

Tallinna Tehnikaülikool
Elektriamite ja jõuelektronika instituut

Jüri Joller

JÕUELEKTROONIKA

Tallinn 1996

J. Joller

Jõuelektronika. TTÜ Elektrialamite ja jõuelektronika instituut. Tallinn, 1996. 224 lk.

Kaane kujundanud Ann Gornischeff

© Jüri Joller, 1996

ISBN 9985-69-009-5

AUTOR

JÜRI JOLLER on sündinud 24. augustil 1966. Tallinna Tehnikaülikooli lõpetas kiitusega 1994. a. erialal “Elektriamid ja tööstusautomaatika”. Aastast 1994 õpib Tallinna Tehnikaülikooli magistratuuris ja töötab elektriamite ja jõuelektroonika instituudi jõuelektroonika lektorina. On osalenud energiasäästlike elektriamite uurimises ja täiendanud end Saksamaal.

INSENERIHARIDUSE ASTMED TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOIS

BAKALAUREUS

on akadeemiline kraad, mis tõendab, et selle omanik on edukalt lõpetanud kõrghariduse esimese astme ja saanud üldteoreetilise hariduse oma õppesuunas, mille nimetus lisatakse bakalaureuse diplomile. Bakalaureuseõppe nominaalkestus on neli aastat.

MAGISTER

on akadeemiline kraad, mis tõendab, et selle omanik on edukalt lõpetanud kõrghariduse teise astme ja saanud süvendatud teadusliku hariduse oma erialal. Magistriõppesse astumine eeldab bakalaureuse kraadi. Magistriõppe nominaalkestus on kaks aastat.

DOKTOR

on akadeemiline kraad, mis tõendab, et selle omanik on edukalt lõpetanud kõrghariduse kolmanda astme ja saanud kõrge teadusliku hariduse oma erialal. Doktor on suhteliselt laia erialaga tippspetsialist, kes on spetsialiseerunud loominguks tööks, oskab lahendada keerukaid probleeme ja juhtida suuri projekte.

TTÜ ELEKTRIAJAMITE JA JÕUELEKTROONIKA INSTITUUDI TEENUSEID

Täienduskoolitusseminarid

- Programmeeritavad kontrollid SIMATIC S5.
- Uut elektervalgustuse projekteerimises.
- Elektrivarustuse projekteerimisest uute madalpinge-elektripaigaldiste ehituseeskirjade järgi.
- Elektrivarustuse raalprojekteerimine.
- Elektervalgustuse raalprojekteerimine.
- Elektriamite raalprojekteerimine.
- Elektroonikaseadmete raalprojekteerimine.
- Automaatikasüsteemide raalprojekteerimine.


Mõõtmised ja projekteerimine


- Elektriamite diagnostika ja koormusgraafikute katseline määramine.
- Valgustite fotometreerimine.
- Ruumide ja välisalade valgustuse kontroll.
- Materjalide valgustehniliste omaduste hindamine.
- Madalpinge-elektriparaatide parameetrite ja tunnusjoonte määramine.
- Energiasäästlike sagedusjuhtimisega elektriamite väljatöötamine ja evitamine.
- Uute ja moderniseeritavate elektripaigaldiste projekteerimine (Eesti Elektrikontrollikeskuse litsents).

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOI

Elektriamite ja jõuelektroonika
instituut

Kopli 82, 10412 Tallinn

 + (372) 6203700; 620 3705

 + (372) 6203701

SAATEKS

Jõuelektronikas on viimase aastakümne jooksul toimunud väga suured muutused ja kättesaadav varasem eesti- ja venekeelne kirjandus on suures osas vananenud. Käesolev raamat on mõeldud eelkõige Tallinna Tehnikaülikooli tugevoolutehnika üliõpilastele sissejuhatavaks kursuseks aines *Jõuelektronika*. Raamat on kasulik ka elektriala tegevinseneridele ja -tehnikutele.

Raamatus käsitletakse enamust olulisi jõuelektronika teemasid nagu jõupooljuhid, muundurite jõuskeemid, juhtsüsteemid, kaitse, töötamine automaatjuhtimissüsteemis, mõju toitevõrgule jne. Kõige põhjalikumalt käsitletakse muundurite levinumaid jõuskeeme. Raamatu mahu huvides ei vaadelda muundurite kõiki liike ja erijuhtumeid. Nende kohta saab lisaandmeid kirjandusest, millele käesolevas raamatus on viidatud. Käsitlusest jäid välja jõumuundurite mudelid, mida diagrammide koostamisel on kasutatud. Vähendada tuli ka sagedusmuundurite käsitlust, kuigi nende tähtsus iga päevaga suureneb. Tulevikus on kavas kirjutada nende kohta eraldi raamat.

Käesoleva raamatu koostamisel andsid kasulikke soovitusi ja informatsiooni ning tegid märkusi professorid Tõnu Lehtla ja Endel Risthein ja dotsent Jaan Tomson Tallinna Tehnikaülikoolist ning tehnikakandidaat Johannes Pressmann tehases Estel. Autor on tänulik OY Danfoss AB esindajale Toomas Mandrele raamatu kirjastamisel osutatud materiaalse abi eest.

Autor

SISUKORD

SISSEJUHATUS	8
1. ÜLEVAADE	11
1.1 Jõuelektronika põhifunktsioonid ja muundurite liigitus	11
1.2 Muundurite kasutus- ja võimsusalad	14
1.3 Muundurite põhilised lülitused	16
2. JÕUPOOLJUHTSEADISED	20
2.1 Jõudiodid	20
2.1.1 PN-siire ja jõudiodi staatilised omadused	20
2.1.2 Dünaamilised omadused	21
2.2 Jõutüristorid	26
2.2.1 Üheoperatsiooniline jõutüristor (SCR)	27
Ehitus ja tööpõhimõte	27
Dünaamilised omadused	29
2.2.2 Suletav jõutüristor (GTO)	36
Ehitus ja tööpõhimõte	36
2.3 Jõutransistorid	41
2.3.1 Jõu-bipolaartransistor (BJT)	41
2.3.2 Jõu-liittransistor (MD)	49
2.3.3 Jõu-väljatransistor (MOSFET)	50
2.3.4 Isoleeritud paisuga bipolaartransistor (IGBT)	53
2.4 Juhitavate jõupooljuhtide võrdlus	57
2.5 Jõupooljuhtide kaod, jahutus ja temperatuuri arvutus	62
2.5.1 Kaovõimsus	62
2.5.2 Jahutus	65
2.5.3 Siirdetemperatuuri arvutus	68
3. VÖRGUGA SÜNKRONISEERITUD ALALDID JA VAHELDID	70
3.1 Ühefaasiline poolperioodalaldi M1	70
3.2 Ühefaasiline keskväljavõttega alaldi M2	76
3.3 Kolmefaasiline keskväljavõttega alaldi M3	95
3.4 Ühefaasiline sildalaldi B2	103
3.5 Kolmefaasiline sildalaldi B6	105
3.6 Üldistatud p-pulsiline muundur	110
3.6.1 Väljundpinge	111
3.6.2 Arvutamine suhteliste suurustega	112
3.6.3 Aseskeem	114
3.7 Võrguga sünkroniseeritud muundurite andmed	114

4. VAHELDUVPINGEREGULAATORID JA -LÜLITID	115
4.1 Ühefaasiline vahelduvpingeregulaator	116
4.2 Kolmefaasiline vahelduvpingeregulaator	118
5. ALALISPINGE-PULSILAIUSMUUNDURID	119
5.1 Ühekvastrandiline pinget vähendav pulsilaiusmuundur	119
5.1.1 Voolu arvutamine pidevvoolulaliitluses	121
5.1.2 Katkevool ja väljundpinge kasvamine	125
5.1.3 Voolumuudu lihtsustustatud arvutus	127
5.1.4 Siludrosseli induktiivsuse arvutus	129
5.1.5 Ideaalne silumine ja voolu kõrgemad harmoonilised	129
5.1.6 Sisendvoolu ja väljundpinge vahelduvkomponendid	132
5.1.7 Alalispingemuundurit läbiv võimsus	133
5.1.8 Töö LC-väljundfiltriga	135
5.1.9 Väliskarakteristik	136
5.2 Pinget kõrgendav pulsilaiusmuundur	138
5.3 Kahekvastrandiline pulsilaiusmuundur	140
5.3.1 Kahekvastrandiline voolusuunda muutev PLM	140
5.3.2 Kahekvastrandiline pinge polaarsust muutev PLM	141
5.4 Neljakvastrandiline pulsilaiusmuundur	145
6. AUTONOOMSED VAHELDID	147
6.1 Pingevaheldid	147
6.1.1 Vaheldi tööpõhimõte	147
6.1.2 Ühefaasiline sildlülituses pingevaheldi	150
6.1.2.2 Pulssjuhtimine	151
6.1.3 Kolmefaasiline pingevaheldi	155
6.1.3.1 Plokkjuhtimine	155
6.1.3.2 Pulssjuhtimine	157
6.1.3.3 Pingevекtori juhtimine	157
6.2 Vooluvaheldid	164
6.2.1 Vooluvektori juhtimine	166
6.3 Resonantsvaheldid	169
6.3.1 Rööpresonantsvaheldi	170
6.3.2 Jadaresonantsvaheldi	174
7. SAGEDUSMUUNDURID	177
7.1 Alalisvoolu vahelülige sagedusmuundurid	178
7.1.2 Väljundpinge ja -sageduse juhtimine	180
7.2 Vahetud sagedusmuundurid	182
7.2.1 Tsüklokonverterid	182
7.2.2 Teised vahetute sagedusmuundurite liigid	184
8. MUUNDURITE JUHTSÜSTEEMID	187

8.1 Võrguga sünkroniseeritud muundurid	187
8.1.1 Juhtsüsteemi tööpõhimõte	187
8.1.2 Integraalsed juhtsüsteemid	191
8.2 Alalispingemuundurid	192
8.3 Autonoomsed vaheldid	194
8.3.1 Pulsilaiusmodulatsiooniga vaheldi juhtimine	194
8.3.2 Mikroprotsessorjuhtimine	195
8.4 Sagedusmuundurid	199
8.4.1 Juhtsüsteemi plokk skeem	202
9. MUUNDURI TÖÖ AUTOMAATIKASÜSTEEMIS	204
10. MUUNDURITE KAITSE	207
KIRJANDUS	209
TÄHISTE JA LÜHENDITE LOETELU	211

SISSEJUHATUS

Jõuelektronika (*power electronics, Leistungselektronik*) tegeleb elektrienergia parameetrite muundamise ja juhtimisega elektrooniliste vahendite abil. Kasutatakse spetsiaalseid jõumuundureid, mis on optimeeritud töötama maksimaalse kasuteguriga, vähima kaalu ja mõõtmetega.

Tänapäeva jõuelektronika hõlmab elektrienergia muundamist, lülitamist, juhtimist ja reguleerimist jõupooljuhtseadistele põhinevate muundurite abil.

Jõumuundurid on enamasti võimsad; nende võimsusi mõõdetakse kilovattides ja megavattides. Nende võimsus võib olla ka väga väike, näiteks alalispingemuunduril ainult mõni mW. Määrav pole seega üksnes ülekantava võimsuse väärtus, vaid see, et jõumuundur toimub elektrienergia parameetrite - pinge, voolu, sageduse, võimsusteguri jne. - suure kasuteguriga muundamine. Selle saavutamiseks töötavad jõupooljuhid lülititena, mitte aga lineaarse võimenduse alas nagu näiteks võimendites.

Jõuelektronika on igapäevaelus laiemalt levinud kui arvatakse. Jõuelektronikaga puutume kokku, kui kasutame arvutit, räägime telefoniga, sõidame autoga, puurime auke akutrelliga, küpsetame mikrolaineahjuga, peseme pesu automaatpesumasina, reguleerime laevalgusti valgustugevust jne. Jõuelektronikat kasutatakse lisaks eelnimetatule veel toiteplokkides, keevitusseadmetes, akulaadijates, turvatoiteseadmetes, telekommunikatsioonis, elektertranspordis, reguleeritava kiirusega elektriajames, induktsioonkuumutuses ja -karastuses, ultraheliseadmetes, pingeregulaatorites ja -stabilisaatorites, elektrolüüsi- ja galvaanikaseadmetes, kõrgepingelisel alalisvooluedastusel, alternatiivses energeetikas, tehiskaaslastes, satelliitsides jm.

Jõuelektronika ajaloost

Jõuelektronika kui teadusharu sünnipäevaks võib pidada 1921. aasta 1. juunit, kui Saksa elektrotehnik Dr.-Ing. F.W. Meyer formuleeris VDE 27. aastakonverentsil jõuelektronika sisu ja arengusuunad. Jõuelektronika on seega suhteliselt noor teadusharu. Tema kujunemine algas siiski tunduvalt varem.

Vajadus voolu alaldamiseks ja vaheldamiseks tekkis alalis- ja vahelduvvoolumasinate kasutuselevõttuga 19. sajandi lõpus. Alalisvoolumasina kommutaator on tegelikult mehaaniline pöörlev alaldi, mis muundab vahelduvvoolu alalisvooluks. Esialgu kasutati alaldamiseks ja vaheldamiseks pöörlevaid masinmuundureid.

Mittepöörlevate ehk staatiliste muundurite ja nende elementide ajalugu ulatub samuti 19. sajandisse, aastasse 1882, kui prantsuse füüsik, akadeemik J. Jamin (1818-1886) avastas elavhõbeda-elektrikaare omaduse juhtida voolu ainult ühes suunas ja pani ette kasutada seda efekti vahelduvvoolu alaldamiseks mehaanilise kommutaatori asemel [31]. Aastal 1892 leiutas saksa füüsik L. Arons (1860-1919) elavhõbe-vaakumventiili. Esimese kasutuskõlbliku elavhõbeventiili valmistas aga alles aastal 1901 USA elektrotehnik P. Cooper Hewitt (1861-1921). Sama mees patenteeris 1902. aastal elavhõbealaldi.

1896. aastal patenteeris saksa elektrotehnik ja tööstur Ch. Pollak (1859-...) elektrolüütventiilidel põhineva ühefaasilise sildalaldi ja kasutas seda akulaadimisagregaadis [31]. Hiljem leiutas ta ka

keskväljavõttega elektrolüütmuunduri, mida mehaanilise juhtimissüsteemi abil sai kasutada nii alaldina kui ka vaheldina (seega esimese tüüritava muunduri). 1903. aastal kirjeldas saksa füüsik P.H. Thomas mitmefaasilisi tüüritavaid elavhõbealaldeid, mis olid mõeldud alalisvoolu-elektrivõrkude toiteks. Võimsate elektronseadiste laialdane kasutamine tööstuses algas siiski alles kolmekümnendatel aastatel.

Aastal 1904. leiutas J.A. Fleming (1849-1945) vaakumdiodi. 1906. aastal patenteeris Austria elektrotehnik R. von Lieben tüüritava elektronlampdiodi, mis oli esimene elektrooniline võimenduselement. Ta kasutas oma leiutist telefoni vahelduvpinge võimendamiseks. 1906 aastal leiutas USA elektrotehnik G.W. Pickard (1877-1950) ränidetektori (räniventüüli). L. de Forest leiutas aastal 1907 vaakumtriiodi. Nimetatud leiutised on lisaks raadioelektronikale tähtsad ka jõuelektronikas, sest neid seadiseid kasutati muundurite juhtsüsteemides kuni transistoride ilmumiseni.

1922 a. võeti Prantsusmaal kasutusele alaldi väljundpinge juhtimine tüürnurgaga, mis võimaldas väljundpinget laiades piirides muuta. Esimene võrguga sünkroniseeritud vaheldi ehitati aastal 1925. Autonoomsed vaheldid leiutati 1930-ndatel aastatel. Vaskoksiid- ehk kuproksoventüül leiutati 1923. aastal. 1925. aastal leiutati seleenventüül ja germaaniumdiodid. Seleenalandid võeti kasutusele 1927. aastal.

1920-ndaks aastaks olid tuntud peaaegu kõik alaldiskeemid. Esimesed jõuelektronika õpikud ilmusid 20-ndate aastate lõpus. Kolmekümnendatel aastatel tehti jõuelektronikas hulgaliselt uurimusi. Näiteks 1932. aastal arvutas Demontvignier välja tüüritava alaldi katkevoolupiiri. Aastal 1935 põhjendas Müller-Lübeck muunduri võrguvoolu kõrgemate harmooniliste tekkimist. 1936. aastal arvutas Uhlman välja muunduri võimsusteguri ja aastal 1938 ilmus Schillingi muundurite projekteerimise teooria. Elavhõbe- ja vaakumseadiste - tüatronide, ignitronide, eksitronide, mutaatorite jne. - arendamine jäi elektronika põhisuunaks II maailmasõjani. Seejuures arendati nad välja küllaltki kõrge tehnilise tasemeni. Näiteks ehitati nendega esimese kõrgepingelise alalisvooluedastuse muundurid (Moskva - Kašira, 1951).

1947. aastal leiutasid J. Bardeen (1908-) ja W.H. Brattain (1902-1982) pindtransistori. 1952. aastal ehitati firmas General Electric esimesed germaanium-jõudiodid. Esimene ränitransistor ehitati aastal 1954 firmas Texas Instruments. Türistor leiutati aastal 1956 USA teadlase John Molli juhtimisel. Türistorid olid elavhõbeseadistest odavamad ja kompaktsemad ning viimased tõrjuti kuuekümnendatel aastatel turult välja. Elavhõbeseadiste ajastu oli sellega lõppenud. Jõumuundurites võeti kasutusele türistorid, transistorid, integraallülitused ja optronid.

