_m . Lai gan šo metodi izmanto bieži, tai ir vairāki trūkumi salīdzinājumā ar rotora plūsmas izmantošanu. Proti, abas strāvas komponentes nav perpendikulāras un tāpēc nav iespējama pilnīga pārejas procesu atsaiste. Šādā sistēmā, pieaugot momentam, nepieciešams palielināt rotora izkliedes plūsmu, kurpretim rotora plūsmas un ortogonālo komponentešu (I_{sM} un $I_{s\Phi}$) sistēmā rotora ķēdē jau ir nepieciešamais plūsmas līmenis. Sistēma ar regulējamu gaisa spraugas plūsmu savā ziņā ir līdzīga sinhronās mašīnas leņķa vadības shēmai, kurā, mainoties uzdotajam momentam, sākas pārejas process un griezes moments neizmainās uzreiz, kā tas notiktu sistēmā ar $\gamma = 0$.

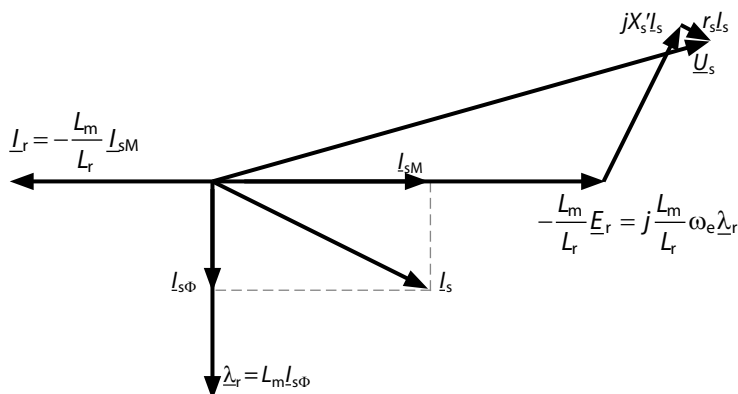
8.7.4. Elektrodzinēja izejas parametri, izmantojot vadību ar $I_{s\Phi}$ un I_{sM}

Momenta vadība koncentrējas uz strāvas komponentešu sakarību ar plūsmu un momentu, taču nepieciešams novērtēt arī elektrodzinēja izejas parametrus. Piemēram, nepieciešamais spaiļu spriegums un statora jaudas koeficients ir būtiski lielumi, kas jāievēro saistībā ar mašīnas un pārveidotāja nominālajiem rādītājiem. 8.18. attēlā dota vektoru diagramma, kura atbilst 8.16. attēla ekvivalentajai shēmai. Vektors, ko veido rotorā inducētā EDS E_r , negatīva vērtība, pareizināta ar L_m/L_r , par 90° apsteidz rotora plūsmas vektoru. Lai iegūtu spaiļu spriegumu, nepieciešams tikai saskaitīt statora sprieguma komponentes $I_s r_s$ un $I_s X_s'$ līdzīgi kā sinhronajai mašīnai. Tomēr pastāv būtiska atšķirība. Asinhronā dzinēja inductīvā pretestība ir X_s' , turpretim sinhronās mašīnas inductīvā pretestība ir X_s . Pārejas inductīvā pretestība X_s' ir aptuveni vienāda ar kopējo izkliedes inductīvo pretestību:

$$X_s' \approx X_{\sigma s} + X_{\sigma r'} \quad (8.22.)$$

kas parasti ir $\sim 0,2$ a. v. Sinhronās mašīnas sinhronā induktīvā pretestība atbilst pašindukcijas pretestībai, kas var sasniegt 1–1,5 a. v. Tāpēc tipiskā asinhronajā mašīnā spriegums $I_s X_s'$ ir relatīvi mazs pat pie nominālā ātruma un momenta, turpretim sinhronās mašīnas induktīvās pretestības spriegums var būt daudz lielāks. Kā redzams 8.18. attēlā, liels induktīvās pretestības spriegums noved pie liela spaiļu sprieguma un sliktāka jaudas koeficienta. Līdz ar to asinhronajai mašīnai raksturīgā mazā X_s' vērtība ir priekšrocība. Sinhronajās mašīnās to pašu apsvērumu dēļ – labāks jaudas koeficients un zemāks statora spriegums – vēlama zemāka X_s vērtība.

Lai gan momenta un plūsmas sakarības, kurās ietvertas I_{sM} un $I_{s\Phi}$, nav atkarīgas no rotora griešanās ātruma un frekvences (atbilstoši momenta vadības prasībām), skaidrs, ka spaiļu sprieguma un jaudas koeficienta sakarības ir atkarīgas no ātruma. Pie zema ātruma noteicošais kļūst spriegums $I_s r_s$, bet induktīvās pretestības sprieguma $I_s X_s'$ un inducētā EDS E_r vērtības kļūst ļoti mazas. Momenta vadību, kurai izmanto I_{sM} un $I_{s\Phi}$, šīs izmaiņas neietekmē, ja vien strāvas regulators turpina pievadīt uzdoto strāvu pie nepieciešamās spaiļu sprieguma un jaudas koeficienta vērtības.



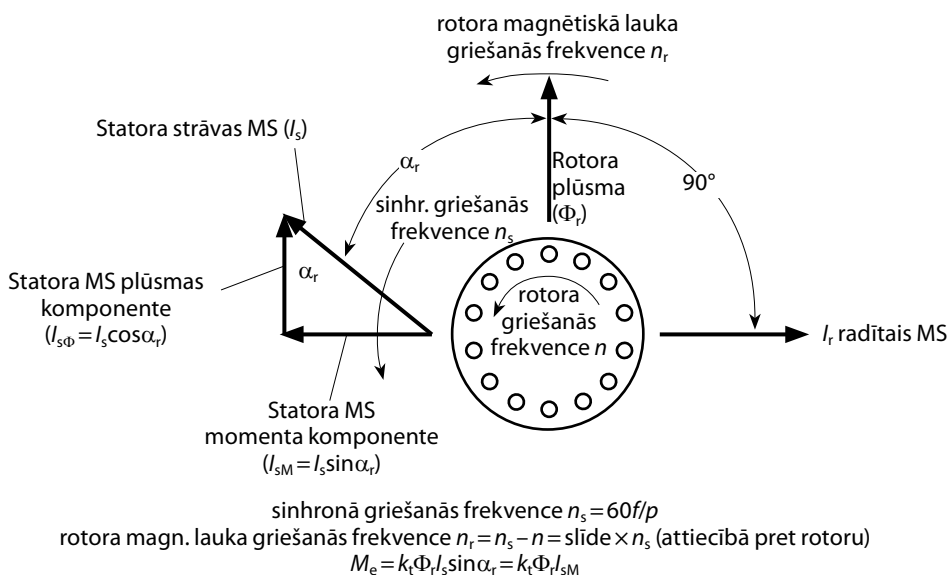
8.18. attēls. Vektoru diagramma, kurā attēlots rotorā inducētais EDS un spaiļu spriegums.

8.7.5. Momenta vadībai nepieciešamā plūsma un magnetizējošais spēks

Ortogonalitāti starp I_{sM} un $I_{s\Phi}$ iespējams viegli paskaidrot arī kontekstā ar momenta vadībai nepieciešamo plūsmas un magnetizējošā spēka (MS) perpendikulāro novietojumu (trešā prasība 8.3. nodaļā). 8.19. attēlā ar rotora plūsmas un statora strāvas MS palīdzību ilustrēta situācija asinhronajā mašīnā. Attēlā rotora plūsma Φ_r atainota noteiktā laika momentā, kad tā vērsta vertikāli augšup. Šī plūsma rotē ar statora frekvenci attiecībā pret statoru un ar slīdes frekvenci attiecībā pret rotoru. Rotora MS par 90° atpaliek no rotora plūsmas, jo rotora strāva, ko rada λ_r in-

ducētais spriegums, ir aktīva rakstura. Savukārt statora MS, kas arī rotē ar statora frekvenci attiecībā pret statoru, apstēdz rotora plūsmu par leņķi α_r .

Kā parādīts 8.19. attēlā, griezes momentu var izteikt, izmantojot statora kopējo MS, rotora kopējo plūsmu un starp tiem esošā leņķa α_r sinusu. Ja statora magnetizējošo spēku sadala divās komponentēs, viena no kurām vērsta rotora plūsmas virzienā, bet otra – tai perpendikulāri, iegūst statora magnetizējošā spēka *plūsmas komponenti* $I_s \cos \alpha_r$ un *momenta komponenti* $I_s \sin \alpha_r$ (sk. 8.19. att.). Šīs divas komponentes atbilst strāvām I_{sM} un $I_{s\Phi}$, ko aplūkojām iepriekšējās sadaļās. Momenta vadību var īstenot, izmantojot elektronisku barošanas avotu, kurš nodrošina neatkarīgu abu strāvas komponentu (un līdz ar to arī MS komponentu) regulēšanu.



8.19. attēls. Asinhronā dzinēja shematiskais attēlojums, kurā parādīta statora strāvas magnetizējošā spēka momenta komponente un plūsmas komponente (pievērsiet uzmanību analogijai ar līdzstrāvas mašīnu!).

8.8. Asinhronā elektropiedziņa ar momenta vadību stacionārā režīmā

Iepriekšējās sadaļās izmantoto principu – strāvas sadalīšanu divās komponentēs I_{sM} un $I_{s\Phi}$ un to sasaisti ar slīdes sakarību (8.21.) – var uzlūkot kā slīdes un strāvas koordinēšanu, kas ļauj īstenot momenta vadību. Tiešām, pie jebkādas noteiktas statora strāvas vērtības griezes moments ir atkarīgs tikai no slīdes frekvences un nav atkarīgs no statora frekvences. Tādējādi, atbilstoši saskaņojot strāvu un slīdes frekvenci, tiek realizēta momenta vadība.