Pulsilaiusmodulatsiooni (PLM) (van. laiusimpulssmodulatsiooni LIM) leiutasid 1964. aastal A. Schönung ja H. Stemmler (1935-). Nemad avaldasid ka sagedusmuundamise PLM-tehnika alused. See leiutis tähistab ka staatiliste sagedusmuundurite leviku algust. Sagedusmuundureid hakati seeriaviisiliselt tootma kuuekümnendate aastate lõpus. Vahelduvvoolumootorite sagedusjuhtimine muutus tunduvalt lihtsamaks.

Kuuekümnendate aastate lõpus ja seitsmekümnendatel aastal toimus jõupooljuhtide tormiline areng. Üksteise järel ilmusid uued pooljuhid - sümistor, fototüristor, suletav türistor, vastassuunas juhtiv türistor, jõu-väljatransistor ja staatilise induktsiooniga juhitud transistor. Valmistati esimesed jõu-integraallülitused. Kaheksakümnendatel aastatel lisandusid isoleeritud paisuga bipolaartransistor, staatilise induktsiooniga türistor ja pingega juhitud türistor. Koos jõupooljuhtide võimaluste suurenemisega loodi ka hulgaliselt uusi muundurite skeeme.

Mikroprotsessor loodi aastal 1971 firmas Intel. Seoses mikroprotsessorjuhtimise kasutuselevõtuga toimusid 80-ndatel aastatel suured muudatused muundurite juhtimisskeemides ja -algoritmides. Võimalikuks sai keeruliste juhtimisalgoritmide realiseerimine, muundurite automaatne sobitamine koormusega, juhtimine mootori matemaatilise mudeli järgi (nt. vektorjuhtimine) ja anduriteta mudelil põhinev juhtimine. Loodi ekspertsüsteemid, hägusloogika ja tehishälvivõrgud.

Tulevikuprognosis

Jõupooljuhtseadiste areng jätkub arvatavasti olemasolevate jõupooljuhtide omaduste parandamisega, sest kõigist pingutustest hoolimata pole tänapäevani loodud ideaalilähedast jõupooljuhti. Kõige perspektiivsemateks peetakse praegu IGBT-transistore (IGBT - *insulated gate bipolar transistor*) ja MOSFET-transistore (MOSFET - *metal oxid semiconductor field effect transistor*) ja pingega juhitavaid türistore. Loomulikult jätkub ka traditsiooniliste jõupooljuhtide – bipolaartransistoride, diodide ja türistoride areng. Üha rohkem hakatakse kasutama jõu-integraalskeeme ja rakendusspetsiifilisi integraalskeeme. Pooljuhtidele pole lähimate aastakümnete jooksul ette näha võistlusvõimelist alternatiivi (üllatused pole muidugi välistatud).

Jõumuundurite juhtimisel võetakse terves võimsusalas nii vaheldite kui ka alaldite puhul üha rohkem kasutusele pulsilaiusmodulatsiooni põhimõtte [14]. Tüürnurgaga juhtimist (faasijuhtimist) hakatakse madalama võimsusteguri ja energia halvema kvaliteedi tõttu üha vähem kasutama. Väga laialt hakatakse kasutama muundurite protsessorjuhtimist. Üha rohkem kasutatakse mudelitel põhinevat juhtimist. Juhtimisalgoritmide muutuvad üha keerukamateks. Järjest laiemalt võetakse kasutusele iseõppivad ja -kohanduvad süsteemid. Kasutusele tulevad ka nn. intellektuaalsed süsteemid.

Muundurite projekteerimisel hakatakse üha rohkem kasutama muunduriskeemide simuleerimist arvuti abil. Tootjate poolt koostatakse jõupooljuhtide kohta nende parameetrite alusel mudelid, mis koondatakse andmebaasidesse. Põhiprobleemiks muundurite projekteerimisel kujuneb elektromagnetiline ühilduvus (*electromagnetic compatibility* - EMC) nii häirete emissiooni kui häirekindluse osas. Oma tähtsuse säilitavad kõrge kasutegur ja võimsustegur.

Jõuelektroonikat hakatakse kasutama üha enam. Energia kokkuhoiu vajaduse tõttu tulevad väga laialt kasutusele sagedusmuundurid. Energias saab säästa näiteks pumpade ja ventilaatorite tootlikkuse ventiil- ja drosselreguleerimise asendamisel ajami sagedusreguleerimisega. Sagedusmuundurite kasutamine võimaldab tunduvalt parandada masinate liikumise sujuvust ja täpsust. Alalisvoolumasinate asemel saab kasutada töökindlamaid asünkroonmasinaid. Võimalik on ka pidurdusenergia tagastamine toitevõrku. Seadmete maksumus väheneb, sest sageli saab loobuda käigukastidest, siduritest ja piduritest. Väheneb töökeskkonda saastav müra, mehaaniliste elementide koormused, suureneb seadmete töökindlus jne.

Energiavarustuse töökindluse suurendamiseks hakatakse rohkem kasutama jõupooljuhtidel põhinevaid katkematu toite allikaid (*uninterrupted power supply* - UPS) ja turvatoiteallikaid. Reaktiivvõimsuse kompenseerimiseks tulevad üha laialdasemalt kasutusele jõupooljuhtreaktiivvõimsuskompensaatorid. Jõumuundureid hakkab kasutama ka enamus alternatiivse energeetika rakendusi. Veel üheks näiteks on elektriautod, mis muutuvad üha konkurentsivõimelisemateks.

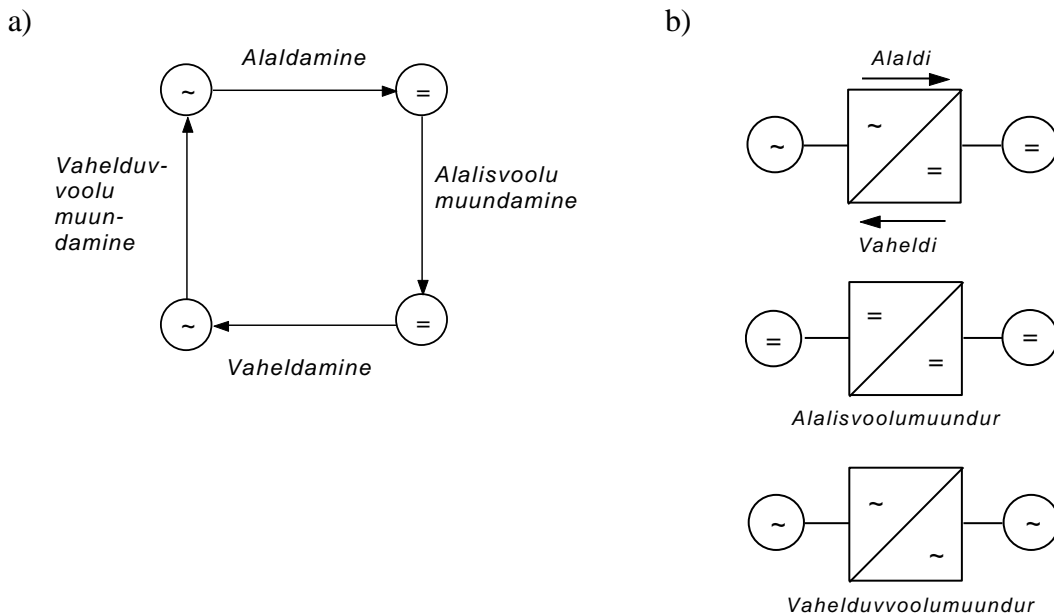
1. ÜLEVAADE

1.1 Jõuelektronika põhifunktsioonid ja muundurite liigitus

Jõuelektronika ja elektrienergia muundamise põhifunktsioonid on järgmised:

1. **Alaldamine**, s.o. vahelduvvoolu muundamine alalisvooluks. Seejuures energia edastub vahelduvvoolusüsteemist alalisvoolusüsteemi.
2. **Vaheldamine**, s.o. alalisvoolu muundamine vahelduvvooluks. Seejuures energia edastub alalisvoolusüsteemist vahelduvvoolusüsteemi.
3. **Alalisvoolu muundamine** teise pinge või polaarsusega alalisvooluks.
4. **Vahelduvvoolu muundamine** teistsuguse pinge, sageduse või faaside arvuga vahelduvvooluks. Alaldite ja vaheldite korral on energia suund pidevalt ühesugune, alalis- ja vahelduvvoolumuundurite puhul võib energiavoo suund ajaliselt muutuda.

Jõuelektronika põhifunktsioonid ja muundurite liigid on kujutatud joonisel 1.1, kusjuures noole suund tähistab energiavoo suunda.

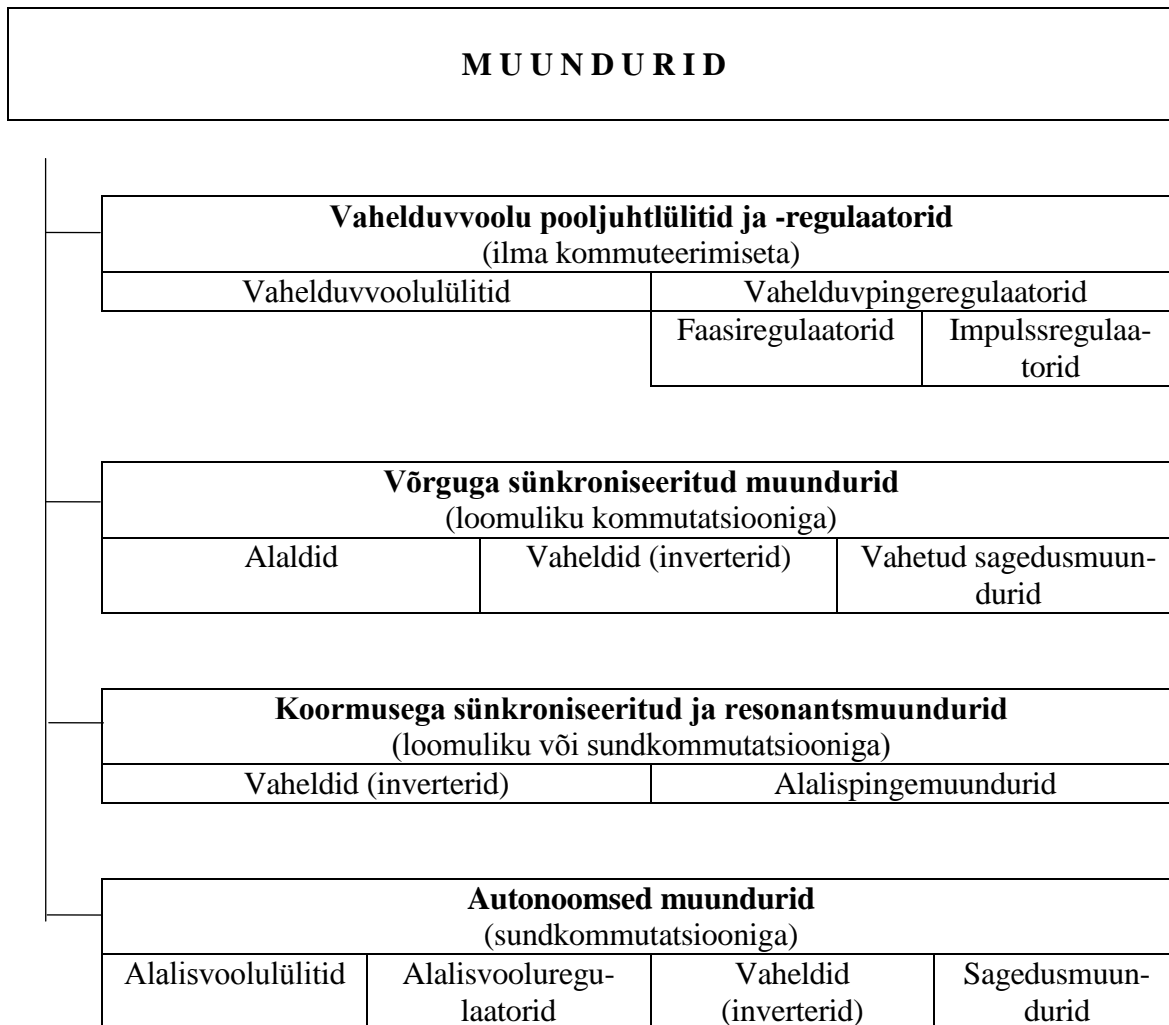


Joonis 1.1. Jõuelektronika: a) põhifunktsioonid, b) muundurite liigid

Muundurite tähtsaimad komponendid on jõupooljuhtseadised ehk jõupooljuhid – jõudiodid, -türistorid ja -transistorid. Jõupooljuhte lülitatakse vaheldumisi sisse ja välja, juhtides (kommuteerides) voolu kord ühte, kord teise muunduri harusse. Voolu üleminekut muunduri ühest harust teise nimetatakse **kommutatsiooniks**.

Muundurid sisaldavad lisaks jõupooljuhtidele hulgaliselt teisi seadmeid – toitetrafosid, siludrosseleide, kondensaatoreid, elektromagnetiliste häirete filtreid, voolu- ja pingetrafosid, tüürahelate impulsstrafosid jne. Muundurit juhib **juhtsüsteem**, mis on jõuahelatest galvaaniliselt eraldatud. Juhtsüsteem peab lisaks optimaalse talitluse tagamisele teostama muunduri väljundsuuruse mõõtmisi, reguleerimist, tagama liigpinge- ja liigkoormuskaitse, sünkronisatsiooni toitevõrguga, side juhtarvutiga jne. Keerulisemate muundurite juhtseadmed sisaldavad mikroprotsessorit.

Muundurite liigitust kommuteerimisviisi järgi selgitab joonis 1.2.



Joonis 1.2. Muundurite liigid

Vahelduvvoolu pooljuhtlülid ja -regulaatorid

Vahelduvvoolu pooljuhtlüliteid kasutatakse elektriseadmete (elektrijami, kuumutusseadme jms.) jõuahelate kontaktivabaks lülitamiseks. Kui pooljuhtlüliti juhtimissüsteemi täiustada nii, et pooljuhtlüliteid, nt. türistore, saab sisse lülitada teatud viitega perioodi algusest, siis saab viite muutmiselega reguleerida väljundpinge ja -voolu parameetreid. Sellist seadet nimetatakse vahelduvpinge regulaatoriks.

Võrguga sünkroniseeritud muundurid

Alaldiga muundatakse vahelduvpinge alalispingeks. Voolu üleminek ühest alaldi harust teise toimub sisendpingete mõjul e. loomuliku kommutatsiooniga. Alaldid võivad olla kas mittetüüritavad - diodlülitused - või tüüritavad, kus kasutatakse türistore. Kasutatakse ka osaliselt tüüritavaid alaldilülitusi, kus ainult pooled ventiilidest on türistorid ja ülejäänud diodid. Tüüritavate ja osaliselt tüüritavate alaldite väljundpinget saab reguleerida muutes türistoride sisselülitamishetke alates türistoridel päripinge tekkimise hetkedest.

Kui tüüritava alaldi türistoride viide sisselülitamisel on suur ja väljundpinge osutub madalamaks koormuse pingest, siis tagastatakse koormuses salvestunud energiat vahelduvvooluvõrku. Seda nimetatakse vahelditalitlusesks ja vastavat seadet võrguga sünkroniseeritud vaheldiks (inverteriks). Vaheldi saab energiat vahelduvvooluvõrku anda ainult siis, kui vahelduvvooluvõrgus on olemas vahelduvpinge ning energiat tarbida suutvad toiteallikad või seadmed. Tüüritavad alaldid ja võrguga sünkroniseeritud vaheldid moodustavad duaalse süsteemi, st. ühed ja samad tüüritavad muundurilülitused võivad töötada nii alaldi kui vaheldina.

Selliseid seadmeid, mis muundavad toitevõrgu vahelduvpinge teise sageduse ja/või faaside arvuga vahelduvpingeks seda vahepeal alaldamata, nimetatakse vahetuteks ehk võrguga sünkroniseeritud sagedusmuunduriteks.

Koormusega sünkroniseeritud ja resonantsmuundurid

Koormusega sünkroniseeritud vaheldi koormuseks on LC-võnkering, mille koosseisu kuulub vahelduvvoolu tarbija. Resonantsvaheldi koosseisu kuulub LC-võnkering, mille väljundist saadakse vahelduvpinge koormuse toiteks. Kui resonantsvaheldi väljundisse lülitada alaldi, siis saame resonants-alalispingemuunduri. LC-võnkeringi resonants-sagedus on mõlemal muunduril ligilähedane vaheldi väljundisagedusele. Kasutades pooljuhtlülititena türistore on võimalik saavutada selline olukord, kus türistorid sulguvad väljundpinge mõjul loomuliku kommutatsiooniga samuti kui võrguga sünkroniseeritud muundurites. Väljundpinge sagedus on siis määratud võnkeringi resonants-sagedusega, mitte juhtsüsteemi etteandesagedusega. Transistoride kasutamisel lülitatakse neid nii, et LC-võnkering töötaks resonantsi läheduses. Olenevalt sellest, kas võnkering on rööbitine (vooluresonants) või jadavõnkering (pingeresonants), nimetatakse muundureid vastavalt kas rööpresonantsvahelditeks või jadaresonantsvahelditeks.

Autonoomsed muundurid

Alalisvoolulülitid võimaldavad alalisvoolutarbijaid sisse ja välja lülitada. Kui alalisvoolulülitit suure sagedusega sisse-välja lülitada, siis on võimalik tarbija pinget ja voolu reguleerida. Sellist seadet, mis reguleerib pinget tarbijal alalisvoolulüliti suletud oleku kestuse muutmisega lülitusperioodi suhtes, nimetatakse alalisvoolu regulaatoriks.

Kui lülitada alalispinge koormusele vaheldumisi päri- ja vastusuunas, siis saadakse koormusel vahelduvpinge. Vastav seade on autonoomne vaheldi ehk autonoomne inverter. Vaheldi üheks näiteks on katkematu toite allikas (UPS).

Kui vaheldi toiteallikaks on pingevallikas, näiteks võrguga sünkroniseeritud alaldi, mille väljundis on rööbiti suur mahtuvus, siis nimetatakse seda vaheldit pingevaheldiks. Kui toiteallikaks on vooluallikas, näiteks võrguga sünkroniseeritud alaldi, mille väljundahelas on jadamisi suur induktiivsus, siis nimetatakse vaheldit vooluvaheldiks.

Alalisvoolu vahelüluga sagedusmuundurid koosnevad alaldist ja muudetava väljundsageduse ja -pingega autonoomsest vaheldist. Tavaliselt mõistetakse sagedusmuunduri all sellist seadet, mis muudab ühe sagedusega vahelduvpinge teise, muudetava sageduse ja pingega vahelduvpingeks.

1.2 Muundurite kasutus- ja võimsusalad

Võrguga sünkroniseeritud muunduritest on kõige suurema võimsusega kõrgepingeliste alalisvoolu-ülekanaliinide muundurid (alaldid ja inverterid), millede võimsus võib olla mitmeid GW, pinged üle miljoni V ja vool mitmeid kA. Võimsuselt veidi väiksemad on elektrolüüsi- ja galvaanikaseadmete alaldid. Sellesse muundurite gruppi kuuluvad ka elektritranspordi alaldusalajaamad, alalisvoolu ventiilajamite muundurid, akulaadijad, alalisvoolu toiteplokid ja stabiliseeritud voolu allikad.

Autonoomsetest muunduritest on tähtsaimad staatilised sagedusmuundurid, mida kasutatakse üha laialdasemalt. Sagedusmuundureid kasutatakse elektritranspordi, tööpinkide, pumpade, ventilaatorite, kompressorite, konveierite, tsentrifuugide, veskite, saagide, segumasinate, kraanade, ekstruuderite, valtspinkide, kalandrite, kaevandus-, tekstiili-, paberi- jt. masinate asünkroon- ja sünkroonmootoritega ajamites. Neid toodetakse pingeni kuni 10 kV, võimsusega mitmeid MW ja väljundsagedusega mitmeid kHz. Töomasina muutuva koormusmomendi korral annab sagedusjuhtimisega ajami kasutamine teiste ajamitega võrreldes suurt energia kokkuhoidu. Reguleeritava kiirusega ajamites saab kasutada alalisvoolu mootorite asemel töökindlaid asünkroon- ja sünkroonmootoreid.

Autonoomsete muundurite gruppi kuuluvad vahelduvvoolu asünkroon- ja sünkroonmootorite ventiilajamid, mis juhivad nende kiirust muutuval või konstantsel toitesagedusel, staatori või rootori pingel või voolul jne. Ventiilajamite üheks liigiks on ka staatilised sagedusmuundurid, millest oli eespool juba juttu.

Arvutite laialdane levik esitab kõrgeid nõudmisi elektrienergia kvaliteedile. Järjest rohkem kasutatakse staatilisi katkematu toite allikaid (UPS).

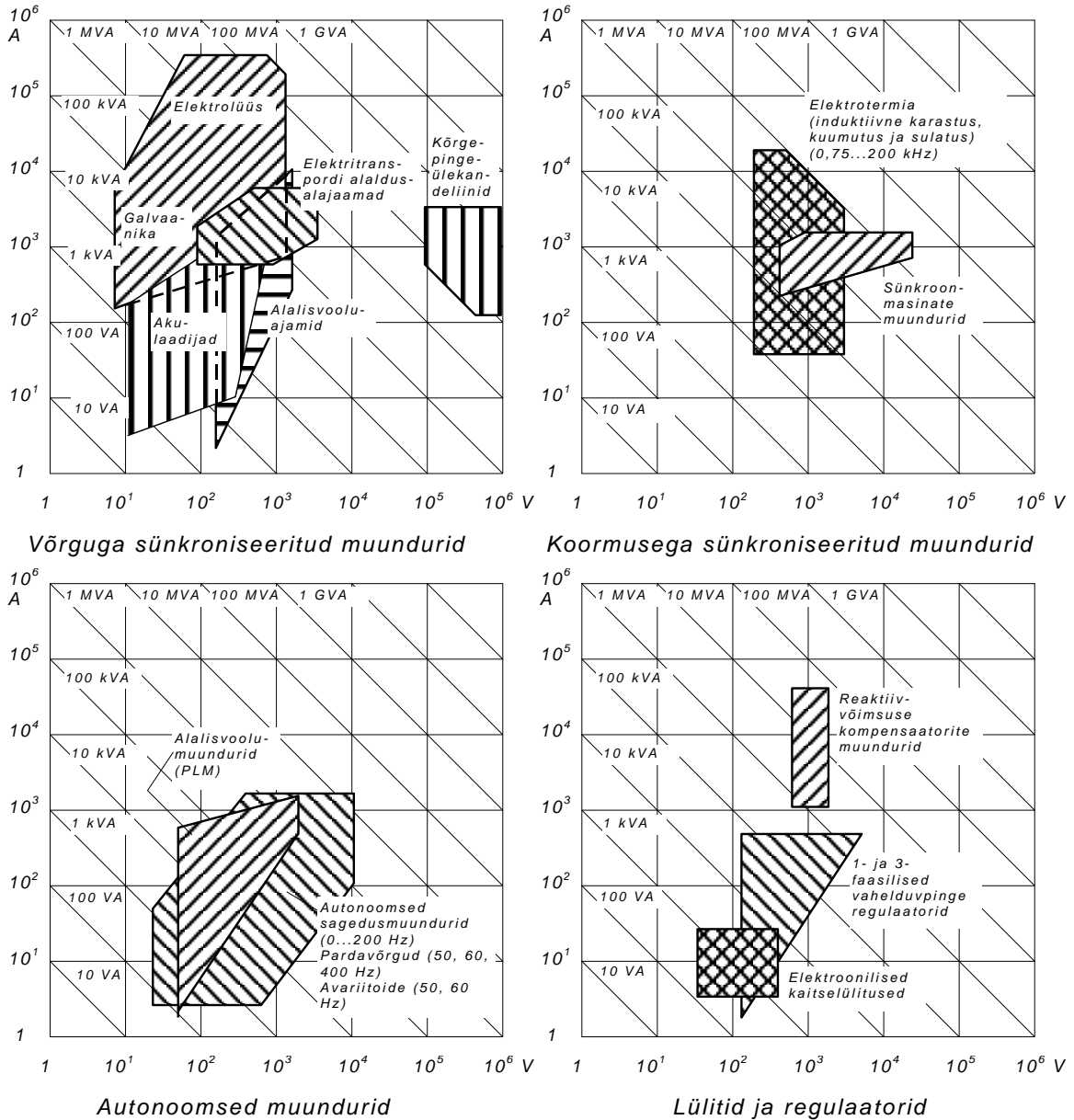
Alalisvoolu impulssmuundurite pingete ja võimsuste ala on kitsam ja nende kasutamine alalisvooluajamites väheneb, kuid suureneb alalisvoolumuunduriga (DC-DC muunduriga) toiteallikate osas.

Koormusega sünkroniseeritavate ja resonantsmuundurite tähtsaim kasutusala on elektrotermia (induktiivne kuumutus, sulatus ja karastus). Neid kasutatakse ka mikrolaineahjude, ultraheliseadmete muundurites ja luminescentslampide pingemuundurites. Resonantsmuundurid töötavad tavaliselt suurel sagedusel ja võimsused võivad ulatuda kümnete MW-deni. Sagedusvahemik on türistoride kasutamisel 0,75 ... 20 kHz, transistoride puhul 10 ... ca 500 kHz ja võimsate elektronlampide kasutamisel kuni ca 100 MHz.

Lülitite ja regulaatorite grupis on kõige suurema võimsusega reaktiivvõimsuse kompensatorite muundurid. Sellesse gruppi kuuluvad ka vahelduvpinge regulaatorid ja elektroonilised

kaitselülitused. Vahelduvpinge regulaatoreid kasutatakse laialdaselt kodumasinate mootorite kiiruse juhtimiseks (elektritrellid, pesumasinad, tolmuimejad jne.) ja valgustite valgustugevuse regulaatorid.

Levinumate jõumuundurite põhilised kasutus- ja võimsusalad on toodud joonisel 1.3.



Joonis 1.3. Muundurite põhilised kasutus- ja võimsusalad [11]

1.3 Muundurite põhilised lülitused

Enamkasutatavad muundurite lülitused on standardiseeritud. Muundurite põhilised lülitused ja tähistused vastavalt DIN standardile on kujutatud tabelis 1.1.

Tabel 1.1. Muundurite põhilised lülitused

DIN tähis		Lülitus	Nimetus	Kasutus
M1UK	M1CK		Ühefaasiline pool-perioodlülitus.	Väiksevõimsuselised alaldid.
M1CKF			Ühefaasiline nulldioodiga pool-perioodlülitus.	
M2UK	M2CK		Ühefaasiline kesk-väljavõttega lülitus.	Väiksevõimsuselised alaldid.
M3UK	M3CK		Kolmeefaasiline ühise katoodiga M3xK või ühise anoodiga M3xA keskväljavõttega lülitus (tähtlülitus).	Kolmeefaasilised alaldid ja vaheldid.
M3UA	M3CA			
M6UA	M6CA		Topelt kolme-faasiline või kuue-faasiline ühise anoodiga kesk-väljavõttega lülitus.	Suure võimsusega alaldid ja vaheldid.
(M3UA)2	(M3CA).2		Topelt kolme-faasiline ühtlustus-reaktoriga null-väljavõttega lülitus.	
B2U	B2C		Ühefaasiline tüüritav sildlülitus.	Väikese võimsusega alaldid ja vaheldid.

DIN tähis		Lülitus	Nimetus	Kasutus
B2HZ			Ühefaasiline osaliselt tüüritav sildlülitus.	Väikese võimsusega aladid.
B2HK			Ühefaasiline osaliselt tüüritav kaanoodipoolsete tüüritavate ventiilidega sildlülitus.	
B2HA			Ühefaasiline osaliselt tüüritav anoodipoolsete tüüritavate ventiilidega sildlülitus.	
B2HKF			Ühefaasiline osaliselt tüüritav nullidiodiga sildlülitus.	
B6U	B6C		Kolmefaasiline sildlülitus.	Keskmise ja suure võimsusega aladid ja vaheldid, alalisvoolu vahelüliliga sagedusmuunduri osa.
B6HK, (B6HA)			Kolmefaasiline osaliselt tüüritav sildlülitus.	Keskmise ja suure võimsusega aladid.
B6CKF			Nullidiodiga sildlülitus.	Keskmise ja suure võimsusega aladid.

DIN tähis		Lülitus	Nimetus	Kasutus
	(B2C)2I		Ühefaasiline re- versiivne sildlülitus.	Reverseeritavad alaldid ja vaheldid.
	(B6C)2I		Kolmefaasiline reversiivne sildlülitus.	Reverseeritavad alaldid ja vaheldid, vahetud sagedus- muundurid (tsüklo- konvertorid).
	B6.2S		Kolmefaasiline topelt sildlülitus.	Alaldid ja va- heldid.
	B6.2C		Kolmefaasiline topelt ühthustusreaktoriga sildlülitus.	Suure võimsusega alaldid ja vaheldid.
	W1C		Ühefaasiline vas- turööbitiste venti- lidega lülitus.	Väikese võim- susega vahelduv- pinge regulaatorid ja lülitid.
	W3C		Kolmefaasiline vasturööbitiste ventiilidega lülitus.	Vahelduvpinge regulaatorid ja lülitid.
	P3C		Kolmefaasiline tähtlülituses lülitus.	Vahelduvpinge regulaatorid ja lülitid, mis on ühendatud koor- muse lahtühenda- tud nullpunkti.

Tähiste selgitus

Esimesel kohal olev täht tähistab

- B - sildlülitust,
- M - keskväljavõttega lülitust,
- W - vahelduvpingeregulaatorit.

Järgnev number näitab väljundpinge pulsside arvu (1, 2, 3 või 6) ühes sisendpinge perioodis ehk pulsilisust.

Teine täht näitab kas muundur on

- C - tüüritav (Controlled),
- U - mittetüüritav (Uncontrolled),
- H - osaliselt tüüritav (Half-controlled). Osaliselt tüüritavas muunduris on ainult pooled - kas anoodi- või katoodipoolsed ventiilid tüüritavad.

Kolmas täht

- A - ühise anoodiga lülitus, või tüüritavad ventiilid anoodide pool;
- K - ühise katoodiga lülitus, või tüüritavad ventiilid katoodide pool;
- Z - osaliselt tüüritav muundur, milles tüüritavad ventiilid asuvad ühes ja samas muunduriõlas.

Kui tähise lõpus on

- ()², siis märgib see reverseeritavat ehk topelt lülitust;
- S tähistab ühtlustusreaktorit.

Viimane tähis

- F märgib nulldiodi olemasolu,
- I inverteri lülitust.

2. JÕUPOOLJUHTSEADISED

Jõumuundurite tähtsaimad komponendid on jõupooljuhtseadised ehk jõupooljuhid - jõudiodid, -tüstistorid ja -transistorid. Jõupooljuhid liigitatakse järgmiselt:

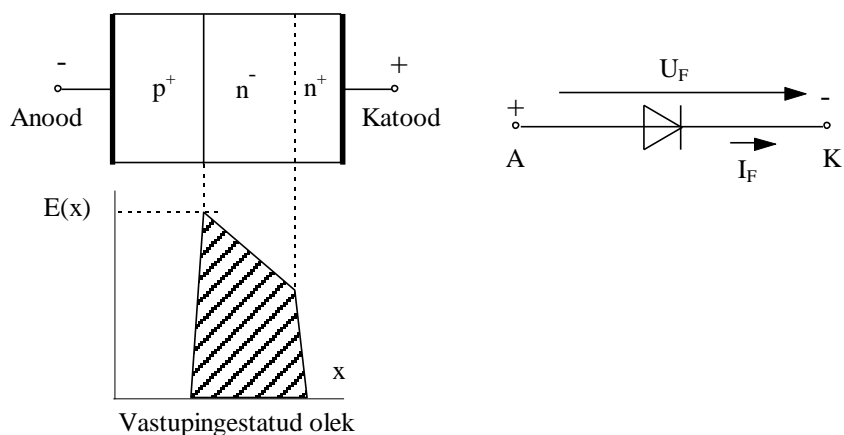
- **Mittejuhitaval** jõupooljuhil - diodil - puudub tüürelektrood ja teda läbivat voolu saab muuta ainult skeemi parameetrite (pinge polaarsus ja suurus ning ahela takistus) muutmise teel.
- **Pooleldi juhitavat** jõupooljuhti - tüstistori - saab tüürelektroodi abil ainult sisse lülitada. Pärast tüürpinge eemaldamist jääb tüstistor päripingel voolujuhtivaks.
- **Juhtiv** jõupooljuht - transistor - juhib voolu ainult siis, kui talle on rakendatud juhtimisvool (bipolaartransistor) või -pinge (väljatransistor). Jõutransistorid töötavad lülitirežiimis, s. t. kas on suletud või küllastuses, mis suurendab jõumuundurite kasutegurit transistoride aktiivrežiimiga võrreldes mitmeid kordi. Juhtivate jõupooljuhtide hulka kuuluvad ka suletavad tüstistorid, mida saab negatiivse tüürvoolu impulsiga välja lülitada.

Käesolevas osas antakse ülevaade enamkasutatavatest jõupooljuhtidest. Seejuures ei peatuta pikalt elementide tööpõhimõtete kirjeldamisel, kuna eeldatakse, et need on lugejale üldjoontes selged. Põhitähelepanu pööratakse elementide rakenduslike omaduste selgitamisele ja parameetrite süsteemile.

2.1 Jõudiodid

2.1.1 PN-siire ja jõudiodi staatilised omadused

Jõudiodidelt nõutakse suurt lubatavat vastupinget ja väikest päripingelangu. Jõudiodi ränist või galliumarseniidist pooljuhtkristall sisaldab lisaks tugevalt legeeritud p- ja n-kihile nõrgalt legeeritud kihti (vt. joonis 2.1).

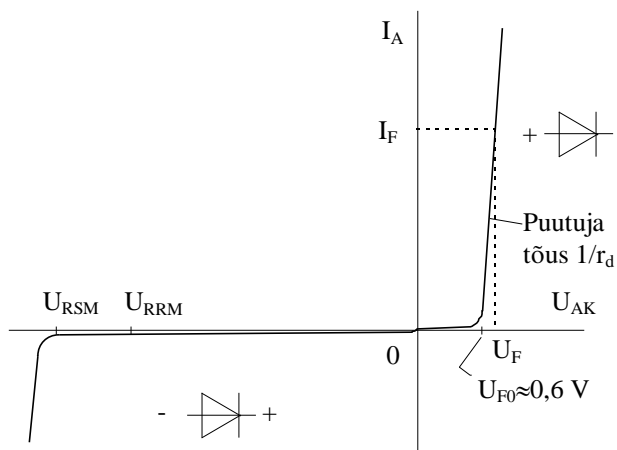


Joonis 2.1. Jõudiodi nõrgalt legeeritud n⁻ pooljuhikihiga pn-siire, elektriväljatugevuse vähenemine vastupingel ja jõudiodi tingmärk

Võrreldes tavalise pn-siirdega tagab nõrgalt legeeritud n^- kiht vastupingel madalama ruumilaengu ja väiksema elektrivälja tugevuse ja lubatav vastupinge suureneb.