Šo principu var aprakstīt matemātiski, izsakot statora strāvas amplitūdu ar tās komponentēm I_{sM} un $I_{s\Phi}$ (8.18.):

$$I_s = \sqrt{I_{s\Phi}^2 + I_{sM}^2}. \quad (8.23.)$$

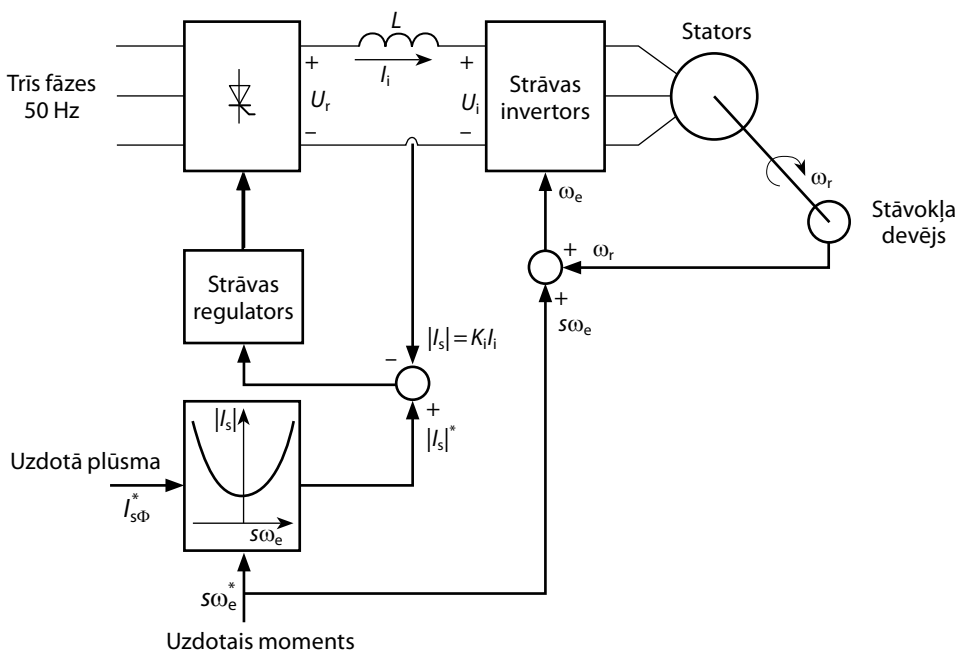
Izmantojot slīdes sakarību (8.21.) –

$$s\omega_e = \frac{r_r}{L_r} \frac{I_{sM}}{I_{s\Phi}}, \quad (8.24.)$$

aizvietosim izteiksmē (8.23.) I_{sM} , tādējādi iegūstot

$$I_s = I_{s\Phi} \sqrt{1 + \left(\frac{L_r}{r_r}\right)^2 (s\omega_e)^2}. \quad (8.25.)$$

Šo rezultātu var uzlūkot kā momenta vadībai nepieciešamo koordināciju starp statora strāvas amplitūdu I_s un slīdes frekvenci $s\omega_e$.



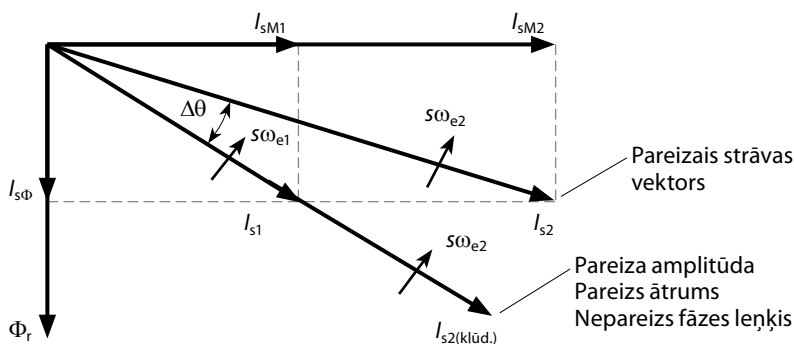
8.20. attēls. Asinhronās mašīnas stacionāra režīma momenta vadības sistēma, kurā izmantots CSI ar strāvas regulatoru.

Vadības shēmas piemērs, kurā šis princips īstenots, izmantojot strāvas invertoru (CSI), ilustrēts 8.20. attēlā. Šajā shēmā griezes moments tiek uzdots ar slīdes frekvences palīdzību. Izteiksmē (8.25.) dotā sakarība starp I_s , $I_{s\Phi}$ un $s\omega_e$ vadības shēmā attēlota ar funkcionālu bloku, kura ieejā tiek padota $I_{s\Phi}$ un $s\omega_e$, bet izejā ir I_s . Šo izejas signālu izmanto kā uzdoto vērtību strāvas regulatora ieejā, lai iegūtu nepieciešamo strāvas amplitūdu. Arī uzdotās slīdes frekvences signāls tiek padots

uz summatoru, tam tiek pieskaitīts rotora ātruma signāls un rezultātā uz inverteru tiek padots uzdotās statora frekvences signāls. Tā kā slīdes frekvence ir ārkārtīgi svarīga, bet parasti tās vērtība ir maza salīdzinājumā ar rotora ātrumu, tad abu signālu saskaitīšanai jānotiek ļoti precīzi un parasti to dara digitāli.

Vadības sistēma 8.20. attēlā nodrošina stacionāra režīma momenta vadību, taču tās darbība pārejas režīmos ir ļoti vāja. Izmaiņas no vienas momenta (slīdes frekvences) uzdotās vērtības uz jaunu aizņem relatīvi ilgu laiku, tāpēc pārejas režīmā momenta vadība nav iespējama. Vājās dinamiskās darbības iemesls paskaidrots 8.21. attēlā. Pieņemsim, ka sākotnēji sistēma darbojas ar I_{sM1} , $I_{s\Phi}$ un statora strāvu I_{s1} .

Palielinoties uzdotajam momentam, strāvai I_{sM} vajadzētu pieaugt no I_{sM1} uz I_{sM2} , kā rezultātā tiktu iegūta strāva I_{s2} ar jauno slīdes frekvenci $s\omega_{e2}$. Lai gan sistēma 8.20. attēlā nodrošina nepieciešamo strāvas amplitūdu un jauno slīdes frekvenci $s\omega_{e2}$, tā uzreiz neizmaina fāzes leņķi, kā rezultātā rodas kļūdaina strāva $I_{s2(kļūd.)}$ (8.21. att.). Līdz ar to, kaut arī $I_{s2(kļūd.)}$ amplitūda un ātrums ir pareizs, tās fāzes leņķis ir kļūdainš. Tā rezultātā griezes moments uzreiz neizmainās uz pareizo vērtību, kā arī uz ierosmes ass parādās jauna strāvas komponente, kura izraisa plūsmas izmaiņas. Tāpēc notiek pārāk ilgs ieregulēšanās process, kura laikā strāva lēnām sasniedz pareizo fāzes leņķi, plūsma atgriežas pie atbilstošās vērtības un griezes moments sasniedz tam uzdoto vērtību.



8.21. attēls. Vektoru diagramma, kurā attēlota fāzes leņķa novirze 8.20. attēlā dotajai vadības sistēmai.

8.9. Asinhronā elektropiedziņa ar momenta vadību

Tas, ka sistēmai 8.20. attēlā nav iespējama griezes momenta regulēšana bez aizkaves, skaidri norāda uz nepieciešamību pievērst uzmanību mašīnas strāvas momentānajam fāzes leņķim. Veicot slīdes frekvences un strāvas koordināciju, kas tika aplūkota 8.7. sadaļā, nepieciešams nepārtraukti sekot līdzi arī slīdes sakarībā (8.21.) iekļauto un 8.17. attēlā ilustrēto lielumu fāžu nobīdes leņķim.

8.9.1. Momenta vadība, izmantojot CSI

Fāzes leņķa novirzi, kas piemīt sistēmai 8.20. attēlā, iespējams novērst, ja frekvences regulēšanā izmanto vēl vienu papildu parametru. Tas nodrošina momentānu statora strāvas fāzes leņķa pārbīdi, reaģējot uz uzdotā momenta izmaiņām. Šādas vadības sistēmas realizācijas piemērs dots 8.22. attēlā.

Šajā shēmā griezes moments tiek uzdots ar strāvas I_{sM} palīdzību. Atbilstošais statora strāvas fāzes leņķis tiek nodrošināts ar izteiksmi

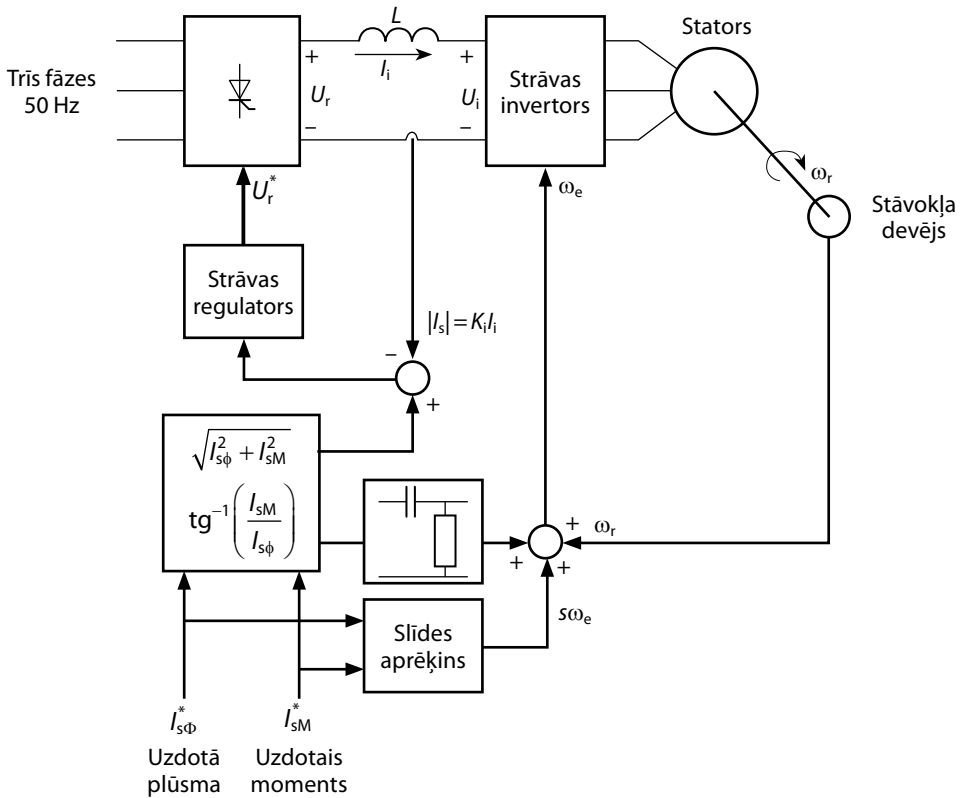
$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{I_{sM}}{I_{s\Phi}} \right), \quad (8.26.)$$

kuru kopā ar vienādojumu (8.18.) izmanto, lai iegūtu nepieciešamās statora strāvas amplitūdu un fāzi. Savukārt slīdes sakarību (8.21.) izmanto, lai iegūtu atbilstošu slīdes frekvenci. Summējot rotora griešanās ātrumu, slīdes frekvenci un nepieciešamās fāzes leņķa izmaiņas, iegūst komandu, kas tiek padota uz invertoru. Ievērojiet, ka šī sistēma atšķiras no 8.20. attēla tikai ar to, ka pievienots fāzes leņķa vadības signāls, kurš tiek aktivizēts tikai izmaiņu gadījumā. Faktiski fāzes leņķa vadības signāls tad, kad nepieciešama griezes momenta palielināšana vai samazināšana, vienkārši paātrina vai aizkavē vadības signālu padevi uz CSI. Tāpat arī tas aizkavētu vai paātrinātu fāzes leņķi, ja tiktu palielināta vai samazināta plūsma (tādā gadījumā nepieciešama arī plūsmas izmaiņu aizkaves kompensācija, kā tas aprakstīts 8.9.3. sadaļā). Stacionārā režīmā fāzes leņķa signāls ir neaktīvs un 8.22. attēla sistēmas darbība ir identiska 8.20. attēlā dotajai sistēmai.

Izpētot 8.22. attēlā dotās sistēmas darbību kontekstā ar 8.3. nodaļā momenta vadībai izvirzītajām trīs prasībām, var izdarīt šādus secinājumus:

- 1) lai kompensētu statora aktīvo pretestību, induktīvo pretestību un inducēto EDS, tiek veikta neatkarīga strāvas regulēšana tādā pašā veidā kā līdzstrāvas mašīnā;
- 2) regulējot $I_{s\Phi}$ neatkarīgi no I_{sM} , tiek realizēta neatkarīga plūsmas vadība. Statora strāvai ir divas neatkarīgi regulējamas komponentes;
- 3) rotora plūsmas telpiskā orientācija attiecībā pret strāvu I_{sM} tiek uzturēta, izmantojot invertora vadības signālus, kuru aprēķināšanai izmanto rotora griešanās ātrumu, slīdes frekvenci un fāzes leņķa signālu, kas atkarīgs no I_{sM} un $I_{s\Phi}$ attiecības.