Maksimaalne vastupinge on piiratud siirde lokaalse soojuslabilöögiga ja laviinlabilöögiga (Avalanche efekt), mis seisneb selles, et laengukandjaid kiirendatakse nii tugevasti, et tekib löökionisatsioon ($E=10^5$ V/cm). Väljatugevus on seotud ruumilaenguga ja see omakorda legeerimisega. Järelikult kõrge vastupinge saamiseks sobib madal legeerimine.

Suure läbilöögipingega diodide pn-siire on paksem ja päripingelang suurem. Diodi päripingelangu vähendatakse pooljuhi välimiste kihtide tugevama legeerimisega ja siirde pindala suurendamisega. Tugevalt legeeritud alad tagavad hea juhtivuse päripingel, sest n^- kiht ujutatakse mõlemalt poolt laengukandjatega üle, kuna suurel pärivoolul tekib diodis gaaslahendusega võrreldav elektron-auk-plasma. Jõudiodi tunnusjoon on joonisel 2.2.



Joonis 2.2. Jõudiodi tunnusjoon

Kui diod on päripingestatud, s. t. anoodil on katoodi suhtes positiivne pinge, siis juhib diod voolu ja päripingelang on väike. Kui diod on vastupingestatud, siis diodi läbib ainult väga väike vastuvool. Kui vastupinge on suurem kui diodi läbilöögipinge U_{RSM} , siis vastuvool kasvab järsult. Normaalses tööolukorras ei tohi pinge läbilöögipinget ületada. Diodi nimipinge U_{RRM} on tavaliselt 80 ... 90 % läbilöögipingest. Praktilisel kasutusel võetakse tööpinge 60 ... 70 % läbilöögipingest.

Diodi päripinge saab piisava täpsusega arvutada järgmise valemiga:

$$U_F = U_{F0} + I_d r_T, \quad (2.1)$$

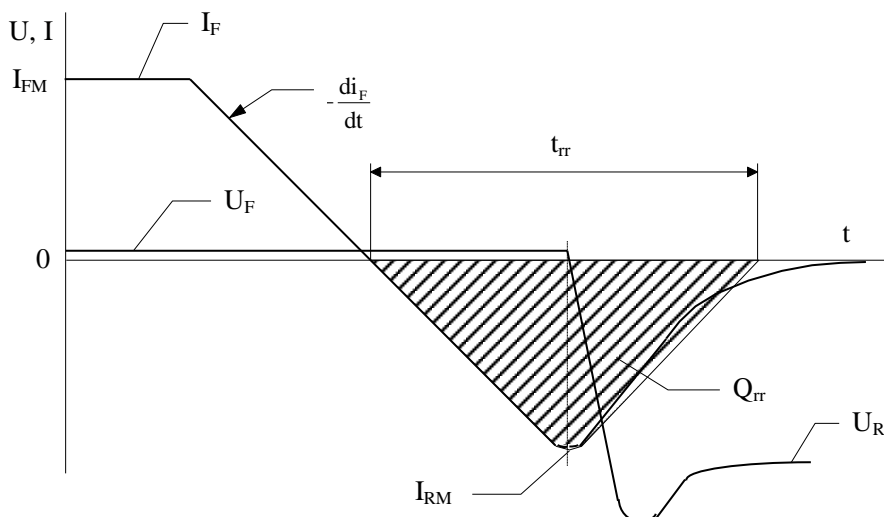
kus

U_{F0} kanalipinge, mis kujutab päritunnusjoone lineaarse osa pikenduse ja pingetelje lõikepunkti (ränidiodi kanalipinge $U_{F0}=0,6 \dots 0,7$ V);

r_T diferentsiaalaktakistus, mis vastab päritunnusjoone puutuja tõusu pöördväärtusele (tavaline väärtus on mõni kuni mõnikümmend $m\Omega$).

2.1.2 Dünaamilised omadused

Jõudiodi sisselülitumine ehk üleminek suletud olekust voolujuhtivasse olekusse kulgeb küllaltki täpselt vastavalt diodi päritunnusjoonele, s. t. dünaamiline tunnusjoon erineb staatilisest vähe. Praktilist huvi pakub diodi väljalülitumine, s. t. üleminek voolujuhtivast olekust suletud olekusse. Voolu ja pinge diagramm diodi väljalülitamisel on joonisel 2.3.



Joonis 2.3. Voolu ja pinge diagramm diodi väljalülitumisel

Suure pärivoolu korral on diod laengukandjatega üle ujutatud. Kui vool diodis hakkab vähenema, siis laengukandjate tihedus siirdes väheneb. Selleks momendiks, kui vool kahaneb nullini, on enamus laengukandjaid rekombineerunud (vastasmärgilise laenguga ühinenud), kuid osa vabasid laengukandjaid on diodis alles ehk on siirdes salvestunud, kuna kõikide laengute rekombineerumiseks on vaja pikemat aega. Seda nähtust nimetatakse laengusalvestusefektiks. Salvestunud laeng kantakse diodist välja alles voolu suuna muutumisel, s. t. vastuvooluga. Kui enamuslaengukandjad on diodist väljunud, siis jääb diod veel lühikeseks ajaks vastassuunas juhtivaks, kuna vähemuslaengukandjad difundeeruvad läbi siirde moodustades tõkkekihi.

Diodis salvestunud laeng sõltub voolust I_F mittelineaarselt. Lineaarse lähendusega saab selle avaldada analoogiliselt RC-ahela laenguga:

$$\frac{dQ_s}{dt} = I_F - \frac{Q_s}{\tau}, \quad (2.2)$$

kus τ on laengukandjate eluiga (räni korral 0,1 ... 10 μ s).

Konstantse koormusvoolu puhul $Q_s = I_F \tau$.

Tunduvalt olulisem, kui salvestunud laeng konstantsel voolul, on jääklaeng, mis on diodis säilinud hetkeks, kui vool on vähenenud nullini. See nn. taastumiskaeng on määratud põhiliselt diodi voolu kahanemiskiirusega $-di_F/dt$. Taastumiskaengu alusel valitakse diodi liigpingekaitse ahela parameetrid.

Diiodi sulgemiseks vajaliku taastumislauengu saab ligikaudu leida järgmise valemiga:

$$Q_{rr} = \int_{t_0}^{t_{rr}} i_L dt \approx I_{RM} t_{rr} / 2, \quad (2.3)$$

kus

t_{rr} taastumisaeg ja

I_{RM} vastuvoolu maksimaalväärtus.

Taastumislaueng on mõni kuni mõnituhat μC . Vastuvoolu maksimaalväärtus I_{RM} võib olla küllaltki suur ulatudes isegi mitmesaja amprini sõltudes voolu kahanemiskiirusest $-di_F/dt$. Voolu kahanemiskiiruse vähendamisel nt. lisainduktiivsusega (küllastusdrosseliga) saab vastuvoolu ja taastumislauengut tunduvalt vähendada. Taastumisaeg t_{rr} on kiiretel diiodidel mõne kuni mõnekümne μs suurusjärgus. Taastumisaeg suureneb siirde temperatuuri tõustes ja vastupinge vähendamisel.

Kuna diiod jääb väljalülitumisel lühikeseks ajaks vastassuunas juhtivaks, võivad induktiivsetes ahelates tekkida liigpinged. Väga suurel lülitussagedusel võib diiodi sulgumise viide mõjuda nagu lühis. Mõnikord võib diiodi aeglane sulgumine olla ka kasulik vähendades voolu muutumise kiirust ja liigpingeid parasitinduktiivsustes. Enamikul juhtudel võib diiodi siiski vaadelda ideaalse elemendina nii sisse- kui väljalülitumisel.

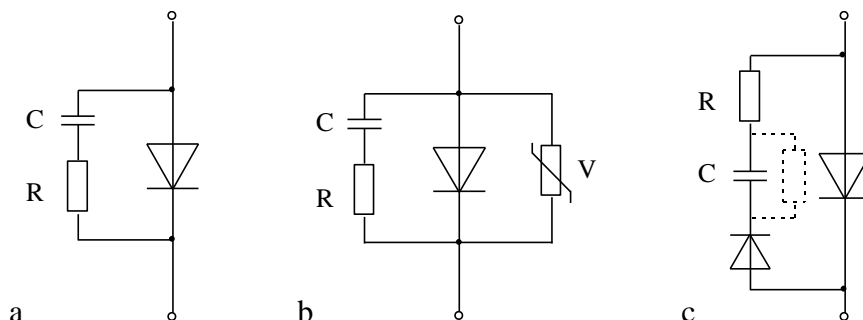
Jõudiiodide liigid

Toodetakse mitut liiki jõudiioode. Olenevalt rakendusest tuleb valida õiget liiki jõudiiod.

- **Alaldusdiiodid** on mõeldud kasutamiseks muundurites, mis töötavad tööstussagedusel (50 Hz). Neil on madal päripingelang, kuid taastumisaeg t_{rr} on suhteliselt pikk. Alaldusdiiodide on saadaval mitme kiloampriste vooludele ja pingele mitmeid kilovolte. Alaldusdiiodide võib vajaliku vastupinge või voolu saamiseks ühendada kas jadamisviisi või rööbiti. Alaldusdiiodide alaliigiks on laviindiiodid, mille pn-siire on sellise ehitusega, et suure energiaga liigpingeimpulsid (teatud piirini) pole neile ohtlikud.
- **Kiired diiodid** sobivad kasutamiseks kõrgsagedusahelates ja koos kiiretoimeliste lülitustransistoridega. Neil on väga lühike taastumisaeg (mõne μs suurusjärgus), kuid lubatavad voolud ja pinged on mõnevõrra väiksemad kui räni-alaldusdiiodidel (mõnisada amprit ja mõnisada volti). Sii kuuluvad ka eriti kiire toimega GaAs diiodid, millele voolud on tänapäeval kuni 200 A ja pinged kuni 300 V. Nende taastumisaeg on vahemikus 0,1 ns kuni 0,1 μs .
- **Schottky diiodide** päripingelang on siirde erilise ehituse tõttu tunduvalt madalam kui teistel diiodidel. Nende kanalipinge on tavaliselt 0,3 ... 0,35 V piires ja lubatav vastupinge ei ületa tavaliselt 50 ... 100 V. Seetõttu kasutatakse Schottky diiodide peamiselt madalapingelistes ahelates. Schottky diiodidel ei esine laengusalvestusefekti ja seetõttu on nad eriti kiiretoimelised.

Liigpingekaitse

Laengusalvestusefekt tekitab diodi sulgumisel vastuvoolu kahanemisel suure voolu muutuse di_R/dt , mis võib tekitada liigpinge $u = -L di_R/dt$. Liigpingeid saab vähendada RC-ahelatega (*snubber circuit*) (vt. joonis 2.4).



Joonis 2.4. Jõudiodi liigpingekaitse ahelad: a) RC-ahel, b) varistoriga kombineeritud RC-ahel, c) RCD-ahel

Enamasti on soovitatavad R ja C väärtused antud diodi kataloogis. Kondensaatori C mahtuvus valitakse nt. $0,01 \dots 1 \mu\text{F}$ ja takisti R takistus $1 \dots 100 \Omega$. Kuna kondensaatorit pidevalt laetakse ja tühjendatakse, siis tekib RC-ahelas suur kaovõimsus.

Üks võimalus kaovõimsuse vähendamiseks on ZnO-varistoride kasutamine (vt. joonis 2.4, b). Varistor kaitseb diodi suure energiaga liigpingeimpulsside eest lühistades ainult varistori takistuse järsule vähenemisele vastavast nn. liigituspingest kõrgema pingega liigpingeimpulsid. Varistori kasutamisel saab RC-ahelas läbi väiksemate mahtuvuste ja suuremate takistustega, mis vähendab kaitseahela kaovõimsust. Teine võimalus kadude vähendamiseks on kiiretoimelise diodiga RC-ahela e. RCD-ahela kasutamine (joonis 2.4, c). RCD-ahel kaitseb jõudiodi hästi suure energiaga liigpingete eest.

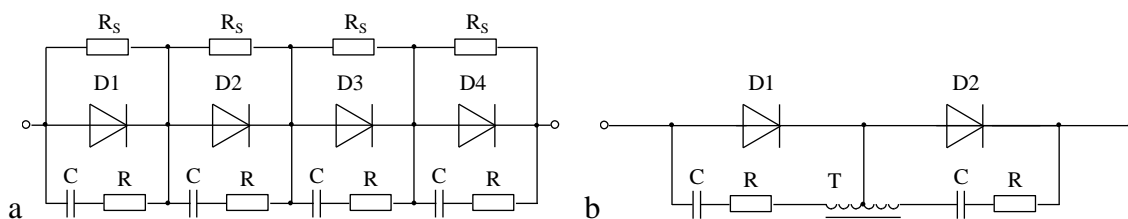
Liigpinged võivad tekkida ka toitetrfo primaarpoole kommutatsioonil, avariirežiimides, ilmastiku mõjul (äike) jne. Suure energiaga liigpingeimpulsid võivad diodis tekitada pöördumatu soojuslabilöögi. Kaitseks suure energiaga liigpingete eest võidakse kasutada laviindioode, mille siirde ehitus on selline, et läbilööök pole neile ohtlik. Laviindioode kasutatakse ka vahetult jõuahelates ventiilidena.

Jada- ja rööpühendus

Jadaühendust kasutatakse nõutava lubatud vastupinge saamiseks nt. kõrgepingelistes seadmetes. Jadaühendusel on võimalik, et diodide pinged ei jagune võrdselt ja kui pingeid ei ühtlustata võivad osa diode läbi lüüa.

Vastupinge olukorras läbib kõiki diode üks ja seesama vool. Diodid pole aga kunagi täpselt identsed ja samale vastuvoolu väärtusele vastavad erinevad vastupinged. Seetõttu ei jagune pinge diodide vahel ühtlaselt ja osa diodidele võib langeda lubatust suurem vastupinge. Pinge erinevused võivad tekkida ka dünaamilistes režiimides (siirdeprotsessides) diodide erinevate taastumiskaegude ja taastumisaegade tõttu. Seetõttu tuleb vastupingeid ühtlustada.

Kõige lihtsam viis staatiliseks vastupingete ühtlustamiseks on šunteerivate takistite kasutamine. Šunteerivates takistites tekib suur kaovõimsus ja seetõttu neid jõuelektronikas üldiselt ei kasutata. Dünaamiliseks vastupingete ühtlustamiseks kasutatakse RC-ahelaid (joonis 2.5, a). Lisaks võib kasutada ka varistore. Vastupingeid saab ühtlustada ka pingeühtlustustrafoga.



Joonis 2.5. Jadamisi ühendatud jõudiodide pingete ühtlustamine: a) šunteerivate takistite ja RC-ahelatega, b) trafo ja RC-ahelatega

Šundi takistus [12]:

$$R_S = \frac{1-k}{k} \cdot \frac{U_{RRM}}{I_{RM}}, \quad (2.4)$$

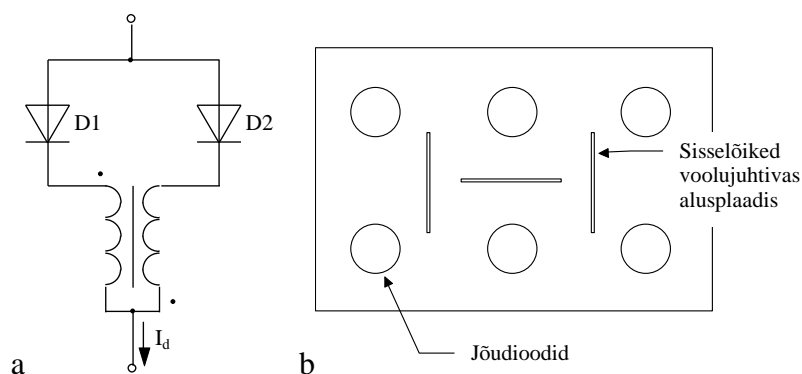
kus

k diodide vastuvoolude erinevust arvestav tegur $k = 0 \dots 1$,

I_{RM} diodi vastuvool,

U_{RRM} diodi vastupinge.

Rööpühendust kasutatakse siis, kui nõutav vool on suurem kui ühele diodile lubatud. Rööpühendusel tuleb valida ühesuguste päritunnusjoontega diodid, sümmetreerida voolulattide paigutus ja konstruktsioon või kasutada erivahendeid üksikute diodide voolude ühtlustamiseks. Võib kasutada diodidega jadamisi aktiiv- või induktiivtakistusi. Aktiivtakistite puuduseks on kadude suurenemine. Voolu ühtlustamiseks dünaamilistes režiimides kasutatakse ka vooluühtlustustrafosid, vt. joonis 2.6, a.



Joonis 2.6. Voolude ühtlustamine diodide rööpühendusel: a) vooluühtlustustrafoga, b) konstruktsioonilise voolu ühtlustiga

Paljud tootjad lubavad tänapäeval jõudiodide rööpühendust voolu ühtlustamata vähendades kestvalt lubatud voolu väärtust nt. 80 %-ni esialgsest [25].

Jõudiodide olulisemad kataloogiandmed [25]

V_{RRM}	nimipinge ehk maksimaalne lubatav perioodiliselt korduv vastupinge. Nimipinget tähistatakse diodi tähistuses nn. pingeklassiga, mis on võrdne $V_{RRM}/100$. Diodi tööpinge soovitatakse valida $0,6 \dots 0,75 V_{RRM}$.
V_{RSM}	suurim mittekorduv vastupinge ehk diodi läbilöögipinge.
I_{FRMS}	suurim päri voolu efektiivväärtus.
I_{FAV}	kestvalt lubatud suurim päri vool, s. t. voolu suurim keskvärtus tööstussagedusel siinuse poollaine kujulise voolu korral kindlal diodi kere (s. t. kontaktpinna) temperatuuril.
I_{FSM}	suurim löökvool, s. t. suurim lubatav üksiku 10 ms kestusega siinuse poollaine kujulise vooluimpulsi amplituudväärtus, mille kordumiste arv ja sagedus on normeeritud.
I^2dt	koormusvoolu soojusliku mõju piirintegraal, s. t. läbiva voolu ruudu ajaintegraali suurim lubatav väärtus.
R_{thjc}	soojustakistus pn-siirde ja kontaktpinna vahel.

2.2 Jõutüristorid

Türistor on selline pooljuhtelement, mis päripinge olemasolul pärast lühikese tüürvoolu impulsi andmist tüürelektroodile juhib voolu anoodilt katoodile. Türistor jääb avatud (juhtivasse) olekusse ka pärast tüürimpulsi lõppu. Türistor sulgub siis, kui anoodvool väheneb nullilähedaseks. Türistore valmistatakse kõigist pooljuht-lülituselementidest suurimale voolule ja lubatavale vastupingele.

Sõltuvalt türistori pinge-voolu tunnusjoone kujust eristatakse mitut liiki jõutüristore:

- **Türistor** e. üheoperatsiooniline türistor: SCR (*silicon controlled rectifier*).
- **Suletav türistor**: GTO (*gate turn off*), MCT (*MOS controlled thyristor*), SITH (*static induction controlled thyristor*).
- **Sümistor**: TRIAC. Sümistori ekvivalendiks on kaks vasturööbiti lülitatud türistori.
- **Türistoridiod**: RCT (*reverse conducting thyristor*), mis kujutab endast türistori ja vasturööpse jõudiodi ühendust.

Türistore juhitakse tüürvooluga (SCR, GTO) või tüürpingega (SITH, MCT), kuid saadaval on ka valgusega tüüritavad türistorid LTT (*light triggered thyristor*).

Kuna üheoperatsioonilisi türistore saab tüürelektroodi kaudu ainult sisse lülitada, siis sobivad nad hästi sellistesse muunduritesse, kus väljalülitumine toimub vahelduvpinge mõjul, nagu näiteks võrguga sünkroniseeritud tüüritavad alaldid, vaheldid ja lihtsad vahelduvpingeregulaatorid. Tavalisi türistore kasutatakse ka akulaadijates, keevitusagregaatides, kõrgepingelise alalisvoolu ülekandeliinide muundurites, suurevõimsuselistes ja kõrgepingelistes sagedusmuundurites, takistusahjude pingeregulaatorites, asünkroonmootorite pehme käivitamise seadmetes, reaktiivvõimsuse aktiivkompensaatorites, induktsioonkuumutusseadmetes, kontaktivabades käivitites, lülitites, releedes jne.

Türistoride kasutamisel alalisvooluahelates, näiteks autonoomsetes vaheldites, tuleb türistori sulgemiseks kasutada sulgeahelaid ehk sundkommutatsiooni ahelaid. Seetõttu pole türistoride kasutamine alalisvooluahelates levinud. Erandiks on väga suure pinge ja vooluga rakendused.

Lisaks traditsioonilistele üheoperatsioonilistele ehk SCR-türistoridele ilmusid kaheksakümnendatel aastatel kaheoperatsioonilised ehk suletavad jõutüristorid - GTO-türistorid ja MCT-türistorid. Suletavaid türistore saab tüürelektroodi kaudu sulgeda. Seega langeb ära vajadus sulgeahelate järele, mis teeb muundurid kompaktsemaks, odavamaks ja energaetiliselt efektiivsemaks. Suletavaid türistore kasutatakse kaasaegsetes elektriaparmides, katkematu toite allikates, elektroonilistes keevitusseadmetes, alalisvoolumuundurites, sagedusmuundurites ja mujal.

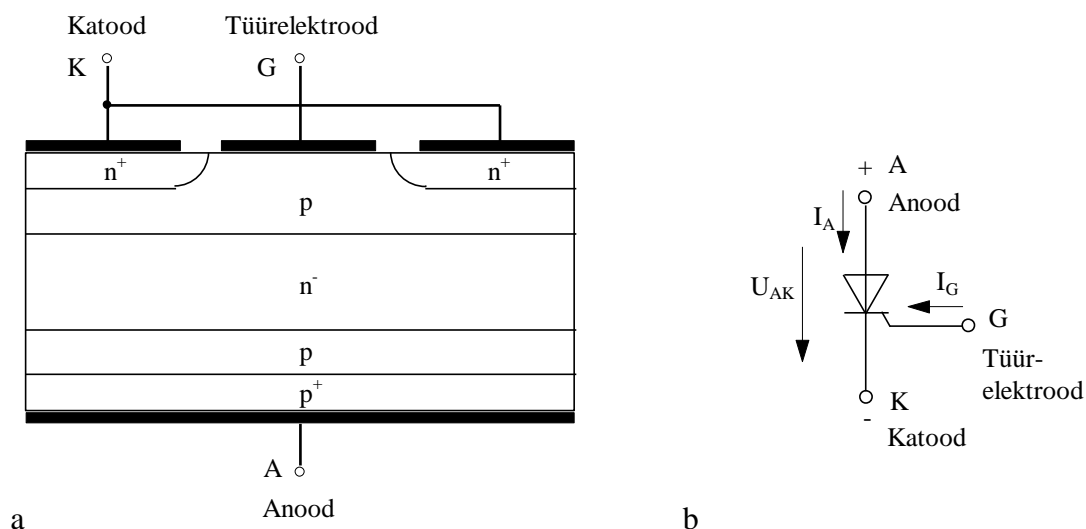
2.2.1 Üheoperatsiooniline jõutüristor (SCR)

Ehitus ja tööpõhimõte

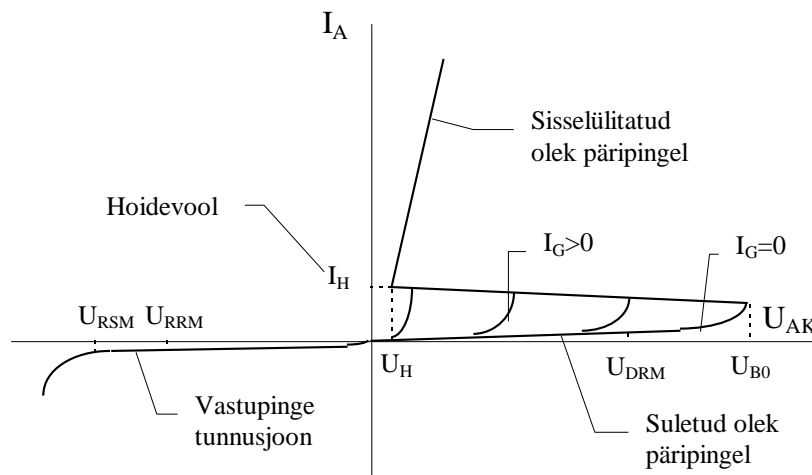
Üheoperatsioonilise jõutüristori pooljuhtkristallil on neljakihiline struktuur (vt. joonis 2.7) tugevasti legeeritud väliste kihtide ja nõrgalt legeeritud sisemiste kihtidega. Nõrgalt legeeritud kihid vähendavad vastupingestatud siirde ruumilaengut ja vähendavad elektrivälja tugevust suurendades siirete lubatavat vastupinget.

Kui türistor on vastupingestatud, s. t. $U_{AK} < 0$, läbib türistori ainult väga väike vastuvool, kuna välimised siirded on vastupingestatud. Kui vastupinge on suurem kui türistori läbilöögipinge U_{RSM} , siis vastuvool kasvab järsult. Vastupinge ei tohi läbilöögipinget kunagi ületada. Türistori pingevoolu tunnusjoon on kujutatud joonisel 2.8.

Päripingestatud olekus on türistoril kaks stabiilset olekut - suletud olek või avatud olek. Kui tüürelektroodi vool $I_G = 0$, siis türistor ei avane ja jääb suletuks. Anoodahelas voolab vastupingestatud keskmise siirde vastuvool. Kui tüürelektroodile anda katoodi suhtes positiivse pingega tüürimpulss $I_G > 0$, siis türistor avaneb ehk hakkab juhtima voolu ja päripingelang siirdel muutub väikseks (1,5 - 3 V). Türistor võib avaneda ka päripinge mõjul, kui päripinge ületab blokeerpinge U_{B0} või kui päripinge kasvab kiiremini lubatud du/dt väärtusest. Selline avanemise tulemusel võib türistor rikneda. Blokeerpinge väärtus sõltub tüürvoolust I_G . Tüürvoolu suurendamisel blokeerpinge U_B väheneb lähenedes päripinge U_F väärtusele (ca 1 V). Päripinge saab arvutada valemiga 2.1.



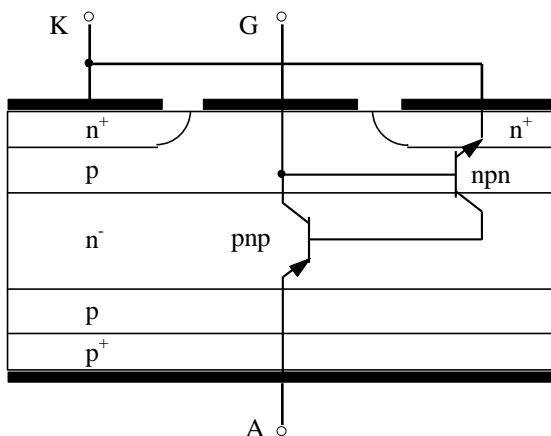
Joonis 2.7. Jõutüristor: a) struktuur, b) tingmärk



Joonis 2.8. Türistori pingevoolu tunnusjoon

Türistori sulgemiseks tuleb anoodvoolu I_A vähendada hoidevoolust I_H väiksemaks (vt. joonis 2.8). Üheoperatsioonilist türistori pole võimalik sulgeda tüürelektroodi kaudu.

Türistori sisselülitumist päripinge mõjul võib selgitada ka türistori transistoraseskeemiga (joonis 2.9).



Joonis 2.9. Türistori transistoraseskeem

Keskmise pn-siirde vastuvool toimib nagu npn-transistori baasivool; npn-transistori kollektorivool vastab pnp-transistori baasivoolule. Kui päripinge kasvab, siis vastupingestatud pn-siirde vastuvool ja npn-transistori baasivool suurenevad. Blokeerpinge saavutamisel npn-transistor avaneb (muutub juhtivaks) avades ühtlasi ka pnp-transistori. Blokeerpinge väärtus sõltub tüürvoolust I_G , mis suurendab npn transistori baasivoolu. Mõlemad transistorid lähevad küllastusse ja türistor hakkab juhtima voolu (avaneb). Transistoride avatud olek jääb positiivse tagasiside tõttu stabiilselt püsima nagu triggeris.

Üheoperatsiooniliste jõutüristoride liigid

Toodetakse mitut liiki üheoperatsioonilisi türistore, mis on mõeldud kasutamiseks erinevates muundurites.

- **Alaldüstüristorid** on mõeldud kasutamiseks tööstussagedusel (50 Hz) võrguga sünkroniseeritud loomuliku kommutatsiooniga muundurites. Põhinõudeks alaldüstüristoritele on madal päripingelang (1,5 ... 3 V) ja suur lubatud pinge ning vool. Alaldüstüristore on saadaval mitme kiloampriste vooludele ja pingele

mitmeid kilovolte. Alaldüstüristorid võib vajaliku vastupinge või voolu saamiseks ühendada kas jadamisi või rööbiti. Alaldüstüristoride alaliigiks on laviintüristorid, mille siirded on sellise ehitusega, et suure energiaga liigpingeimpulsid (teatud piirini), pole neile ohtlikud. Alaldüstüristoride väljalülitumisaeg t_q on suhteliselt pikk $t_q > 500 \mu\text{s}$.

- **Inverteritüristorid** sobivad kasutamiseks sundkommutatsiooniga muundurites. Inverteritüristoride väljalülitumisaeg $t_q = 150 \dots 500 \mu\text{s}$.
- **Kiired türistorid** (*fast thyristors*) sobivad kasutamiseks vaheldites ja kõrgsagedusahelates, kuna neil on lühike sulgumisaeg (kuni $100 \mu\text{s}$). Nende lubatavad voolud ja pinged on mõnevõrra väiksemad kui räni-alaldüstüristoridel (mõniseda ampri ja mõniseda volti). Siia kuuluvad ka eriti kiire toimega GaAs türistorid, millede voolud on tänapäeval kuni 200 A ja pinged kuni 300 V .
- **Valgusega tüüritavad türistorid** LTT (*light triggered thyristor*) lülituvad sisse valgusimpulsi mõjul, mis juhitakse türistori valgustundlikku alasse kiuoptilise valgusjuhiga. Fototüristorid lülituvad sisse türistori siseneva kiuoptilisse valgusjuhti sisestatud valgusimpulsi mõjul. Optrontüristorid sisaldavad valgusdiodi ja nad lülituvad sisse siis, kui tüürvool läbib valgusdiodi. Valgusega tüüritavad türistorid sobivad hästi kõrgepingelistesse rakendustesse.
- **Sümistorid** (TRIAC). Sümistori ekvivalendiks on kaks vasturööpselt lülitatud türistori, millel on ühine tüürelektrood. Sümistorid sobivad hästi vahelduvpinge regulaatoritesse.

Dünaamilised omadused

du/dt omadused

Suletud türistorile päripinge rakendamisel tekib türistori keskmise vastupingestatud pn-siirde alas siirde mahtuvusest C põhjustatud ruumilaeng. Pingemuutus du/dt tekitab mahtuvusliku voolu

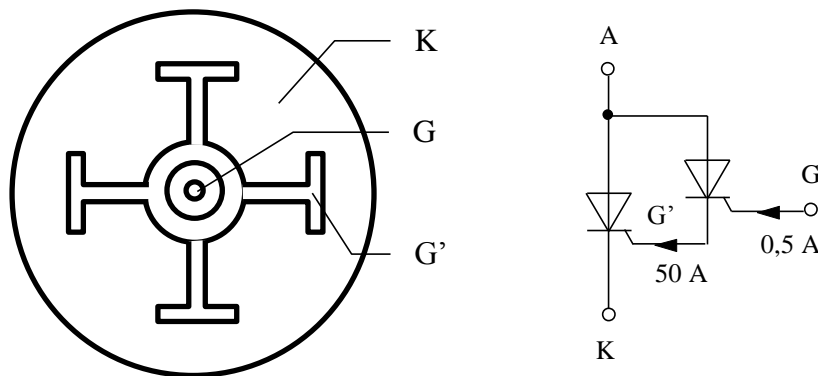
$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d(C \cdot u)}{dt} = C \frac{du}{dt} + u \frac{dC}{dt}. \quad (2.5)$$

See vool toimib nagu tüürvool ja võib tekitada türistori soovimatu avanemise, mis rikub muunduri töörežiimi. Türistori kataloogis antakse suurim lubatav päripinge kasvamiiruse väärtus du/dt (mõniseda $\text{V}/\mu\text{s}$).

di/dt omadused

Türistori pooljuhtkristall on enamasti suure diameetriga tableti kujuline. Tüürvool juhitakse türistori ühes punktis. Türistori avanemine algab tüürelektroodi all ja anoodvool laieneb kiirusega umbes $0,1 \text{ mm}/\mu\text{s}$ kogu läbimõõdule. Avanemise kiirendamiseks kasutatakse jõutüristori kahekordset (regeneratiivse tüürelektroodiga) struktuuri, mis võimendab tüürvoolu ja jaotab selle kogu kristalli pinnale nii, et

efektiivne juhtelektroodi ümbermõõt on 0,5 m või rohkem ning vahemaa regeneratiivse tüürelektroodi otste vahel on 5 ... 10 mm. Türistori kahekordse struktuuriga pooljuhtkristalli pealtvaade ja selle aseseem on kujutatud joonisel 2.10.