Līdz ar to "elektroniskā kolektora" jēdziens, ko aplūkojām saistībā ar sinhrono elektropiedziņu, tiek izmantots arī asinhronās mašīnas gadījumā. Vienīgā būtiskā atšķirība ir tāda, ka sinhronajā mašīnā rotora plūsmas leņķis tiek mērīts tiešā veidā, taču asinhronajā elektropiedziņā (8.22. att.) tas tiek aprēķināts. Ja salīdzina 8.22. attēlu ar sinhronās piedziņas vadības sistēmu 8.11. attēlā, līdzības ir acīmredzamas.

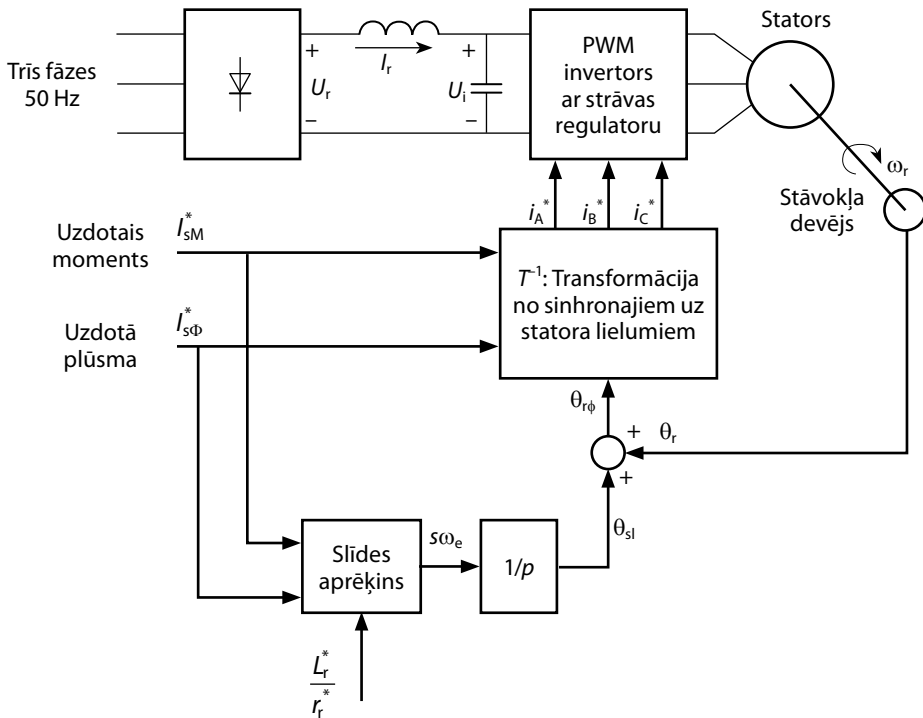


8.22. attēls. Asinhronās mašīnas momenta vadība (lauka orientācija), izmantojot ar CSI ar strāvas regulatoru.

8.9.2. Momenta vadība, izmantojot CRPWM

Līdzīgi kā sinhronajai mašīnai, PWM invertors ar strāvas regulatoru (CRPWM) ir vēl viens veids, kā realizēt asinhronās mašīnas momenta vadību. Šajā gadījumā CRPWM strāvas iestatījumu aprēķinam tiek izmantotas abas uzdotās strāvas I_{sM} un $I_{s\phi}$, kā arī rotora plūsmas leņķis, ko iegūst, summējot rotora pagrieziena leņķi un aprēķināto slīdes leņķi. Strāvas iestatījumus var aprēķināt pēc tāda paša principa kā sinhronajai mašīnai:

$$\begin{aligned}
 i_A^* &= i_{sM}^* \cos \theta_{r\Phi} + i_{s\Phi}^* \sin \theta_{r\Phi}; \\
 i_B^* &= \left(-\frac{1}{2} i_{sM}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\Phi}^* \right) \cos \theta_{r\Phi} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{sM}^* + \frac{1}{2} i_{s\Phi}^* \right) \sin \theta_{r\Phi}; \\
 i_C^* &= \left(-\frac{1}{2} i_{sM}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\Phi}^* \right) \cos \theta_{r\Phi} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{sM}^* - \frac{1}{2} i_{s\Phi}^* \right) \sin \theta_{r\Phi}.
 \end{aligned} \tag{8.27}$$



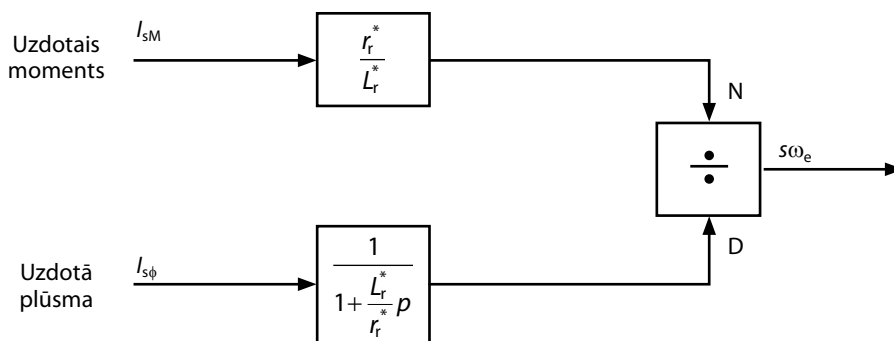
8.23. attēls. Asinhronās mašīnas momenta vadība (lauka orientācija), izmantojot PWM invertoru ar strāvas regulatoru (CRPWM).

Vadības sistēmas realizācijas piemērs dots 8.23. attēlā, kur bloks, kas atbildīgs par izteiksmju (8.27.) izpildi, apzīmēts ar T^{-1} .

Šai sistēmai ir viena nozīmīga pamatatšķirība no sistēmas ar CSI 8.22. attēlā. Tā kā šajā sistēmā statora strāvas iestatījumu aprēķināšanai tiešā veidā tiek izmantoti uzdotās strāvas i_{sM}^* un $i_{s\Phi}^*$ signāli, tad rezultātā tiek automātiski iegūta arī informācija par fāzes leņķi. Tāpēc nav nepieciešama atsevišķa shēma fāzes kompensācijai kā CSI gadījumā. Ja neskaita šo atšķirību, tad abās sistēmās konceptuāli un praktiski ļoti līdzīgā veidā tiek nodrošināta trīs momenta vadības prasību izpilde.

8.9.3. Slīdes aprēķins plūsmas izmaiņu gadījumā

Ja 8.22. un 8.23. attēlā ilustrētās sistēmas paredzēts izmantot ar tādām iekārtām, kuru vadības stratēģijā (piemēram, lauka vājināšanai) jāparedz plūsmas izmaiņas, tad slīdes aprēķinā jāņem vērā arī plūsmas laika konstante. Šāda vienkārša vadības shēmas modifikācija, kurā paredzēta uzdotās plūsmas izmaiņu aizkave, dota 8.24. attēlā. Laika kavējums nepieciešams, lai varētu aprēķināt atbilstošo rotora lauka leņķi un to uzturēt plūsmas izmaiņu norises laikā.



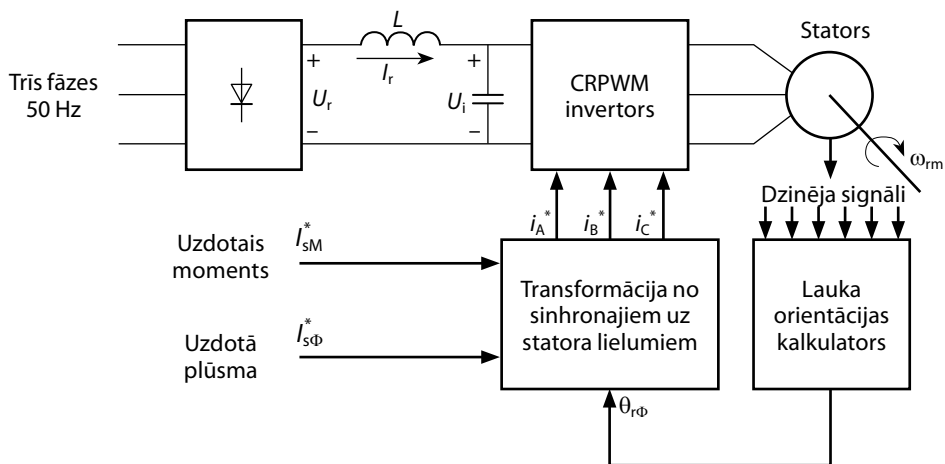
8.24. attēls. Slīdes aprēķina bloks vadības sistēmai ar lauka orientāciju, kurā ietverts plūsmas izmaiņu kompensators.

8.9.4. Tieša lauka orientācija

Iepriekšējās sadaļās aplūkotās asinhrono mašīnu momenta vadības sistēmas nereti sauc par *netiešas lauka orientācijas* sistēmām, jo galvenais regulējamais mainīgais – rotora lauka leņķis – tiek iegūts netiešā veidā, summējot rotora griešanās ātrumu un slīdes frekvenci. Vadības sistēmas, kurās rotora lauka leņķis tiek mērīts pa tiešo, sauc par *tiešas lauka orientācijas* sistēmām. To priekšrocība – nav nepieciešams mērīt rotora griešanās ātrumu.

Tiešas lauka orientācijas pamatprincips ilustrēts 8.25. attēlā. Vienīgā būtiskā atšķirība starp tiešas un netiešas vadības shēmām ir rotora lauka leņķa noteikšana. Tiešas vadības shēmās nav nepieciešams tahometrs, tomēr būtiski sarežģījumi rodas sakarā ar to, ka rotora lauka leņķis ir jāaprēķina no statora vai gaisa spraugas plūsmas mērījumiem. Šajos aprēķinos tiek izmantoti mašīnas parametri, kā rezultātā parametru kļūdas var rasties kā tiešās, tā netiešās lauka orientācijas gadījumā. Ja vien tiešai plūsmas mērīšanai neizmanto Holla sensorus, vairums vadības shēmu pie zema ātruma darbojas kļūdaini. Tam par iemeslu ir lieli sprieguma kritumi aktīvajās pretestībās un nepieciešamība integrēt zemas frekvences signālus. Pašlaik

pētniecībā tiek veiktas lielas pūles, lai izstrādātu praktiskas un lētas tiešas lauka orientācijas shēmas.



8.25. attēls. Vadības sistēma tiešai lauka orientācijai, izmantojot CRPWM invertoru.

8.10. Noslēgums

Piedziņas sistēmas ar regulējamu griezes momentu var izmantot ne vien momenta vadībai, bet arī kā sākumpunktu ātruma un stāvokļa regulatoriem. Līdz ar to tās uzskatāmas par jebkuras elektropiedziņas sistēmas pamatelementu. Tā ir relatīvi jauna tehnoloģija, tāpēc dažādi nozares aspekti joprojām attīstās. Arī lasītājs tiek aicināts uzņemties iniciatīvu un sniegt savu ieguldījumu šajā aizraujošajā inženierzinātņu nozarē. Grāmatas autori pauž cerību, ka tā kalpos kā būtisks informācijas avots arī nākamajai elektrodzinēju un piedziņas sistēmu inženierprojektētāju paaudzei.

Mainstrāvas elektromašīnu mērogošanas sakarības

P1. Ievads

Tāpat kā daudzām citām inženiertehniskām ierīcēm, mainstrāvas elektromašīnu fiziskajam izmēram ir būtiska ietekme uz to darbības rādītājiem. Parasti vairāk priekšrocību ir liela izmēra mašīnām, taču ne visus darbības aspektus gabarīta pieaugums ietekmē pozitīvi. Turpmākā materiāla nolūks ir izpētīt gabarītu ietekmi uz mainstrāvas mašīnu darbības rādītājiem un atspoguļot galvenās sakarības, kuras ļauj spriest par konkrētu, no mašīnas izmēriem atkarīgu parametru izmaiņu raksturu.

Minētās izteiksmes sauc par *mērogošanas sakarībām*, jo tās ļauj parametrus no viena vai vairākiem zināmiem iekārtas konstrukcijas veidiem mērogojot palielināt vai samazināt, lai noskaidrotu raksturlielumus konstruktīvi līdzīgām, bet atšķirīga izmēra iekārtām. Mērogošanas principi ietver pamatsakarības starp iekārtas raksturlielumiem un fizisko izmēru. Visnoderīgākā šo izteiksmju forma ir tāda, kas visus ierīces parametrus sasaista ar kādu konkrētu fizisko izmēru. Vienkāršākajā gadījumā visi lineārie izmēri mainās proporcionāli vienādi un tad tos ar mašīnas raksturlielumiem saista viena konkrēta sakarība. Tomēr, kā parādīts turpmāk, proporcionālas visu lineāro izmēru izmaiņas parasti nedod vēlamos rezultātus, tāpēc, lai rezultāti būtu apmierinoši, nepieciešamas būtiskas novirzes no vienkāršas proporcionalitātes. Šo noviržu dēļ mērogošanas sakarības dažādiem raksturlielumiem var būt ļoti atšķirīgas. Optimāli izvēloties raksturlielumus, iespējams nonākt pie vienkāršākajām mērogošanas sakarībām. Tās ir īpaši noderīgas tad, ja sniedz skaidru priekšstatu par izmaiņu raksturu.

Turpmākais izklāsts balstīts uz profesora *H. C. J. DeJong* un līdzautoru darbu [1]. Šajā grāmatā parādīts, ka, izvēloties pola iedaļu (metros) kā elektromašīnas galveno raksturizmēru, iespējams iegūt īpaši vienkāršas un noderīgas mērogošanas sakarības. To izvedums balstīts uz mašīnas attēlošanu, izmantojot gaisa spraugas virsmas laukuma vienību (vienu kvadrātmetru). Šāda pieeja ir ļoti noderīga pro-

jektēšanā, jo pastāv vienkāršas sakarības starp mašīnas izmēriem, kas reducēti uz gaisa spraugu, un elektriskajiem parametriem pie mašīnas spailēm, kurus parasti izmanto mašīnas darbības analīzē. Šī pieeja nodrošina tik noderīgo saikni starp projektēšanai svarīgajiem fiziskajiem izmēriem un abstraktāko matemātisko aprakstu, ko izmanto mašīnas darbības analīzē kā stacionāros, tā dinamiskos režīmos.

P2. Gabarītu ietekme

Pirms pievērsties sarežģītāku elektromašīnu analīzei, noderīgi aplūkot vienkāršu līdzīga rakstura piemēru. Tajā attēlota dažādu parametru atkarība no fiziskā izmēra un parādīta mērogošanas sakarību ieguve, kā arī piemērotu raksturlielumu izvēle. P1. attēlā ilustrēts vienkāršs apvalka tipa transformators un to raksturojošie fiziskie izmēri.

Vispirms izteiksim faktiskos lielumus pie ierīces spailēm fizikālajās vienībās un pēc tam – normalizētos lielumus attiecinātajās vienībās.

P2.1. Attēlojums fizikālajās vienībās

Izmantojot P1. attēlā dotos apzīmējumus, transformatora primārajam tinumam iespējams uzrakstīt šādas pamatsakarības, kas saista elektriskos lielumus pie transformatora spailēm, iekārtas izmērus un iekšējos (elektromagnētiskos) parametrus, kas atkarīgi no materiāla veida:

$$U = \sqrt{2}\pi f N B A_s = (\sqrt{2}\pi) \times (N A_s) \times B \times f; \quad (P1.)$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{J A_w}{N} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \left(\frac{A_w}{N} \right) \times J; \quad (P2.)$$

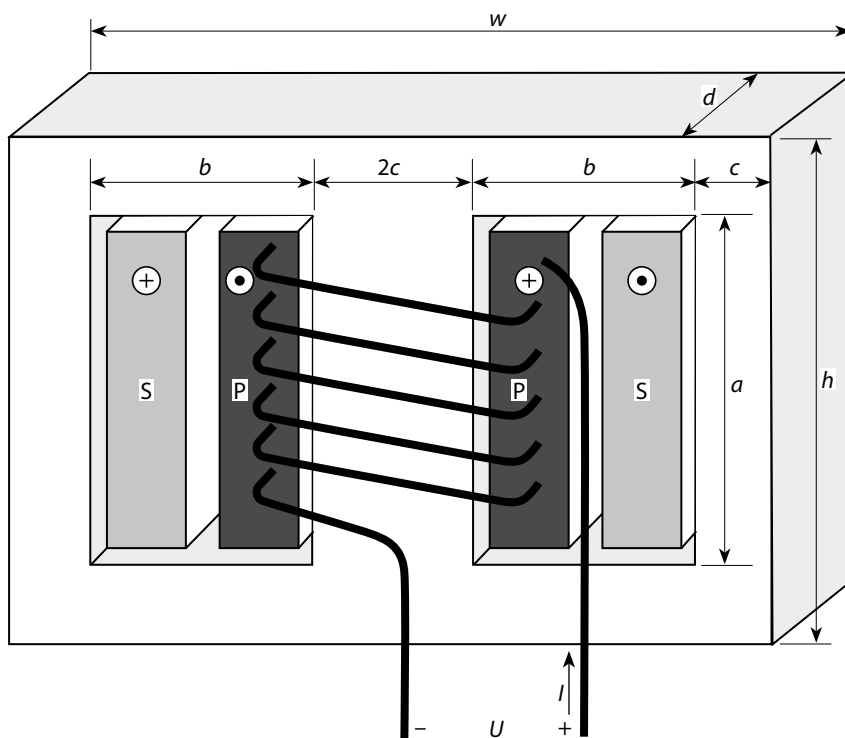
$$R = N \left(\frac{\rho l_w}{A_w / N} \right) = I \times \left(\frac{l_w N^2}{A_w} \right) \times \rho; \quad (P3.)$$

$$X_m = \omega \left(\frac{N^2 A_s \mu}{l_s} \right) = 2\pi \times \left(\frac{N^2 A_s}{l_s} \right) \times \mu \times f; \quad (P4.)$$

$$X_\sigma = \omega \left(\frac{N^2 A_\sigma \mu_0}{l_\sigma} \right) = 2\pi \times \left(\frac{N^2 A_\sigma}{l_\sigma} \right) \times \mu_0 \times f. \quad (P5.)$$

Katra vienādojuma labā puse sadalīta četros reizinātājos, ko veido: konstante; reizinātājs, kas atkarīgs no fiziskajiem izmēriem; loceklis, kas atkarīgs no iekšējiem elektromagnētiskajiem lielumiem un materiālu īpašībām; un frekvence, ja konkrētais parametrs no tās ir atkarīgs. Šāds sadalījums ļauj uzskatāmi parādīt mašīnas

elektrisko parametru atkarību no tās gabarītiem. Piemēram, ja serdes magnētiskā indukcija, tinuma strāvas blīvums un barošanas frekvence ir konstanta, bet visi iekārtas lineārie izmēri palielinās D reizes, tad spriegums izmainās ND^2 reizi, tinuma strāva – D^2N^{-1} reizi, pretestība – N^2D^{-1} reizi, bet induktīvās pretestības izmainās N^2D reizes. Viegli aprēķināt arī citus lielumus pie mašīnas spailēm: pilno jaudu S , elektriskos zudumus tinuma aktīvajā pretestībā I^2r , maksimālo uzkrāto enerģiju $LI^2/2$ un laika konstanti τ . Atbilstošās izteiksmes apkopotas P1. tabulā, kurā mērogošanas sakarības izteiktas ar D , kas atspoguļo jebkuru lineāro izmēru, vai ar pilno jaudu S .



U – efektīvais spriegums (V)

I – efektīvā strāva (A)

f – frekvence (Hz)

r_w – tinuma pretestība (Ω)

r_w – tinuma pretestība (a. v.)

X_m – magnetizēšanas induktīvā pretestība (Ω)

X_M – magnetizēšanas induktīvā pretestība (a. v.)

X_σ – izkliedes induktīvā pretestība (Ω)

$X_{\sigma,a.v.}$ – izkliedes induktīvā pretestība (a. v.)

N – vijumu skaits

B – maksimālā magnētiskā indukcija (T)

J – maksimālais strāvas blīvums (A/m^2)

ρ – īpatnējā elektriskā pretestība (Ωm)

μ – magnētiskā caurlaidība (H/m)

$A_s = 2cd$ – serdes šķērsriezuma laukums (m^2)

$A_w = ba/2$ – tinuma laukums (m^2)

$A_\sigma = bd$ – izkliedes plūsmas laukums (m^2)

$l_s \approx 2h + 2b$ – serdes garums (m)

$l_\sigma \approx a$ – izkliedes plūsmas ceļa garums (m)

$l_m \approx 2d + 4c$ – viena vijuma garums (m)

P1. attēls. Apvalka tipa transformators.