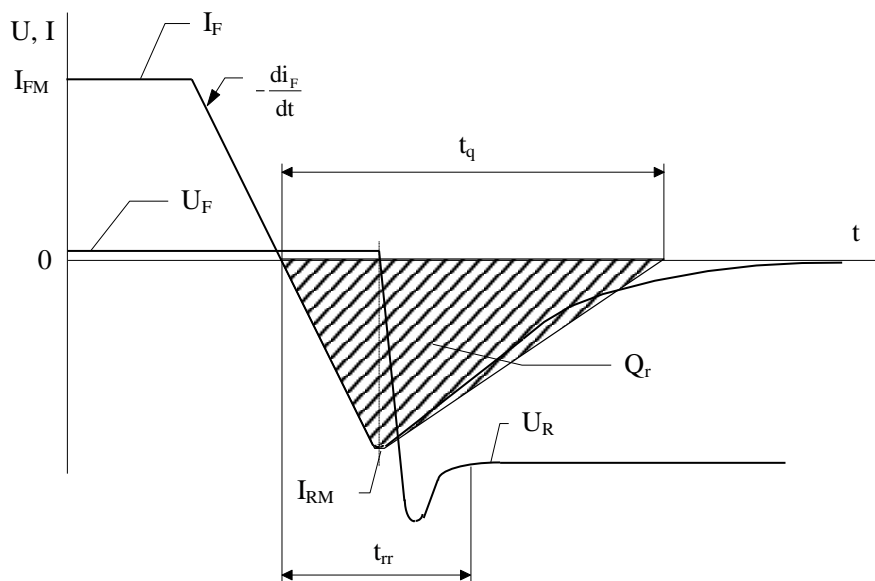


Joonis 2.10. Türistori kahekordse struktuuriga (regeneratiivse tüürelektroodiga) pooljuhtkristalli pealtvaade ja aseseem

Avanemise hetkel on võimalik siirde lokaalne ülekuumenemine, seetõttu on mõnikord vajalik di/dt väärtust piirata. Selleks võib näiteks kasutada türistoriga jadamisi lülitatavat induktiivsust. Türistori di/dt lubatud väärtus antakse kataloogis. di/dt väärtuseks on tavaliselt sadakond A/ μ s.

Sulgumine

Üheoperatsioonilise türistori sulgumine ehk üleminek juhtivast olekust suletud olekusse sarnaneb diodi sulgumisega. Türistori sulgemiseks tuleb türistori anoodvoolu vähendada allapoole hoidevoolu I_H (mõnikümmend mA). Üheoperatsioonilise türistori voolu graafik sulgumisel on kujutatud joonisel 2.11.



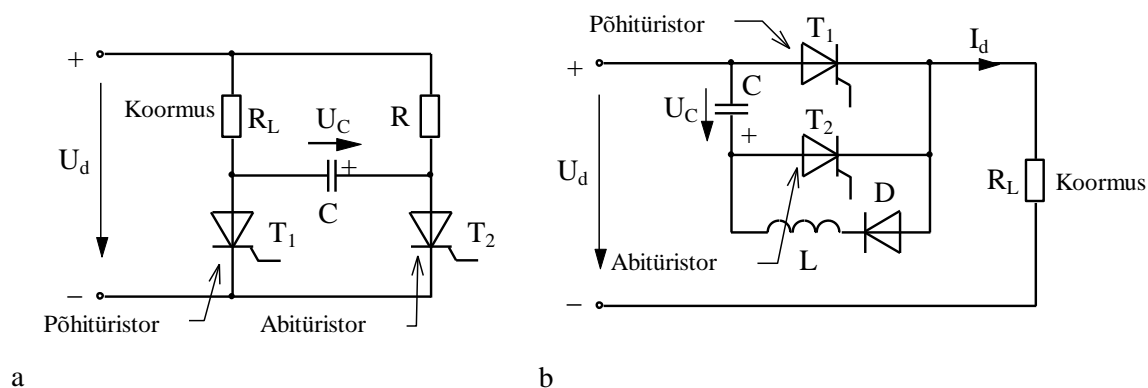
Joonis 2.11. Voolu graafik üheoperatsioonilise türistori sulgumisel: sulgeomadused tõkkesuunas taastumisaja t_{rr} (reverse recovery time) ja pärisuunas sulgumisaaja t_q möödumisel

Voolu kahanemiskiirus sõltub ahela induktiivsusest: $di_A/dt = -u/L$. Laengukandjate arv türistoris väheneb rekombinatsiooni teel. Türistor jääb avatuks (voolujuhtivaks) ja voolu suund muutub vastupidiseks. Türistor jääb elektron-auk-plasma jääklaengu tõttu avatuks hetkeni, mil vastuvool saavutab maksimumi. Selle hetkeni on pinge türistoril nullilähedane, s. t. türistor juhib voolu (vt. joonis 2.11). Edasi sulguvad aja t_{rr} (reverse recovery time) jooksul järgemööda mõlemad välismised pn-siirded. Türistori vastupinge stabiliseerub. Väljalülitumise lõpus on keskmises pn-siirdes laengukandjad veel alles. Need laengukandjad peavad rekombineeruma, enne kui tohib rakendada päripinget. Türistori sulgeomadused taastuvad sulgumisaaja t_q jooksul. Sulgumisaega t_q arvestatakse hetkest, kui vool muutub negatiivseks kuni hetkeni, kus vastuvool on kahanenud väärtuseni $0,1 I_{RM}$.

Sulgumisaeg t_q on türistori üks olulisemaid parameetreid, sest sellest sõltub otseselt türistori suurim lülitussagedus.

Sulgeahelad

Üheoperatsiooniliste türistoride kasutamisel alalisvooluahelates, näiteks autonoomsetes vaheldites, tuleb türistori sulgemiseks kasutada spetsiaalseid sulgeahelaid ehk sundkommutatsiooni ahelaid. Need ahelad peavad tagama türistori sulgumise muutes voolu nulliks ja rakendades türistorile vastupinge minimaalselt taastumisaja t_{rr} jooksul. Türistori väljalülitamist sulgeahelaga nimetatakse sundkommutatsiooniks. Mõned lihtsamad sulgeahelad on näidatud joonisel 2.12.



Joonis 2.12. Türistori sulgeahelad: a) RC-ahela ja abitüristoriga, b) LC-võnkelüliliga

Joonisel 2.12, a kujutatud sulgeahel töötab järgmiselt. Põhitüristori T_1 avatud (voolujuhtivas) olekus voolab vool läbi koormuse R_L . Kondensaator C laadub läbi takisti R ja pinge U_C tõuseb praktiliselt toitepingeni. Põhitüristori T_1 sulgemiseks avatakse abitüristor T_2 . Selle tulemusel ühendatakse kondensaator C negatiivse potentsiaaliga. Et kondensaatori pinge U_C ei saa hetkeliselt nulliks muutuda, siis muutub pinge türistori T_1 anoodil katoodi suhtes negatiivseks. Kui pinge türistoril T_1 on negatiivne, siis ei saa ta voolu juhtida ja ta sulgub. Koormusvool kommuteerub kondensaatorile ja kondensaator laadub läbi koormuse ja türistori T_2 ning pinge türistori anoodil muutub uuesti positiivseks. Selle ajaga peavad türistori sulgeomadused jõudma taastuda. Koormusvool kahaneb nullini. Takisti R väärtus peab olema valitud selline, et türistori T_2 vool jääks lõppolekus hoidevoolust I_H väiksemaks, mis tagab ka T_2

sulgumise. Sulgeahela (joonis 2.12, a) puuduseks on see, et türistori avatud oleku kestust ei saa perioodi jooksul suures ulatuses muuta, kuna kondensaator peab põhitüristori avatud oleku jooksul laaduma läbi suure takistuse.

Joonisel 2.12, b kujutatud sulgeahel on eelnevast tunduvalt kiirem ja võimaldab sisselülituskestust muuta laiades piirides. Skeem töötab järgmiselt. Kui abitüristor T_2 on avatud, siis kondensaator C laadub pingeni $U_C=U_d$. Kui kondensaator on täis, siis T_2 sulgub. Põhitüristori T_1 avamisel kondensaator C tühjeneb läbi ahela $T_1 - D - L$. Induktiivsuse tõttu vool selles ahelas jätkub ja kondensaator laadub vastupidiselt esialgsele seisule pingeni $U_C=-U_d$. Põhitüristori T_1 sulgemiseks avatakse abitüristor T_2 . Koormusvool kommuteerub kondensaatorile C . Pinge põhitüristoril T_1 muutub negatiivseks ja ta sulgub. Kondensaator laadub läbi koormuse ja türistori T_2 uuesti pingeni $U_C=U_d$. Edasi protsess kordub.

Kondensaatori C vajalik mahtuvus:

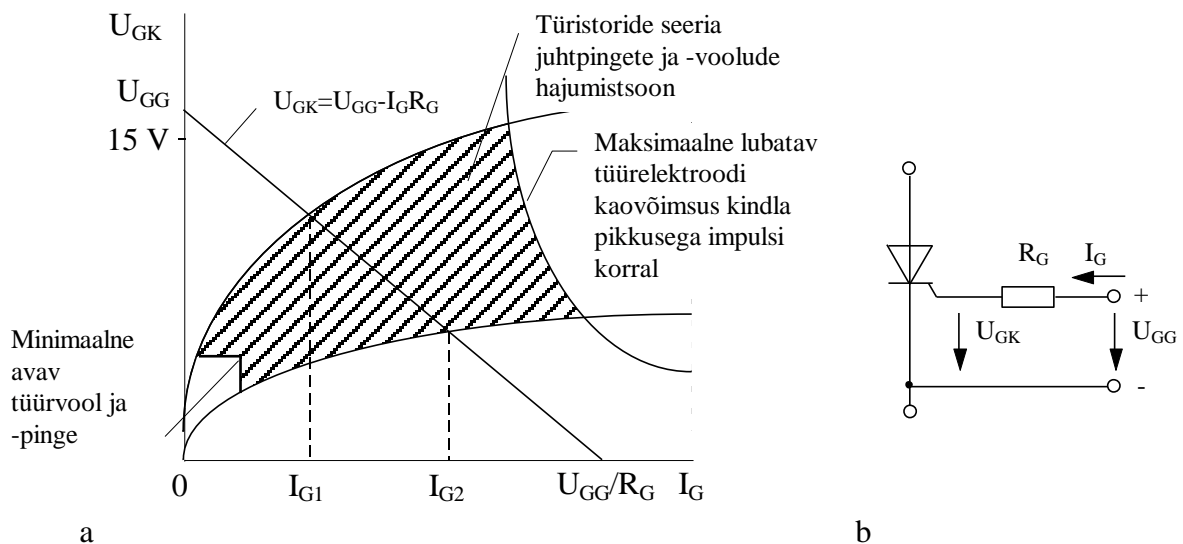
$$C \geq t_q \frac{I_d}{U_d}. \quad (2.6)$$

LC-ahela ümbervõnke aeg:

$$t_{\ddot{u}} = \pi\sqrt{LC}. \quad (2.7)$$

Tüürlüli

Türistori avamiseks tuleb tüürelektroodile anda katoodi suhtes positiivse pingega tüürvoolu impulss. Tüürelektroodi ja katoodi vahelise pn-siirde tüürkarakteristiku näide on kujutatud joonisel 2.13.

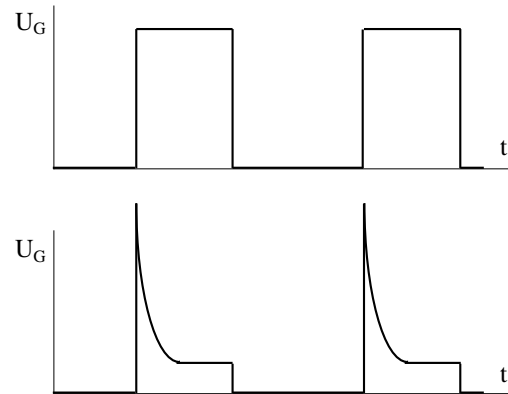


Joonis 2.13. Türistori a) tüürkarakteristikud, b) tüürlüli aseskeem

Tüürlüli parameetrid valitakse nii, et tüürvool jääks joonisel 2.13, a kujutatud tüürparameetrite hajumistsooni (viirutatud ala) keskele. Tüürvool ja pinge peavad ületama minimaalseid türistori avavamiseks vajalikke väärtusi, mis vastavad madalaimale töötemperatuurile. Ühtlasi peab tüürimpulsi vool kasvama piisavalt kiiresti (ca $1 \text{ A}/\mu\text{s}$), et türistor avaneks kiiresti ja täielikult. Tüürimpulsi vool, pinge ja kestus peavad tagama türistori avanemise kogu töötemperatuuri alas.

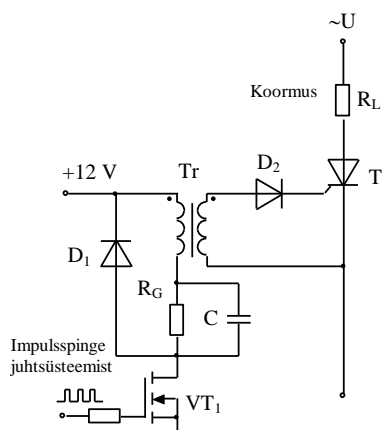
Sõltuvalt muunduri skeemist antakse türistorile kas üks või mitu lühikest tüürimpulssi. Tüürimpulsi kestus on olenevalt türistori liigist ca $5 - 20 \mu\text{s}$. Lühema kestusega tüürimpulsi korral võib kasutada suuremaid tüürvoolu väärtusi. Tüürimpulss võib olla kas ristkülikukujuline või forsseeritud esifrondiga ristkülikukujuline, vt. joonis 2.14, mis tagab türistori kiirema sisselülitumise ja väiksema tüürimisvõimsuse.

Tüürlüli võimendab juhtseadmes moodustatud ristkülikimpulsse ja formeerib nende vajaliku kuju.



Joonis 2.14. Türistori tüürimpulsi kujud: ülal ristkülikukujuline, all forsseeritud esifrondiga ristküliku-kujuline tüürimpulss

Joonisel 2.15 on kujutatud levinud impulsstrafo tüürlüli, mis muudab ristkülikimpulsid forsseeritud esifronidiga tüürimpulssideks. Transistori VT_1 avanemisel tekib vool läbi impulsstrafo primaarmähise. Kondensaatori C laadumise tõttu kasvab vool algul järsult. Kondensaatori pingest tõustes tüürvool väheneb ja saavutab lõpuks takistiga R ja toitepingega määratud väärtuse. Impulsstrafo kannab impulsi üle tüürlülisse ja tagab ühtlasi jõu- ja juhtahelate galvaanilise eraldamise. Trafo väljundis on alaldi mis blokeerib transistori sulgumisel tekkiva negatiivse impulsi. Täisperiodaalaldi kasutamisel tekib täiendav tüürimpulss. Tüürvoolu piirav takisti on otstarbekas paigutada impulsstrafo primaarpoolele, sest nii saab läbi väiksema impulsstrafo.



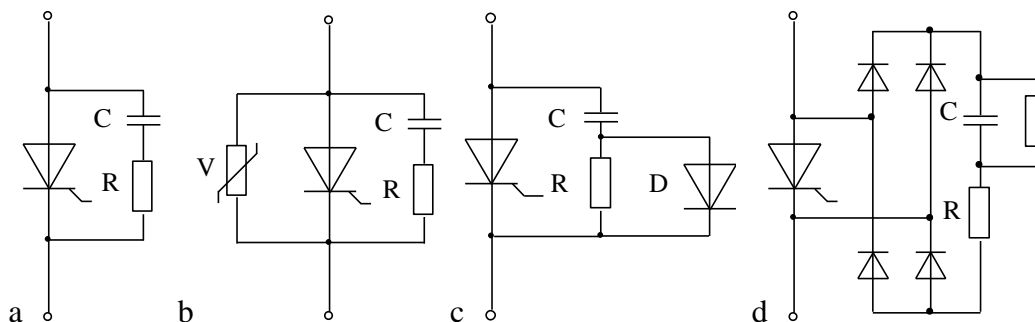
Joonis 2.15. Türistori impulsstrafo tüürlüli forsseeritud esifronidiga tüürimpulsside saamiseks

Juhtsüsteem ja jõuahelad tuleb reeglina galvaaniliselt eraldada. Selleks kasutatakse impulsstrafo või optroneid. Kõrgepingelistes rakendustes kasutatakse galvaaniliseks eralduseks ka valgusega tüüritavaid türistore (LTT).

Tänapäeval on saadaval ka mitmesuguseid integraalseid tüürlülisid (draivereid), mis täidavad lisaks impulsi formeerimisele ka hulgaliselt muid funktsioone. Paljudel juhtudel on ühtses integraalskeemis realiseeritud nii juhtsüsteem kui türistoride tüürlülid. Muunduri juhtsüsteem peab tagama türistoride õigeaegse lülitumise. Juhtsüsteemide skeeme vaadeldakse lähemalt 8. peatükis.

Liigpingekaitse ahelad

Türistori sulgumisel tekib suur voolu muutus di/dt . Skeemi induktiivsuste tõttu võib tekkida liigpinge $u=L di/dt$. Liigpingeid saab vähendada RC-ahelatega (vt. joonis 2.16, a).



Joonis 2.16. Türistori lülitus-liigpingete vähendamise ahelad: a) RC-ahel, b) varistoriga kombineeritud RC-ahel, c) mittersümmeetriline RCD-ahel, d) sildalaldiga RC-ahel, mis normaalse töö olukorras praktiliselt energiat ei tarbi

Enamasti on soovitatavad R ja C väärtused türistori kataloogis antud. Kondensaatori C mahtuvus valitakse näiteks 0,01 ... 1 μF ja takisti R takistus 1 ... 100 Ω . Kuna kondensaatorit pidevalt laetakse ja tühjendatakse, siis tekib RC-ahelas suur kaovõimsus, mis sõltub kondensaatori mahtuvusest ja takistusest R. Otstarbekas on valida võimalikult väiksem mahtuvus ja suurem takistus. RC-ahela lõplikud parameetrid määratakse enamasti katseliselt, sest voolujuhtide ja elementide parasitinduktiivsusi on raske hinnata.