Lielumi pie P1. attēla transformatora spaiļēm

| Lielums | Konstantais koeficients | Ģeometriskais koeficients | Materiāla koeficients | Frekvence | Mērogošanas koeficients D | Mērogošanas koeficients S |
|---|-------------------------|---------------------------------|-----------------------|---------------|-----------------------------|-------------------------------|
| Efektīvais spriegums U | $\sqrt{2} \times \pi$ | NA_s | B | f | ND^2 | $N\sqrt{S}$ |
| Efektīvā strāva I | $\frac{1}{\sqrt{2}}$ | $\frac{A_w}{N}$ | J | - | $\frac{D^2}{N}$ | $\frac{\sqrt{S}}{N}$ |
| Pilnā jauda S | π | $A_s A_w$ | BJ | f | D^4 | S |
| Maks. uzkrātā enerģija E | $\frac{1}{2}$ | $\frac{A_s A_w^2}{l_s}$ | μJ^2 | - | D^5 | $\frac{5}{S^4}$ |
| Zudumi tinumā $I^2 R$ | $\frac{1}{2}$ | $A_w l_w$ | ρJ^2 | - | D^3 | $\frac{3}{S^4}$ |
| Aktīvā pretestība R_w | 1 | $\frac{l_w N^2}{A_w}$ | ρ | - | $\frac{N^2}{D}$ | $\frac{N^2}{S^{\frac{1}{4}}}$ |
| Magnetizēšanas inductīvā pretestība X_m | 2π | $\frac{A_s N^2}{l_s}$ | μ | f | $N^2 D$ | $N^2 S^{\frac{1}{4}}$ |
| Izkliedes inductīvā pretestība X_σ | 2π | $\frac{A_\sigma N^2}{l_\sigma}$ | μ_0 | f | $N^2 D$ | $N^2 S^{\frac{1}{4}}$ |
| Tukšgaitas laika konstante | 1 | $\frac{A_s A_w}{l_s l_w}$ | $\frac{\mu_0}{\rho}$ | - | D^2 | \sqrt{S} |
| Labuma koeficients $Q = X/R$ | 2π | $\frac{A_s A_w}{l_s l_w}$ | $\frac{\mu_0}{\rho}$ | f | D^2 | \sqrt{S} |
| Elektriskie zudumi (a. v.) $I^2 R/S$ | $\frac{1}{2\pi}$ | $\frac{l_w}{A_s}$ | $\frac{J\rho}{B}$ | $\frac{1}{f}$ | $\frac{1}{D}$ | $\frac{1}{S^{\frac{1}{4}}}$ |
| Reaktīvā jauda (a. v.) $I^2 X/S$ | 1 | $\frac{A_w}{l_s}$ | $\frac{J\mu}{B}$ | - | D | $\frac{1}{S^{\frac{1}{4}}}$ |

No vienkāršajām mērogošanas sakarībām P1. tabulā izriet vairāki interesanti un svarīgi rezultāti. Ja materiālu veids, magnētiskā indukcija, strāvas blīvums un frekvence nemainās, bet mainās visi lineārie izmēri, tad:

- 1) pilnā jauda pieaug D^4 reižu, bet iekārtas tilpums un masa palielinās D^3 reizes. Tādējādi nominālā pilnā jauda uz masas vienību pieaug lineāri līdz ar iekārtas izmēru;
- 2) elektriskie zudumi I^2R palielinās D^3 reizes, taču virsmas laukums pieaug vien D^2 reižu. Tādējādi līdz ar gabarīta pieaugumu palielinās dzesēšanas problēmas, kas rada nepieciešamību pēc konstruktīviem pārveidojumiem (papildu dzesēšanas kanāli, piespiedventilācija u. tml.) vai samazinātas magnētiskās indukcijas un strāvas blīvuma lielāka izmēra iekārtās;
- 3) tinuma aktīvā pretestība un elektriskie zudumi, kas izteikti a. v. uz vienu pilnās jaudas vienību, samazinās D reizes. Elektromagnētiskām ierīcēm kopumā ir vēlami zemi elektriskie zudumi un maza aktīvā pretestība, tāpēc šo rādītāju inversā atkarība no izmēra norāda uz lielajām grūtībām, ar kurām jāsarokas, konstruējot mazgabarīta transformatorus un dzinējus ar labiem darbības rādītājiem. Acīmredzama ir vispārēja efektivitātes pieauguma tendence lielāka gabarīta iekārtām;
- 4) induktīvā pretestība un reaktīvā jauda (a. v.) pieaug lineāri līdz ar izmēru. Šī īpašība ir vēlama magnetizēšanas induktīvajai pretestībai transformatoros un maiņstrāvas dzinējos, taču rada konstruktīvas problēmas sakarā ar izkliedes induktīvo pretestību transformatoros un asinhronajos dzinējos. Ja izkliedes induktīvajai pretestībai ļautu pieaugt šādā "dabiskā" veidā, tad lieljaudas transformatoros sprieguma procentuālā izmaiņa slodzes režīmā būtu pārlietu liela un lieljaudas asinhrono dzinēju maksimālais moments būtu pārāk mazs. Tāpēc nepieciešami konstruktīvi pārveidojumi, lai regulētu izkliedes induktivitāti. Šo pārveidojumu raksturs un apjoms izklāstīts nākamajā sadaļā, jo prasības izkliedes induktīvajai pretestībai daudz vienkāršāk atspoguļot attiecināto vienību sistēmā;
- 5) laika konstante pieaug D^2 reižu. Tāpēc lielām iekārtām raksturīgs lēnāks reakcijas ātrums. Tas mainās transformatoros un mašīnās, kas modificētas izkliedes induktivitātes ierobežošanai, taču tukšgaitas (magnetizēšanas) laika konstante pieaug gandrīz D^2 reizes, bet īsslēguma (izkliedes) laika konstante pieaug tuvināti lineāri līdz ar D ;
- 6) uzkrātā enerģija palielinās D^5 reizes. Tas norāda uz strauju ar komutācijas pārejas procesiem saistītu problēmu pieaugumu, palielinoties iekārtas gabarītiem;
- 7) skaidri redzama arī vijumu skaita nozīme, kas projektētājam ļauj regulēt sprieguma un pilnās pretestības līmeni. Ievērojiet, ka vijumu skaits N ietekmē tikai tādus lielumus kā U , I , R un X , bet visi pārējie parametri, kā pilnā jauda, zudumi tinumos, laika konstante u. c., nav atkarīgi no sprieguma līmeņa un vijumu skaita izvēles. Principiāla priekšrocība attēlojumam attiecināto vienību sistēmā ir tāda, ka vairs neparādās atkarība no viju-

mu skaita un ir viegli salīdzināt konstruktīvos risinājumus pie dažādiem sprieguma līmeņiem;

- 8) jāpievērš uzmanība arī tieši proporcionālajai sprieguma, pilnās jaudas un apgriezti proporcionālajai zudumu (a. v.) atkarībai no barošanas frekvences. Tas liecina, ka maiņstrāvas mašīnām, kuras konstruētas un darbojas ar augstāku frekvenci, ir masas un efektivitātes priekšrocības. Tāpat acīmredzamas ir problēmas, darbojoties ar ļoti zemām frekvencēm, kad noteicošo lomu iegūst aktīvā pretestība.

P2.2. Attēlojums attiecinātajās vienībās

Pastāv virkne iemeslu attiecināto vienību sistēmas izmantošanai, lai izteiktu maiņstrāvas mašīnas parametrus un darbības rādītājus. Mūsu pašreizējā uzdevuma ietvaros galvenais tās izmantošanas nolūks ir novērst sprieguma un pretestības līmeņa atkarību no vijumu skaita un sprieguma kritumu pretestībās izteikt tieši ar sprieguma līmeņa palīdzību. Tas ļauj viegli paskaidrot, kāda nozīme ir sprieguma kritumam pretestībās, kā arī tiešā veidā salīdzināt dažāda izmēra mašīnas, vienkārši salīdzinot to pilno pretestību attiecinātajās vienībās. Lai salīdzinātu tādus lielumus kā nominālais spriegums, nominālā strāva, nominālā pilnā jauda u. c., nepieciešams salīdzināt attiecīgos bāzes lielumus, jo šo nominālo lielumu vērtība attiecinātajās vienībās pēc definīcijas ir vienāda ar 1.

Aplūkotajam piemēram (P1. att.) visnoderīgākā attiecināto vienību sistēma ir tāda, kurā par bāzes lielumiem izmanto nominālo spriegumu, nominālo strāvu un nominālo frekvenci:

$$U_b = U_{\text{nom}}; I_b = I_{\text{nom}}; f_b = f_{\text{nom}}. \quad (\text{P6.})$$

Ievērojiet, ka, ja bāzes frekvenci f_b izvēlas vienādu ar nominālo, tad šī izvēle ir analoģiska tādām bāzes laikiem, kas vienāds ar vienu periodu, darbojoties ar nominālo frekvenci.

Iegūtās izteiksmes bāzes lielumiem un mašīnas lielumiem attiecinātajās vienībās apkopotas P2. tabulā, kur atkal tās sadalītas četros reizinātājos, lai izceltu mērogošanas koeficientus. Nominālie lielumi apzīmēti ar indeksu "nom". Lai varētu veikt aprēķinus darba režīmiem ar frekvenci, kura atšķiras no nominālās, frekvence ir saglabāta kā mainīgs lielums. Izmantojot šos vienādojumus, svarīgi ir saprast, ka, mainoties darba frekvencei, bāzes frekvence paliek nemainīga. Piemēram, ja 50 Hz ierīce tiek darbināta ar 75 Hz frekvenci, tad nominālais spriegums a. v., nominālā pilnā jauda a. v. un induktīvā pretestība a. v. pieaug 1,5 reizes, bet visi pārējie lielumi a. v. paliek nemainīgi. Jāņem vērā arī tas, ka pie bāzes frekvences induktīvā pretestība a. v. un induktivitāte a. v. ir vienādas, taču darba režīmos ar atšķirīgu frekvenci tā nav.

Tā kā bāzes pilnā pretestība šajā piemērā nav atkarīga no D , tad pretestības a. v. tiek mērogotas tādā pašā veidā kā pretestības omos. Tomēr pretestības vairs nav atkarīgas no vijumu skaitu, tāpēc pilnīgi skaidrs kļūst tas, ka izkliedes induktīvās pretestības lineārs pieaugums transformatoros un asinhronajos dzinējos radīs nopietnas problēmas. Lai transformatoriem saglabātu tuvināti nemainīgu sprieguma izmaiņu slodzes režīmā un asinhronajiem dzinējiem – aptuveni vienādu maksimālo griezes momentu, induktīvās pretestības a. v. lineāro pieaugumu nepieciešams kompensēt ar konstruktīviem pārveidojumiem, lai iegūtu tādu izkliedes induktivitāti (jeb induktīvo pretestību), kas nav atkarīga no fiziskajiem izmēriem.

P2. tabula

P1. attēla transformatora lielumi attiecinātajās vienībās

| Lielums | Konstantais koeficients | Ģeometriskais koeficients | Materiāla koeficients | Frekvence | Mērogošanas koeficients D | Mērogošanas koeficients S |
|--|-------------------------|-------------------------------------|---------------------------------|---------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| Bāzes spriegums $U_b = U_{nom}$ | $\sqrt{2}\pi$ | NA_s | B_{nom} | f_{nom} | ND^2 | $N\sqrt{S}$ |
| Bāzes strāva $I_b = I_{nom}$ | $\frac{1}{\sqrt{2}}$ | $\frac{A_w}{N}$ | J_{nom} | - | $\frac{D^2}{N}$ | $\frac{\sqrt{S}}{N}$ |
| Bāzes pilnā jauda $S_b = U_{nom}I_{nom}$ | π | $A_s A_w$ | $B_{nom}J_{nom}$ | f_{nom} | N^2 | N^2 |
| Bāzes pilnā pretestība $Z_b = U_b/I_b$ | 2π | $\frac{A_s N^2}{A_w}$ | $\frac{B_{nom}}{J_{nom}}$ | f_{nom} | 1 | 1 |
| Nominālais spriegums U_{nom} | 1 | 1 | 1 | $\frac{f}{f_{nom}}$ | 1 | 1 |
| Nominālā strāva I_{nom} | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| Nominālā pilnā jauda S_{nom} | 1 | 1 | 1 | $\frac{f}{f_{nom}}$ | 1 | 1 |
| Aktīvā pretestība a. v. r | $\frac{1}{2\pi}$ | $\frac{l_w}{A_s}$ | $\frac{J_{nom}}{B_{nom}}\sigma$ | $\frac{1}{f_{nom}}$ | $\frac{1}{D}$ | $S^{\frac{1}{4}}$ |
| Magnetizēšanas induktīvā pretestība a. v. X_m | 1 | $\frac{A_w}{l_s}$ | $\frac{J_{nom}}{B_{nom}}\mu$ | $\frac{f}{f_{nom}}$ | D | $S^{\frac{1}{4}}$ |
| Izkliedes induktīvā pretestība a. v. X_σ | 1 | $\frac{A_\sigma A_w}{l_\sigma A_s}$ | $\frac{J_{nom}}{B_{nom}}\mu_0$ | $\frac{f}{f_{nom}}$ | D | $S^{\frac{1}{4}}$ |

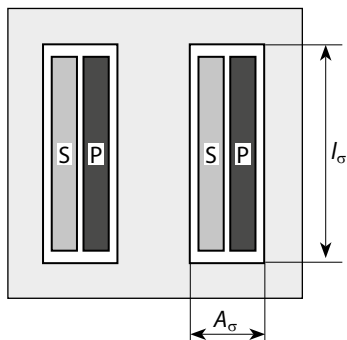
Pastāv vairāki vienkārši konstruktīvu pārveidojumu veidi, ar kuru palīdzību var regulēt transformatoru izkliedes induktivitāti. Piemēram, attāluma maiņa

starp primāro un sekundāro tinumu, izkliedes plūsmas laukuma un ceļa garuma attiecības A_σ/l_σ maiņa vai arī jaukta tinuma izveide, abus tinumus sadalot vairākās sekcijās un tās novietojot pamīšus. Šie principi ilustrēti P2. attēlā, kā piemēru izmantojot P1. attēla apvalka tipa transformatoru. Primārā un sekundārā tinuma sekciju pamīšs novietojums samazina maksimālo magnetizējošo spēku, kas rada izkliedes plūsmu, kā rezultātā samazinās izkliedes induktīvā pretestība. Tāpat arī ar šo metodi tinums tiek sadalīts vairākos apakštinumos ar mazāku vijumu skaitu un relatīvi nelielu mijinduktijas plūsmu, kā rezultātā samazinās kopējā induktīvā pretestība. Tā, piemēram, atcerēsimies, ka divu induktīvi saistītu virknē slēgtu spoļu induktivitāte vienāda ar $L_1 + L_2 + 2M$. Taču, ja transformatora tinums sadalīts divās daļās, kuras izvietotas pamīšus, katrai daļai atsevišķi izkliedes induktivitāte būtu vienāda ar aptuveni $1/8$ no sākotnējā nesadalītā tinuma izkliedes induktivitātes (reizinātājs $1/4$ ir no N^2 un $1/2$ – no izkliedes plūsmas laukuma A_σ izmaiņas). Jauktā tinuma kopējā izkliedes induktivitāte tad atrodas diapazonā no $1/4$ no sākotnējās induktivitātes (ja izkliedes mijinduktivitāte M ir 0) līdz $1/2$ no sākotnējās induktivitātes (ja izkliedes mijinduktivitāte M ir vienāda ar izkliedes pašinduktivitāti).

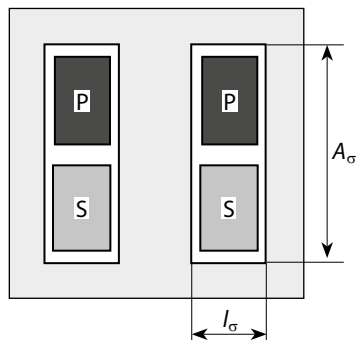
Šādi relatīvi vienkārši konstruktīvie pārveidojumi nav iespējami rotējošām elektriskajām mašīnām tamdēļ, ka tajās primārajam un sekundārajam tinumam jābūt mehāniski atdalītiem un relatīvā kustībā vienam pret otru. Kā paskaidrots turpmākajās sadaļās, tipisks konstruktīvais risinājums izkliedes plūsmas regulēšanai lielās mašīnās ir lielāks rievu skaits uz polu.

Līdzīgus secinājumus tiem, kas izklāstīti P2.1. nodaļas astoņos apakšpunktos, var izdarīt arī attiecībā pret P2. tabulas bāzes lielumiem un pretestībām attiecinātajās vienībās. Attiecināto vienību sistēmas priekšrocība ir tas, ka tiek labāk paskaidrotas ar izkliedes induktīvo pretestību saistītās problēmas un nav nepieciešams izmantot tādu lielumu kā zudumi a. v. (kas vienādi ar aktīvo pretestību a. v.). Tāpat arī tiek novērsti nevajadzīgi sarežģījumi, ko rada lielās spaiļu sprieguma (tinuma vijumu skaita) izmaiņas. Tomēr, interpretējot attiecinātajās vienībās izteikto parametru atkarību no ģeometriskajiem izmēriem P2. attēlā, var rasties arī kādas neskaidrības. Iemesls tam ir bāzes pilnās pretestības atkarība no serdes šķērsriezuma un tinuma laukuma attiecības A_s/A_{tin} . Tās rezultātā tinuma aktīvās pretestības ģeometriskais koeficients ir vienāds ar tinuma garuma un serdes šķērsriezuma attiecību, nevis tinuma garuma un tinuma laukuma attiecību. Ievērojiet, ka, lai gan mērogošanas koeficienti nemainās, attiecinātajās vienībās izteiktā parametra ģeometriskais koeficients ir daudz mazāk intuitīvs nekā lielumam fizikālajās vienībās. Tas pats ir spēkā arī attiecinātajās vienības izteiktajām induktīvajām pretestībām un induktivitātēm.

(a) Konstrukcija mazai izkliedes plūsmai

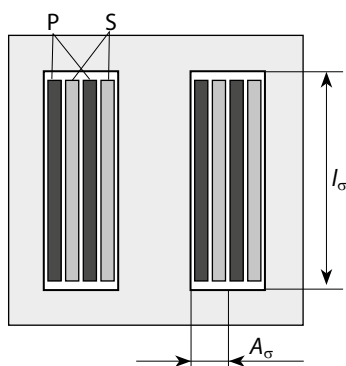


(b) Konstrukcija lielai izkliedes plūsmai



$$L_{\sigma} = N^2 \frac{A_{\sigma}}{l_{\sigma}}$$

(c) Pamišus novietoti tinumi (aprēķinos jāiekļauj mijindukcijas izkliedes plūsma)



P2. attēls. Izkliedes induktīvās pretestības regulēšana ar konstruktīvu pārveidojumu palīdzību.

P3. Raksturizmēra izvēle

Tā kā ir nepieciešams regulēt izkliedes induktīvo pretestību, risināt dzesēšanas problēmas un ievērot citas līdzīgas konstruktīvās prasības, vienkārša proporcionāla visu lineāro izmēru mērogošana nedod vēlamos rezultātus pat tādas relatīvi vienkāršas konstrukcijas gadījumā kā transformators P1. attēlā. Tādēļ praksē noderīgu mērogošanas sakarību izveidē primārais jautājums ir atbilstīga raksturizmēra izvēle.

Nelielā iekārtu gabarītu diapazonā ekonomisku apsvērumu dēļ priekšroka dodama vienas un tās pašas konstrukcijas serdes skārdu izmantošanai, mainot tikai serdes biezumu (P1. attēlā – parametrs d). Šāda maza diapazona ietvaros serdes biezums varētu būt atbilstīgs raksturizmērs. Taču mūs interesē nevis mazas, bet gan lielas gabarītu variācijas, piemēram, diapazonā 100:1 vai vairāk. Tik lielā diapazonā nepieciešams ievērojami mainīt iekārtas proporcijas, proti, mainīt arī pašu serdes skārdu konstrukciju. Tāpēc ar mērogošanas sakarībām, kuras vēlamies ie-

gūt, jāatspoguļo “vidusmēra konstrukcijas” variācijas plašā raksturizmēra izmaiņu diapazonā. Nebūtiskas konstrukcijas izmaiņas, piemēram, serdes skārdu skaita izmaiņas, palielina novirzes no vidējā līmeņa. Vēlams, lai šo nelielo izmaiņu radīto noviržu diapazons būtu mazs salīdzinājumā ar “vidusmēra konstrukcijas” lielajām variācijām visā gabarītizmēru diapazonā. Tas, vai ir iespējams nonākt pie noderīgas mērogošanas sakarības, acīmredzot atkarīgs no tā, cik liels ir konstrukcijas gabarītu diapazons. Ja šis diapazons ir mazs, nelielas variācijas aizēnotu daudz nozīmīgākas izmaiņas pamatkonstrukcijā.

Jebkurā gadījumā izvēlētajam raksturizmēram jābūt tādām, kurš atspoguļo nozīmīgas konstrukcijas izmaiņas, nevis nebūtiskas variācijas. Iekārtai P1. attēlā serdes biezums acīmredzami nebūtu atbilstīgs raksturizmērs. Piemērota varētu būt jebkura no divām galvenajām serdes dimensijām – d vai w , jo tās atspoguļo serdes skārda izmēru un tiešā veidā ietekmē visus iekārtas parametrus. Varētu izmantot arī citu serdes dimensiju – c . Rotējošā mašīnā situāciju vēl vairāk sarežģī rotora kustība un dažādu daudzpolu konstrukciju esamība. Optimālā izvēle katrā situācija atkarīga no tā, kādu ietekmi uz dažādajām konstruktīvajām prasībām atstāj iekārtas proporcijas. Priekšnoteikumi tam, lai izvēlētos vislabāko raksturizmēru, ir pieredze un liels konstruktīvo parametru datu apjoms. Mūsu uzmanības centrā ir maiņstrāvas mašīna, un tai atbilstīga raksturizmēra izvēle detalizēti izklāstīta [1].

P4. Maiņstrāvas elektriskā mašīna

Pastāv daudz dažādu maiņstrāvas elektromašīnu veidu, sākot no mazām reaktīvajām mašīnām (soļdzinējiem, īslaicīga režīma dzinējiem) līdz ļoti lielām sinhronajām mašīnām ar vienmērīgu gaisa spraugu. Vienkāršības labad izklāsts būs ierobežots ar tādām elektromašīnām, kurās nepastāv reaktīvais griezes moments vai tā nozīme ir niecīga. Uzsvars likts uz asinhronajām mašīnām, nedaudz aplūkojot arī sinhronās mašīnas, lai ilustrētu atšķirības to konstruktīvajās prasībās. Tāpēc aplūkojamā iekārta būs cilindriskā mašīna ar vienmērīgu gaisa spraugu, kuras pamatuzbūve ilustrēta P3. attēlā.