Liigpingekaitseks võib edukalt kasutada ka nt. ZnO-varistore. RC-ahel vähendab pinge kasvamiskiirust ja varistor piirab liigpingeid. Varistoriga kombineeritud kaitseahelas saab läbi väiksemate mahtuvuste (10 ... 50 nF) ja suuremate takistustega (600 ... 300 Ω) ning ahela kaovõimsus väheneb. Joonisel 2.16, b on toodud RC-ahel, mis on kombineeritud varistoriga [25]. Kasutatakse ka kiire diodiga mittesümmeetrilist RCD-ahelat (joonis 2.16, c), mis väldib laetud kondensaatori tekitatud voolutõuget türistori avamisel. Diodiga jadamisi võidakse lülitada täiendav takisti.

Joonisel 2.16, d on kujutatud sildalaldiga RC-ahel (*powerless snubber*), mis normaalse töö olukorras praktiliselt energiat ei tarbi, sest kondensaatorit ei laadita pidevalt ümber nagu teistes skeemides. Selline kaitseahel kaitseb hästi üksikute suure energiaga liigpingeimpulsside eest. Kasutada tuleb kiireid diode. Alaldiga kaitseahelaid võib lülitada ka muunduri toitetrafo väljundisse.

Mõningatel juhtumitel võib RC-ahela, mis kaitseb korraga kõiki türistore, paigutada ka muunduri alalispingeklemmidele, näiteks kui tegemist on alaldiga. Selline RC-ahel ei kaitse aga liigpingete eest, mis tekivad trafo primaarmähise kommutatsioonil siis, kui muundur ei tööta. Seega sobib sedasi ühendatud kaitseahel siiski eelkõige mittetüüritavate alaldite puhul.

Liigpinged võivad tekkida toitetrafo primaarmähise kommutatsioonil, avariirežiimides, ilmastiku mõjul (äike) jne. Suure energiaga liigpingeimpulssid võivad türistoris tekitada pöördumatu soojuslabilöögi. Kaitseks suure energiaga liigpingete eest võidakse kasutada laviindioode või -türistore, mille siirde ehitus on selline, et teatud liigpingeimpulsi energia piirini pole läbilööök neile ohtlik. Laviintüristore kasutatakse ka vahetult jõuahelates tüüritavate ventiilidena.

Jada- ja rööpühendus

Jõutüristoride jada- ja rööpühenduse probleemid (pingete ja voolude ühtlustamine) on üldiselt samad mis jõudiodidel. Lisaks on tarvis tagada türistoride üheaegne avanemine. Selleks tuleb türistoridele ühise tüürlüliga anda võimsad järsu frondiga tüüripulssid, et üksik kõige aeglasem türistor ei peaks enda kanda võtma kogu pinget või voolu. Jadaühendusel vähendatakse ühele türistorile langevat arvutuslikku vastupinget minimaalselt 10 % [25]. Rööpühendusel tuleb türistori arvutuslik voolu väärtus võtta 70 - 80 % võrreldes üksiku türistori kestvalt lubatud vooluga [25].

Türistoride olulisemad kataloogiandmed

Punktis 2.1 toodud jõudiodide andmetele lisanduvad üheoperatsioonilistel jõutüristoridel järgmised olulisemad kataloogiandmed:

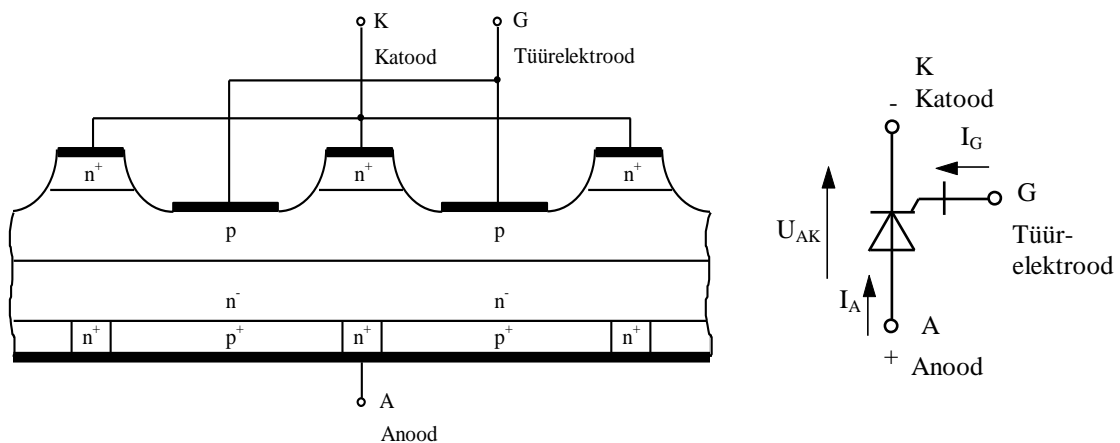
t_q	türistori sulgumisaeg,
$(du/dt)_{cr}$	päripinge suurim lubatav kasvamiskiirus suletud olekus,
$(di/dt)_{cr}$	anoodvoolu suurim lubatav kasvamiskiirus avanemisel,
I_H	hoidevool, millest väiksemal anoodvoolul türistor sulgub,
t_g	türistori avanemisaeg,
V_{GT}	avav tüürpinge,
I_{GT}	avav tüürvool.

2.2.2 Suletav jõutüristor (GTO)

Ehitus ja tööpõhimõte

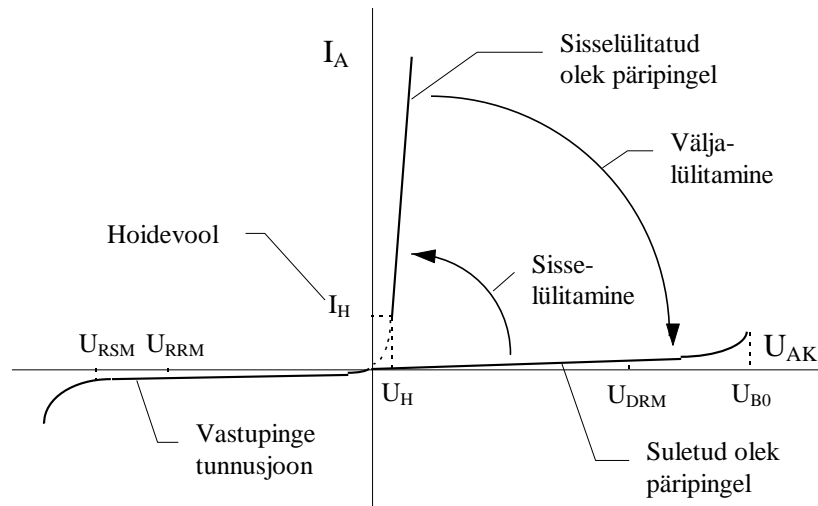
Suletav ehk kaheoperatsiooniline GTO-türistor (*Gate Turn Off*) lülitub sisse täpselt samuti nagu üheoperatsiooniline türistor, s. t. tüürelektroodile antakse lühike katoodi suhtes positiivse pingega tüürvoolu impulss. Suletava türistori sulgemiseks antakse tüürlülitusse katoodi suhtes negatiivse pingega võimas tüürvoolu impulss. Kaasagsetes vaheldites kasutatakse suletavaid türistore üha rohkem (näiteks elektriajamite toiteks). GTO-türistorid on tunduvalt kiiremad üheoperatsioonilistest türistoridest. GTO-sid kasutatakse sagedusteni kuni ca 500 kHz [13]. Suletava türistori tingmärk on kujutatud joonisel 2.17.

Kaheoperatsiooniliste türistoride pooljuhi struktuur on keerukam kui üheoperatsioonilisel türistoril koosnedes paljudest rakkudest. Väljalülitumise võime saavutatakse katoodide saarekestena hajutamise ning katoodi ja tüürelektroodi vahelise distantsi vähendamisega.



Joonis. 2.17. GTO-türistori kristallisegmendi ristlõige ja tingmärk

Suletava türistori pinge-voolu tunnusjoon on kujutatud joonisel 2.18.



Joonis 2.18. Suletava türistori pingevoolu tunnusjoon

Suletava GTO-türistori väljalülitamine on kujutletav türistori päritunnusjoone päripäeva pingeltele maha pöördumisena, s. t. türistori takistuse järsu suurenemisena. Ülejäänud osas vastab GTO-türistori pingevoolu tunnusjoon üheoperatsioonilise türistori pingevoolu tunnusjoonele.

Avamine

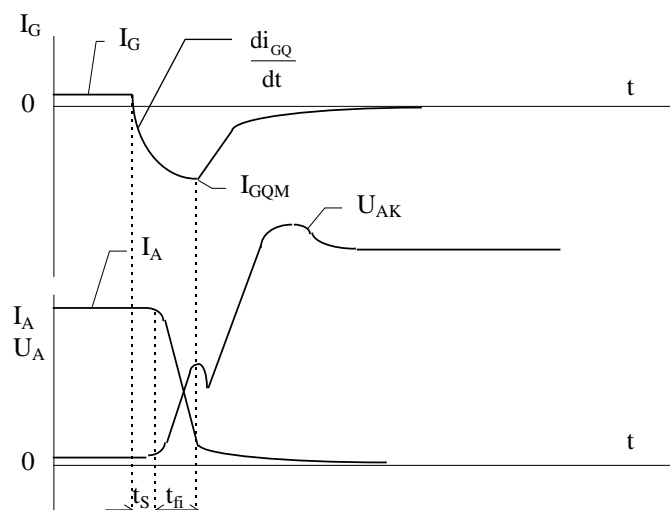
Kuna GTO-türistoril regeneratiivne tüürelektrood puudub, siis peab avamise tüürimpulss olema võimsam kui üheoperatsioonilisel türistoril. Avamise tüürimpulsi vool peab olema suurem minimaalsele töötemperatuurile vastavast tüürvoolu väärtusest (näiteks 5 korda [29]). Avamise tüürimpulsi vool peab kasvama piisavalt kiiresti, enamasti juhtudel ca $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ [29] ja selle kestus peab olema vähemalt pool kataloogiandmetes antud minimaalsest sisselülituskestusest [29]. Sellega tagatakse türistori piisavalt kiire ja täielik avanemine kogu töötemperatuuri alal ning väikesed kaod avamisel. Avamise tüürimpulsi voolu maksimaalväärtus on piiratud tüürelektroodi suurima lubatud kaovõimsusega P_{FGM} .

Avatud olek

GTO-türistori avatud (voolujuhtivas) olekus peab säilima teatud suurusega positiivne tüürvool, mis tagab türistori avatud oleku ka väikestel voolu väärtustel. Väikestel anoodvoolu väärtustel võivad muidu osa katoosaaarekesed sulguda ning voolu suurenemisel võivad avatuks jäänud saarekesed liigvoolu tõttu läbi põleda. Kui anoodvool võib järsult kahaneda (suur negatiivne di_F/dt), siis tuleb tüürvoolu avatud olekus suurendada. Türistori temperatuuri kasvades võib avatud oleku tüürvoolu vähendada.

Sulgumine ja dünaamilised omadused

Suletava türistori sulgemiseks antakse tüürlülitusse katoodi suhtes negatiivse pingega võimas tüürvoolu impulss. GTO-türistori sulgemise võib jaotada kolmeks perioodiks. Esimesel perioodil eemaldatakse tüürelektroodi laeng, teisel toimub tüürelektroodi Avalanche laviinlabilöök ja kolmanda perioodi jooksul anoodvool kahaneb. Suletava türistori voolu ja pingediagramm väljalülitumisel on kujutatud joonisel 2.19.



Joonis 2.19. RCD-kaiseahelaga (snubberiga) varustatud suletava türistori voolu ja pinge diagramm sulgemisel [29]

Sulgemise esimesel perioodil viite t_s jooksul eemaldatakse türistori katoodi lähedastest siiretest elektron-auk plasmas salvestunud laeng. See laeng on seadme konkreetne suurus, mis ei sõltu praktiliselt tüürlüli parameetritest, kuid sõltub tüürvoolu kahanemiskiirusest di_G/dt , mis on määratud tüürlüli parameetritega. Sulgemise esimesel perioodil peab negatiivne tüürvool kiiresti kahanema oma vähima väärtuse lähedaseks.

Teisel perioodil toimub tüürelektroodi Avalanche laviinlabilööök ja anoodvool hakkab kahanema läbi tüürlüli. Tüürlülisse lülitatakse läbilöögi tekitamiseks jadamisi induktiivsus, mis ühtlasi määrab tüürvoolu kahanemise kiiruse. Türistori katoodisaarekeste alt eemaldatakse põhiline osa laengukandjaid, voolujuhtiva plasma ala tõmbub kokku ja anoodahela takistus kasvab järsult. Anoodvool hakkab vähenema ja aja t_{fi} möödumisel sulgeomadused taastuvad.

Kolmandal perioodil hakkab sulgemise tüürvool lähenema nullile. Türistor on peaaegu suletud, kuid anoodilt tüürelektroodile voolab veel nn. sabavool (*tail current*). Tähtis on, et tüürlüli oleks sellel ajal piisavalt madala sisetakistusega, et sabavool saaks kiiresti ära voolata. Juba veidi enne selle perioodi lõppu tohib türistori vajaduse korral uuesti avada.

Sulgemise negatiivse tüürvoolu impulss peab olema küllaltki tugev ulatudes väärtuseni 0,2 ... 0,3 I_A . Sulgemise tüürimpulsi kestus on suurusjärgus kümnekond μs . Tüürimpulsi pinge ei tohi siiski ületada suurimat lubatud väärtust. GTO-türistori sulgemisvõime sõltub tugevalt sulgemisahela parameetritest.

GTO-türistorid suudavad välja lülitada ainult teatud maksimaalsest väärtusest väiksemat voolu. Voolu I_A väljalülitamiseks vajalik negatiivne tüürvool

$$I_{GQM} > \frac{I_A}{\beta_{off}}, \quad (2.8)$$

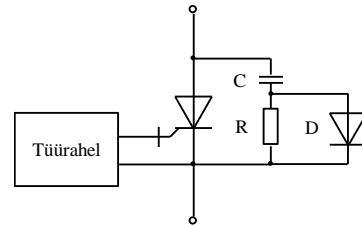
kus β_{off} - vooluvõimendus väljalülitumisel (turn off gain).

Suletud olek

GTO-türistor on suletud siis, kui sabavool on kahanenud nulliks. Suletud olekus jäetakse tüürelektrood vastupingestatuks, mis tagab maksimaalse blokeerpinge ja du/dt mõju vähenemise. Vahel nõutakse ka takisti ühendamist katoodi ja tüürelektroodi vahele.

Liigpingekaitse

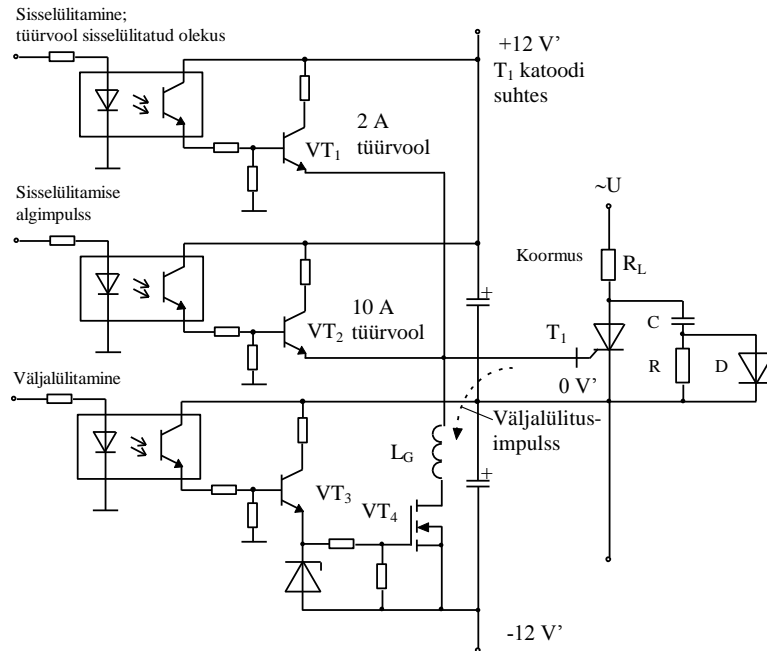
Induktiivkoormusel on tingimata vajalik RCD-kaitseahel, mis piirab du/dt väärtust sulgemisel (vt. ka p. 2.2.1). Üks võimalik RCD-ahel on kujutatud joonisel 2.20.



Joonis 2.20. Suletava türistori RCD-kaitseahel, mis piirab du/dt väärtust sulgemisel

Tüürlülitus

Suletava türistori tüürlülitus on keerukam kui üheoperatsioonilisel türistoril. Üks näide on toodud joonisel 2.21.



Joonis 2.21. Suletava GTO-türistori tüürlülitus

Tüürlülitus töötab järgmiselt. Avamise algul antakse tüürelektroodile ca 10 μ s kestusega 10 A algimpulss [20], mis peab tagama türistori täieliku avamise. GTO-türistori avatud (siselülitatud) olekus jääb rakendatuks 2 A tüürvool, mis tagab türistori avatud oleku ka väikestel anoodvoolu väärtustel. Türistori sulgemiseks antakse tüürelektroodile transistoriga VT₄ avamisega negatiivne tüürimpulss. Negatiivse tüürvoolu kasvamiiskiirus pannakse paika induktiivsusega L_G. Tüürvoolu kasvamiiskiirusel on oma optimaalne väärtus, mille korral türistor sulgub kõige kiiremini ja temasse jääb kõige vähem jääklaenguid, mis tekitavad aeglaselt kahaneva nn. sabavoolu (tail current). Sabavool väljub samuti VT₄ kaudu.