P4.1. Galvenie fiziskie izmēri

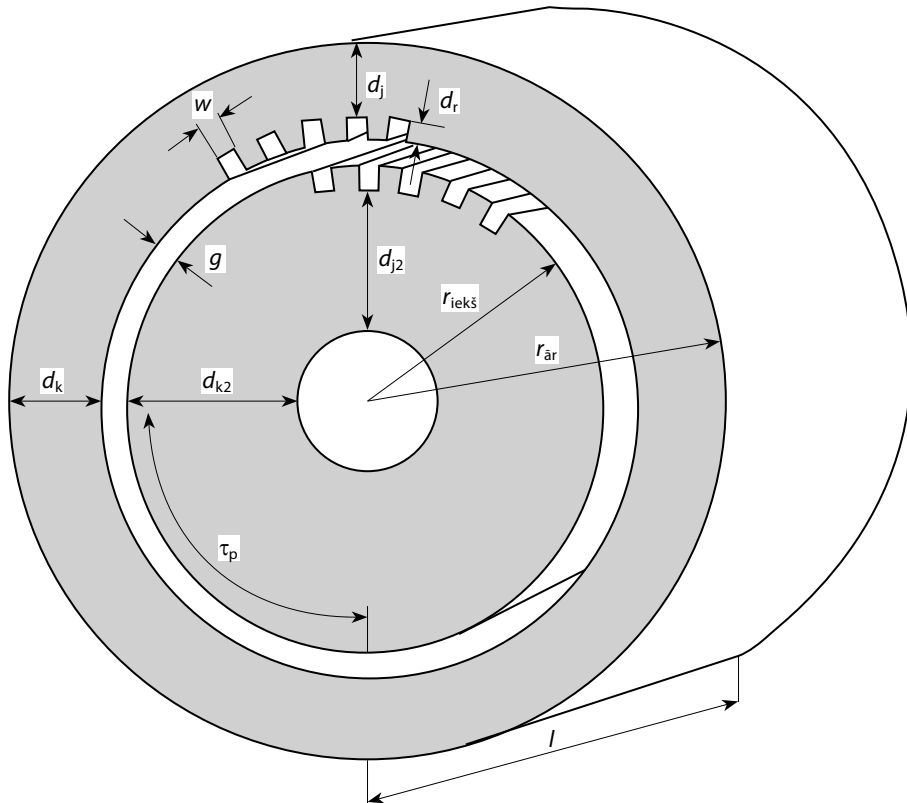
Galvenie fiziskie izmēri, kas raksturo mašīnu ar vienmērīgu gaisa spraugu, doti P3. attēlā. Svarīgākie serdes izmēri ir iekšējais un ārējais rādiuss $r_{\text{iekš}}$ un $r_{\text{ār}}$. Taču serdes magnētiskos parametrus labāk var raksturot ar jūga un rievu dziļumu d_j un d_r un pola iedaļu τ_p . Starp minētajiem iekšējiem izmēriem un rādiusiem pastāv šādas sakarības:

$$r_{\text{ār}} - r_{\text{iekš}} - g = d_j + d_r = d_k; \quad (\text{P7.})$$

$$2\pi r_{\text{iekš}} = 2\tau_p N_p; \quad (\text{P8.})$$

$$\tau_p = \frac{\pi r_{\text{iekš}}}{N_p}. \quad (\text{P9.})$$

Izmantojot mērogošanas sakarības, vispārēja lietojuma asinhrono mašīnu rotora iekšējās serdes dimensijas var pieņemt vienādas ar statora serdes dimensijām. Lai gan praksē rotora rievu izmēri nedaudz atšķiras, parasti, izvēloties gandrīz vienādu rotora un statora rievu skaitu, atšķirības ir nenozīmīgas. Taču sinhronajās mašīnās rotora serde parasti ir diezgan atšķirīga no statora, jo rotora tinums nav ne īsslēgtā “vāveres rata” tipa, ne daudzfāžu tinums. Liela daļa no turpmākā izklāsta attiecas tieši uz asinhronajām mašīnām, tomēr tuvināti var tikt piemērota arī sinhrono mašīnu statora serdei.



Indekss “2” pie jebkura lieluma nozīmē, ka tas attiecas uz rotoru.

N_K – statora rievu kopējais skaits

N_V – virknē slēgto vadu skaits vienā fāzē

K_W – tinuma koeficients

q – fāžu skaits

N_p – polu pāru skaits

N – rievu skaits uz aploces garuma vienību

P3. attēls. Fiziskās dimensijas maiņstrāvas mašīnai ar vienmērīgu gaisa spraugu.

P4.2. Pola iedaļa kā raksturizmērs

Cenšoties atrast tādu raksturizmēru, kas piemērots mērogošanas sakarībām, kļūst skaidrs, ka iepriekš aprakstīto iemeslu dēļ serdes garums l nav tām piemērots. Rotorā griešanās ātruma ietekme uz dzesēšanu liek domāt, ka, lai par raksturizmēru izmantotu vienu no galvenajām dimensijām ($r_{\text{iekš}}$ vai $r_{\text{ār}}$), būtiska būtu arī polu pāru skaita N_p ietekme, jo tas daļēji nosaka rotora aploces lineāro ātrumu v . Šos sarežģījumus lielā mērā iespējams pārvarēt, kā raksturizmēru izvēloties pola iedaļu τ_p (metros gar gaisa spraugas virsmu). Sakarība starp rotora aploces ātrumu un pola iedaļu ir

$$v = 2f_e \tau_p, \quad (\text{P10.})$$

kas pamatota ar to, ka katra barošanas frekvences cikla laikā rotors pārvietojas pa divām pola iedaļām (ja slīdi neievēro). Tā kā τ_p kalpo gan kā būtiska serdes dimensija, gan arī kā tiešs rotora aploces ātruma mērs, tad šim lielumam šajā ziņā ir skaidras priekšrocības, salīdzinot ar rādiusiem $r_{\text{iekš}}$ un $r_{\text{ār}}$. Ja τ_p pieņem par raksturizmēru, polu pāru skaitu N_p un rotora rādiusu var uzskatīt par sekundāriem lielumiem, kuru ietekme salīdzinājumā ar τ_p ir maznozīmīga. Pola iedaļas τ_p vērtību diapazons, sākot ar mazām mašīnām (jauda < 1 kW) līdz pat ļoti lielām mašīnām (150 MW jauda), ir aptuveni 100:1 (0,03–2 m). Šis ļoti plašais diapazons veicina τ_p kā galvenā mērogošanas parametra izmantošanu, jo konstruktīvo variāciju noviržu diapazons no vidusmēra līmeņa neaizēno vidusmēra konstrukcijas izmaiņas kopumā. Tomēr jāapzinās, ka ir iespējamās arī būtiskas novirzes (100 % un vairāk) no vidusmēra līmeņa, pat ja netiek aplūkotas īpašas konstrukcijas iekārtas (piemēram, mašīnas ar lielu slīdi vai ar augstu efektivitāti).

P4.3. A. v. lielumiem izvirzītās prasības

Lai sasniegtu vēlamās darbības rezultātus, noteiktiem maiņstrāvas mašīnu parametriem a. v. jāatbilst diezgan konkrētām konstruktīvajām prasībām. Pārējie lielumi ir mazsvarīgāki, un to vērtībām jāatrodas vien noteiktos relatīvi plašos diapazonos vai arī jābūt pēc iespējas lielākām vai mazākām. Turpmākajās sadaļās aprakstīti galvenie ierobežojumi. Diemžēl attiecināto vienību sistēmas, kuras tradicionāli izmanto asinhronajām un sinhronajām mašīnām, ir atšķirīgas. Tāpēc, lai novērstu iespējamās neskaidrības, vispirms aprakstīsim abas attiecināto vienību sistēmas.

Asinhronās mašīnas

Vispiemērotākā un biežāk izmantotā attiecināto vienību sistēma ir balstīta uz mašīnas izejas jaudu. Galvenie bāzes lielumi ir

$$U_b = U_{\text{nom}} \text{ (fāzes sprieguma efektīvā vērtība),}$$

$$P_b = P_{\text{nom}},$$

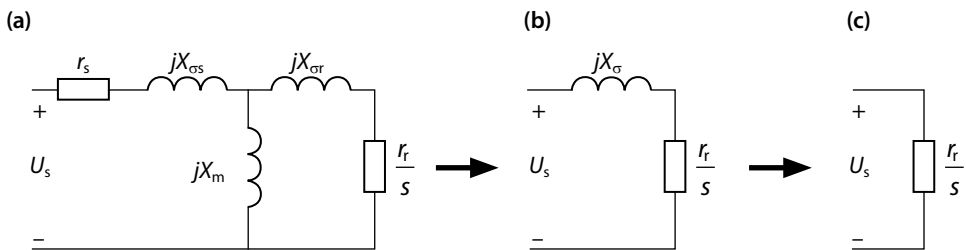
$$\omega_b = \omega_{\text{nom}}, \quad (\text{P11.})$$

no kuriem var atvasināt šādus bāzes lielumus:

$$I_b = \frac{P_b}{qU_b} = \frac{P_{\text{nom}}}{qU_{\text{nom}}},$$

$$M_b = \frac{P_b}{\omega_b} = \frac{P_{\text{nom}}}{\omega_{\text{nom}}}. \quad (\text{P12.})$$

Jāpiebilst, ka nominālā strāva šajā sistēmā pārsniedz 1 a. v. vērtību, jo bāzes strāvas izteiksmē nav iekļauta jaudas koeficienta un lietderības koeficienta ietekme. Arī nominālais griezes moments ir nedaudz lielāks par 1 a. v., jo bāzes momenta sakarībā nav ietverta nominālās slīdes ietekme. No visiem asinhronās mašīnas parametriem a. v. visbūtiskākās prasības ir piemērojamas izkliedes induktīvajai pretestībai. Tās izriet no apsvērumiem, kas saistīti ar maksimālo momentu. Mūsu uzdevuma ietvaros iespējams, saglabājot pietiekamu precizitāti, neievērot r_s un X_m un izmantot vienkāršotu shēmu, kas dota P4. attēlā.



P4. attēls. Asinhronā dzinēja ekvivalentā shēma.

No vienkāršotās shēmas izriet, ka maksimālais moments tiek sasniegts tad, kad

$$\frac{r_r}{s} = X_{\sigma}; s = \frac{r_r}{X_{\sigma}}, \quad (\text{P13.})$$

kur

$$X_{\sigma} = X_{\sigma s} + X_{\sigma r}.$$

Maksimālais griezes moments a. v. tad ir

$$M_{\text{MAX}} = \left[\frac{U_s}{|X_{\sigma, a.v.} + jX_{\sigma, a.v.}|} \right]^2 = \frac{U_s^2}{2X_{\sigma, a.v.}}. \quad (\text{P14.})$$

Tādējādi, lai sasniegtu parasti nepieciešamo maksimālā momenta vērtību, kas ir 2–2,5 a. v. diapazonā, $X_{\sigma,a.v.}$ vērtībai jābūt 0,25–0,20 a. v. Izmantojot mērogošanas sakarības, var pieņemt, ka konstruktīvā prasība ir

$$X_{\sigma,a.v.} = 0,2. \quad (P15.)$$

Tas ir nozīmīgs konstruktīvs ierobežojums, kam ir liela ietekme uz asinhrono mašīnu konstrukciju kopumā. Otrs būtiskais ierobežojums attiecas uz rotora aktīvo pretestību r_r . Pie nominālā griešanās ātruma ("labi" konstruētai mašīnai) r_R/s vērtība ir daudz lielāka par $X_{\sigma,a.v.}$, un tad var izmantot shēmu P4. (c) attēlā. No šīs tuvinātās shēmas izriet, ka, lai iegūtu 1 a. v. lielu griezes momentu, r_R/s vērtībai jābūt 1, līdz ar ko

$$S_{nom} = r_R. \quad (P16.)$$

Tādējādi r_r vērtība nosaka nominālās slīdes (P16.) un kritiskās slīdes (P13.) vērtības. Vispārīgā gadījumā, lai iegūtu mazu nominālo slīdi un augstu efektivitāti, vēlama maza r_r vērtība. Taču no r_r atkarīgs arī palaišanas moments, kā tas viegli secināms no P4. (b) attēla:

$$M_S = \left(\frac{U_s}{X_{\sigma,a.v.}} \right)^2 r_R. \quad (P17.)$$

Tāpēc, izvēloties r_R vērtību, jāatrod kompromiss starp prasībām palaišanas režīmā un normālā darba režīmā. Nereti nepieciešama kāda īpaša rotora rievu konstrukcija, lai pie zema ātruma gūtu labumu no virsmas efekta rotora stieņos. Izmantojot mērogošanas sakarības, jāierobežojas ar mazām slīdes un r_R vērtībām, proti, neievērojot dziļrievu ietekmi. Tādā gadījumā vēlama ir maza r_R vērtība.

Skaidrs, ka pretestībai r_s ir tīri parazītiska ietekme un tās vērtībai jābūt iespējami mazai ekonomiski pamatotās robežās. Savukārt X_M jābūt pēc iespējas lielākai, lai samazinātu nepieciešamo magnetizēšanas strāvu.

Sinhronās mašīnas

Sinhronajām mašīnām visbiežāk izmantotā attiecināto vienību sistēma ir balstīta uz mašīnas nominālo pilno jaudu (kVA). Galvenie bāzes lielumi ir

$$\begin{aligned} U_b &= U_{nom} \text{ (fāzes sprieguma efektīvā vērtība),} \\ S_b &= S_{nom}, \\ \omega_b &= \omega_{nom}, \end{aligned} \quad (P18.)$$

no kuriem var atvasināt šādus bāzes lielumus:

$$I_b = \frac{S_b}{qU_b} = \frac{S_{nom}}{qU_{nom}},$$

$$M_b = \frac{S_b}{\omega_b} = \frac{S_{\text{nom}}}{\omega_{\text{nom}}}. \quad (\text{P19.})$$

Šajā sistēmā nominālā strāva ir vienāda ar 1 a. v., bet nominālais griezes moments ir ievērojami mazāks par 1 a. v. (tāpēc ka bāzes moments ir lielāks par nominālo, jo M_b izteiksmē nav ietverta lietderības koeficienta un jaudas koeficienta ietekme).

Vispiemērotākā attiecināto vienību sistēma sinhronajiem dzinējiem būtu tāda, kas balstīta uz nominālo (izejas) aktīvo jaudu un nominālo spriegumu tāpat kā asinhronajām mašīnām izteiksmēs (P11.) un (P12.). Tomēr plašā sinhrono ģeneratoru izmantošana, kuriem ir diezgan piemērota iepriekš minētā attiecināto vienību sistēma, kas balstīta uz nominālo pilno jaudu, mudinājusi pārņemt tādu pašu sistēmu arī sinhronajiem dzinējiem. Lai gan tas neatbilst attiecināto vienību sistēmas pamatprincipam, ka tā tiek balstīta uz nominālo izejas jaudu, tomēr tā ir visplašāk izmantotā a. v. sistēma.

Stacionārā darba režīmā vissvarīgākā pilnās pretestības komponente ir sinhronā induktīvā pretestība, kas vienāda ar statora izkļiedes induktīvās pretestības un magnetizēšanas induktīvās pretestības summu. Atkarībā no iekārtas lietojuma veida X_s vērtība ir diapazonā no 0,6 līdz 2,0 a. v. Tā kā lielāko induktīvās pretestības daļu veido magnetizēšanas induktivitāte, tad pretestībai X_s izvirzītās prasības pirmām kārtām nosaka gaisa spraugas platumu g . Izkļiedes plūsmas apjoms ir nozīmīgs tikai pārejas procesos – īsslēguma vai dzinēja palaišanas laikā. Izkļiedes pretestībai un slāpētājtinuma aktīvajai pretestībai izvirzītās prasības ir diezgan mainīgas un atkarīgas no lietojuma veida.

P5. Maiņstrāvas mašīnas pilnās pretestības mērogošanas sakarības

Iepriekšējā sadaļā aplūkotās prasības parametriem, kuras izriet no mašīnas darba režīmu nosacījumiem, nepieļauj vienkāršu lineāru mērogošanu. Proti, vajadzība regulēt izkļiedes induktīvās pretestības pieaugumu un risināt līdz ar mašīnas izmēru pieaugošās dzesēšanas problēmas nosaka to, ka nepieciešamas ievērojamas novirzes no lineāras mērogošanas. Daudzu gadu pieredze mašīnu konstruēšanā ļāvusi atrisināt šīs problēmas un izstrādāt tādas mērogošanas sakarības, kurās rezultējošās parametru variācijas tiek atspoguļotas ar fizisko izmēru vai ar jaudas līmeni [1], [2], [3].

P5.1. Izkļiedes induktīvās pretestības regulēšana

Pamatmetode izkļiedes induktīvās pretestības pieauguma regulēšanai asinhronajās mašīnās ir lielāka rievu skaitu izmantošana uz vienu pola iedaļu, palielinoties

mašīnas izmēram. Tas ir praksē viegli realizējams risinājums, jo pola iedaļas pieaugums ļauj viegli palielināt rievu skaitu, tāpēc to var īstenot pat ļoti lielās mašīnās. Galvenais iemesls tam, kāpēc lielāks rievu skaits uz polu ļauj samazināt izkliedes induktivitāti, ir tas, ka neveidojas mijindukcijas plūsma un tāpēc mijinduktivitāte starp vadiem atsevišķās rievās ir 0. Šāds piemērs ilustrēts P5. attēlā, kur viena liela rievā aizstāta ar četrām mazākām rievām, kuru dziļums d un platums w ir vienāds ar $1/2$ no attiecīgajiem lielās rievas parametriem.

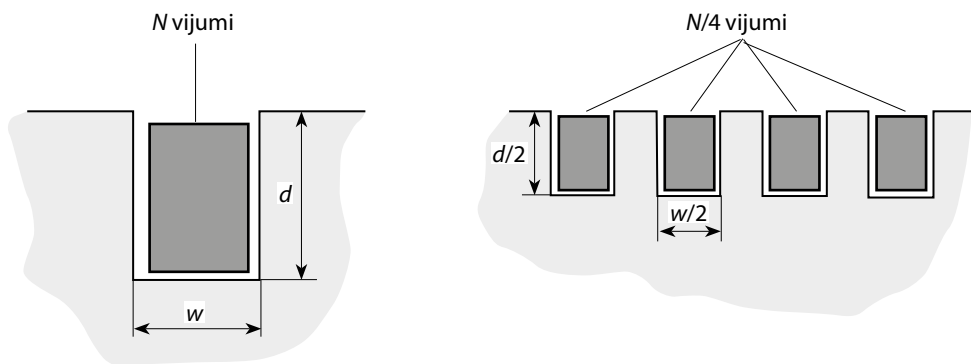
Skaidrs, ka kopējais rievu laukums nemainās (ja neskaita izolācijas biezumu, kas ir sekundārs faktors) un rievās iespējams izvietot varu tāda pašā apjomā. Rievu magnētiskā vadītspēja, ko izsaka vienādojums

$$\Lambda = \frac{\mu_0 A}{l} = \frac{\omega_0 d L}{\omega}, \quad (\text{P20.})$$

ir vienāda gan lielajai rievai, gan mazajām rievām, jo rievas dziļuma (d un $d/2$) un rievas platuma (w un $w/2$) attiecība nemainās. Abu konstrukciju induktivitātes ir šādas:

$$\begin{aligned} L_1 &= N^2 \Lambda, \\ L_4 &= 4 \left(\frac{N}{4} \right)^2 \Lambda = \frac{N^2 \Lambda}{4} = \frac{L_1}{4}, \end{aligned} \quad (\text{P21.})$$

kas acīmredzami norāda uz vēlamā rezultāta sasniegšanu – rievu izkliedes induktivitātes samazināšanu.



P5. attēls. Izkliedes induktivitātes samazināšana, izmantojot lielāku rievu skaitu uz polu.

P5.2. Nominālās jaudas mērogošanas problēmas

Papildus tam, ka jāparedz dažādi īpaši dzesēšanas risinājumi, piemēram, statora un rotora serdes dzesēšanas kanāli, īpaši ventilatori, iekšējas un ārējas dzesēšanas ribas u. c., ir noskaidrots, ka dzesēšanas problēmu novēršanai, pieaugot mašīnas

izmēram, nepieciešams samazināt tinuma strāvas blīvumu. Strāvas blīvuma mērogošanas sakarība [1] ir

$$J = K_J \tau_p^{-1/3}, \quad (\text{P22.})$$

kas, mašīnas izmēram pieaugot divreiz, ļauj samazināt strāvas blīvumu par aptuveni 20 %.

Šo rezultātu daļēji neitralizē iespēja lielākas mašīnas darbināt ar nedaudz lielāku gaisa spraugas magnētisko indukciju. Galvenais iemesls tam ir labāks rievu aizpildījums lielās mašīnās (jo īpaši tad, ja izmanto taisnstūrveida šķērsriezuma vadus) un tā rezultātā – iespēja izmantot lielākus zobus un mazākas rievās. Mērogošanas sakarība [1] ir

$$B = K_B \tau_p^{1/6}. \quad (\text{P23.})$$

Tādējādi reizinājums JB pieaug proporcionāli $\tau_p^{-1/6}$, nevis saglabājas konstants, kā bija pieņemts vienkāršajā lineārajā gadījumā. Tas vedina domāt, ka mašīnas pilnā jauda pieaug nedaudz mazāk nekā τ_p^4 reizes, kā tas būtu lineāras mērogošanas gadījumā. Iekļaujot arī polu skaita ietekmi, iegūst šādu rezultātu:

$$P \approx S = K_S (N_p)^2 (\tau_p)^{23/6}. \quad (\text{P24.})$$

P6. Noslēgums

Elektrisko mašīnu projektēšana ir sarežģīts inženiertehniskais uzdevums pat mūsdienās, kad pastāv jaudīgi datorizēti galīgo elementu metodes algoritmi, ar kuru palīdzību iespējams veikt trīsdimensionālus mašīnas magnētiskā lauka aprēķinus. Tomēr vienkāršās mērogošanas sakarības, kas izklāstītas šajā pielikumā, daudzos gadījumos ir noderīgas, ja pietiek ar aptuvenu aproksimāciju. Detalizētāks apraksts par maiņstrāvas mašīnu projektēšanu dots [4].

Literatūra

1. H.C.J. DeJong, "AC motor design with conventional and converter supplies," (book), Oxford University Press, Walton Street, Oxford, England, OX2 6DP, 1976.
2. H.C.J. DeJong, "AC motor design-rotating magnetic fields in a changing environment," (book), Hemisphere Publishing Corp, New York, 1988.
3. D.W. Novotny, "Scaling laws for AC electric machines," WEMPEC Tutorial Report 82- 7, EE Dept., University of Wisconsin, 1982.
4. T.A. Lipo, "Introduction to AC Machine Design," (book) University of Wisconsin – WEMPEC, 2006.