Tüürlüli täiendavatest toitepingetest saab loobuda kasutades impulsstrafoga lülitust. Ka GTO-türistoritele on saadaval mitmesuguseid valmis tüürlülisid.

GTO-türistoride olulisemad kataloogiandmed

Lisaks üheoperatsiooniliste türistoride andmetele on GTO transistoride olulisemad kataloogiandmed järgmised:

- I_{GQ} sulgeva tüürvooluimpulsi väärtus,
- V_{GQ} sulgeva tüürpinge väärtus,
- I_{QM} suurim võimalik väljalülitatav vool,
- β_{off} vooluvõimendus väljalülitumisel (turn off gain),
- t_s sulgeva tüürvoolu kasvamise kestus,
- t_{fi} anoodvoolu kahanemise kestus.

2.3 Jõutransistorid

Jõutransistor on erinevalt jõutüristorist täielikult juhitud pooljuhtelement, mida saab baasivoolu või paisupingega sisse ja välja lülitada. Baasivool või paisupinge peab jääma püsima kogu avatud oleku kestel. Jõutransistore kasutatakse peaaegu eranditult lülitirežiimis. Võimendirežiim tekib ainult siirdeprotsessides.

Jõutransistoride jaotus tööpõhimõtte järgi:

- **bipolaartransistorid**, mille laengukandjateks on elektronid ja augud ning mida juhitakse baasivooluga,
- **väljatransistorid**, mille laengukandjaks on kas elektronid või augud ning mida juhitakse paisupingega,
- välja- ja bipolaartransistori kombineeritud põhimõttel töötavad transistorid mida juhitakse samuti paisupingega.

Jõutransistorid on viimase kümne aasta jooksul teinud läbi tohutu arengu ja nende populaarsus on suurenenud. Jõutransistorid on paljudest rakendustest türistorid välja tõrjunud. Eelkõige kehtib see vooludel kuni 1 kA, pingetel kuni 1 kV ja lülitussagedustel üle 1 kHz.

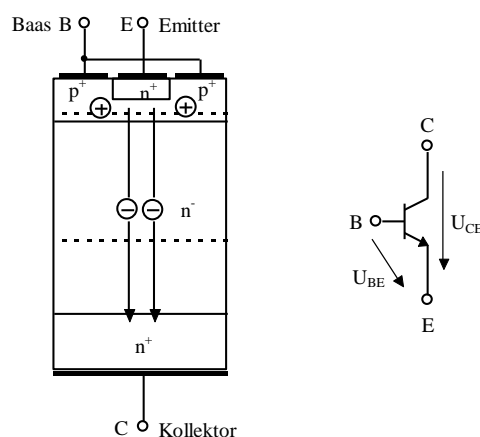
Jõutransistore kasutatakse impulsstoiteplokkides, katkematu toite allikates, autonoomsetes vaheldites, sagedusmuundurites, alalispingemuundurites, elektroonilistes kaitselülitustes, elektroonilistes releedes jt. muundurites. Jõutransistoride põhilisteks kasutusvaldkondadeks on alalisvoolu servo- ja robotite ajamid, vahelduvvoolu elektriajamid, elektroonilised keevitusseadmed, induktsioonkuumutus, kliimaseadmed, kodumasinad (mikrolaineahjud, pesumasinad, tolmuimejad, elektritrellid, audiosüsteemid jne.), elektritransport, autode elektroonikasüsteemid, telekommunikatsioon, lasertehnoloogia, satelliitside ja satelliidid, automaatika, alternatiivenergeetika jne.

2.3.1 Jõu-bipolaartransistor (BJT)

Ehitus ja tööpõhimõte

Jõu-bipolaartransistori ehk BJT (*bipolar junction transistor*) struktuur sisaldab sarnaselt teiste jõupooljuhtidega nõrgalt legeeritud pooljuhi kihti, mis võimaldab suuremaid lubatavaid pingeid suletud olekus (vt. p. 2.1). Põhiliselt kasutatakse n^+pn^+ - tüüpi ränitransistore, mille pooljuhi struktuur on kujutatud joonisel 2.22. Ring miinusega sümboliseerib emitterist väljuvat elektronide voogu, ring plussmärgiga sümboliseerib baasist väljuvat aukude voogu.

Bipolaartransistori juhtimine võimalik ainult siis, kui baasikiht on valmistatud piisavalt õhukesena.



Joonis 2.22. n^+pn^+ bipolaar-jõutransistori põhimõtteline kujutis ja tingmärk

Võimendusrežiim

Võimendusrežiimis on nii pinge baasi ja emitteri vahel U_{BE} kui ka kollektori ja emitteri vaheline pinge U_{CE} positiivsed. Pinge $U_{CE} > U_{BE} > 0$. Baas-emitter-siire on päripingestatud, kollektor-baas-siire aga vastupingestatud.

Läbi päripingestatud emittersiirde injekteerub npn-transistori emitterist baasi suurel hulgal elektrone, mis osutuvad baasis vähemuslaengukandjateks. Elektronide kontsentratsioon baasis kasvab emittersiirde juures väga suureks. Vastupingestatud kollektorsiidre lähedal on aga elektrone väga vähe. Elektronid difundeeruvad kontsentratsioonide erinevuse tõttu kollektorsiidresse ja nad liiguvad takistamatult läbi vastupingestatud kollektorsiidre kollektorisse. Osa baasi sisenenud elektrone rekombineerub baasi aukudega. Neid auke ja samuti emitterisse sisenenud auke asendavad baasiahelast saabuvad augud, mis moodustavad baasivoolu.

Kui baas-emitter-siidre pinget suurendada, siis suureneb ka emitterivool ja baasi injekteerub üha rohkem elektrone, mis triivivad kollektorisse ja kollektorivool suureneb. Emitteri ja baasi vahele lülitatud signaali allikaga saab seega muuta kollektorivoolu. Baasivool aga peab asendama rekombineerunud ja emitterisse siirdunud auke. pnp-transistoril on aukude ja elektronide rollid ning pingete polaarsused vahetatud, muus osas on kõik sama.

Seda osa emitterist väljuvast elektronide voost, mis suundub kollektorisse, tähistatakse AI_E . A on vooluülekanalitegur ($A < 1$). Kollektorivool koosneb voolust AI_E ja väikesest tõkkesuunas pingestatud kollektor-baas siirde vastuvoolest I_{CB0} . Seega kollektorivool:

$$I_C = AI_E + I_{CB0}.$$

Voolude bilansist emitterivool

$$I_E = I_B + I_C. \tag{2.9}$$

Kollektorivool

$$I_C = AI_B + AI_C + I_{CB0},$$

$$I_C = BI_B + 1 / (1-A) I_{CB0},$$

kus $B = A / (1-A)$.

Tegurit B nimetatakse transistori vooluvõimendusteguriks. Jõutransistoride vooluvõimendustegur on vahemikus 10 ... 20. Võimendusrežiimis vastab kollektorivoolule I_C baasivool

$$I_B \approx \frac{I_C}{B}. \tag{2.10}$$

Lülitirežiim

Jõuelektroonikas kasutatakse transistori lülitirežiimi, s. t. transistori vaadeldakse kui lülitit, mille takistus sisselülitatud olekus on nullilähedane ja väljalülitatud olekus väga suur. Transistor läheb küllastusse (ehk lüliti sulgub) siis, kui baasivoolu suurendamisel kollektorivool saavutab kollektoriahela takistusega määratud väärtuse

$$I_{CK} \approx \frac{U_d}{R_C}. \quad (2.11)$$

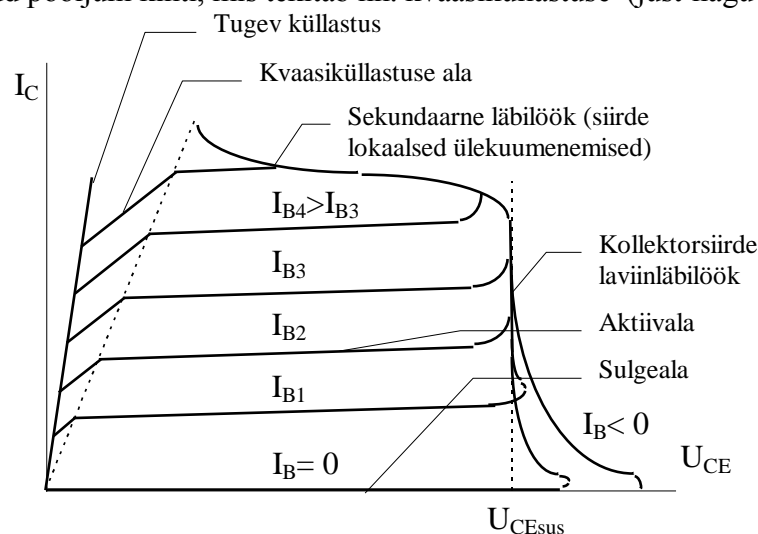
Kollektori-emitter pinget U_{CE} muutub võrdseks baas-emitter pingega U_{BE} . Baasivoolu edasisel suurendamisel kollektorivool enam ei suurene ja kollektorsiire ujutatakse laengukandjatega üle. U_{CE} muutub madalaks (0,3 - 1 V) ja transistori mõlemad siirded osutuvad päripingestatuks.

Kui transistori baasivoolu vähendada nullini, siis transistor sulgub (ehk lüliti avaneb) ja kollektorivool muutub nulliks. Suletud transistori kaovõimsus on peaaegu null.

Transistori kaovõimsus on lülitirežiimis mitu korda väiksem võrreldes võimendusrežiimiga, kus pinget transistoril on ligikaudu pool toitepingest. See ongi põhjuseks, miks suurtel võimsustel kasutatakse lülitirežiimi. Võimendusrežiim tekib ainult lühiajaliselt transistori avamis- ja sulgemishetkedel. Muunduri suure kasuteguri saamiseks peab transistori sisse- ja väljalülitused olema võimalikult järsud ja/või toimuma hetkel, kui transistori pinget või voolu on null. Pooljuhtlülitit korrapäraselt sisse ja välja lülitades saab tekitada vajaliku keskvaartusega väljundpinge.

Väljundtunnusjooned

Bipolaartransistoride mittelineaarsuste tõttu kirjeldatakse neid tunnusjoonte parvedega. Tähtsaimad on väljundtunnusjooned, mis kirjeldavad kollektorivoolu I_C sõltuvust kollektoripingest U_{CE} ja baasivoolust I_B (vt. joonis 2.23.). Jõu-bipolaartransistori väljundtunnusjooned erinevad mõnevõrra tavalise transistori tunnusjoontest. Jõutransistor sisaldab nõrgalt legeeritud pooljuhi kihti, mis tekitab nn. kvaasiküllastuse (just-nagu küllastuse).



Joonis 2.23. Jõu-bipolaartransistori väljundtunnusjooned

Väljundtunnusjoontel eristatakse 3 ala:

- **Aktiivala** ehk võimendusala, kus kollektorivool I_C on ligikaudu võrdeline baasivooluga I_B ja I_C sõltuvus pingest U_{CE} on väike. Aktiivala pakub huvi ainult väikeste võimsuste võimendamisel, kuna transistori kaovõimsus on väga suur. Jõuelektronika rakendustes tekib võimendusrežiim ainult lühiajaliselt siirdeprotsessides.
- **Kvaasiküllastus** tekib jõutransistori sellises olekus, kus suure baasivoolu tõttu pinge U_{CE} langeb niipalju, et kollektor-baas-siire pingestub pärisuunas. Elektron-auk-plasma ulatub osaliselt n^- - legeritud alasse, mille laengukandjatega ülejutamata osa toimib nagu takisti suurendades pinget U_{CE} .
- **Küllastusala**, kus transistor vastab lüliti suletud asendile ning pingelang U_{CE} on suure kollektorivoolu I_C korral väike. Transistor on laengukandjatega üle ujutatud ja $U_{CE} < U_{BE}$ (küllastuspiiril $U_{CE} = U_{BE}$). Elektron-auk-plasmas on salvestunud märkimisväärne elektrilaeng - nn. salvestuslaeng Q_S , mis on võrdeline kollektorivooluga.
- **Sulgealas** vastab transistor lüliti avatud asendile ehk transistor on suletud ja voolu ei juhi. Suure pinge U_{CE} korral voolab ainult väike kollektori vastuvool. Baasivool sulgealas $I_B \leq 0$. Transistori suurim lubatav vastupinge sõltub baasi juhtimisest ja lülitusest. Lubatav vastupinge on suurim, kui baas on ühendatud emitteriga, sest sel juhul saab kollektori vastuvool I_{CB0} läbi baasi ära voolata.

Küllastusalasse sisenemiseks vajalik minimaalne baasivool I_{Bmin} arvutatakse valemiga

$$I_{Bmin} = I_{CK} / B. \quad (2.12)$$

Seejuures I_{CK} on selline kollektorivool, mis tekib vooluahelas, kui pinge U_{CE} muutub tühiselt madalaks (kui transistor lühistada). Et tolerantside ja temperatuuri mõjusid mitte arvesse võtta, on vajalik teatav ülejuhtimine, s. t. minimaalne baasivool korrutatakse küllastusteguriga m :

$$I_B = m I_{Bmin}. \quad (2.13)$$

Küllastusteguri m väärtus valitakse tavaliselt 2 ... 3. Seejuures valitakse m suurem, kui tähtis on tugeva küllastuse tagamine (madal pingelang) ja järsk sisselülitumine, ja väiksem, kui transistori baasi juhtimisvõimsus peab olema võimalikult väike ja transistor peab järsult välja lülituma.

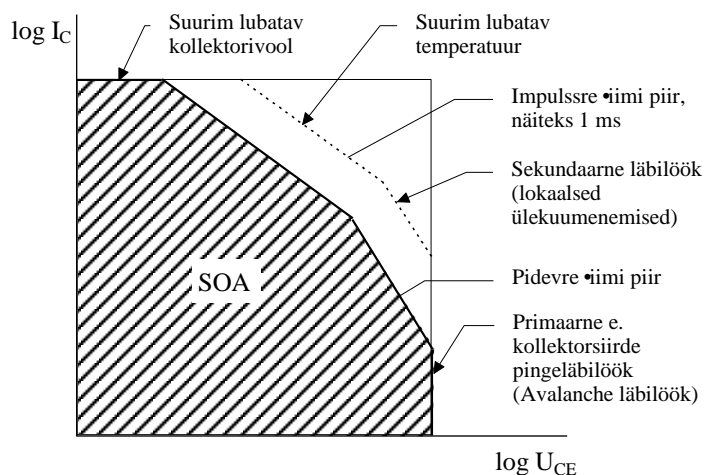
Näide

Bipolaartransistori kollektoriahelas on takisti $R=10 \Omega$. Pingeallika $U_d=100 \text{ V}$ plusspoolus asub kollektori ja miinus emitteri pool. Jõutransistori vooluvõimendus $B=20$.

Küllastusvool I_{CK} tühiselt väikse pinge U_{CE} korral: $I_{CK} = U_d / R = 10 \text{ A}$ ja minimaalne baasivool $I_{Bmin} = I_{CK} / B = 0,5 \text{ A}$. Küllastusteguri $m=2$ korral tuleb baasivool võtta $I_B = m I_{Bmin} = 1 \text{ A}$.

Ohutu tööala

Transistori piirtööalade tähistamiseks kasutatakse SOA (*safe operating area*) diagramme, mis kujutavad endast lubatavate töörežiimide piiride kujutised logaritmilise $I_C - U_{CE}$ diagrammina. Jõu-bipolaartransistori SOA diagramm päripingel on kujutatud joonisel 2.24.



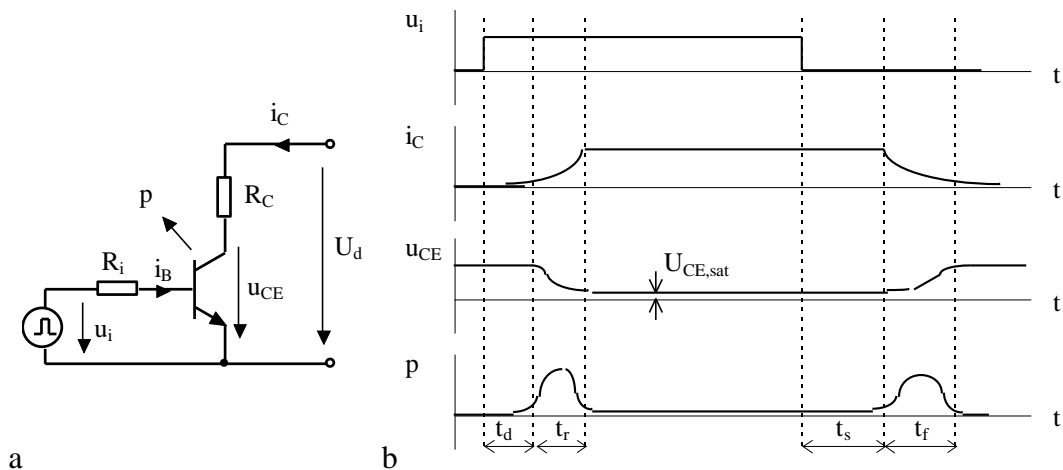
Joonis 2.24. Bipolaartransistori ohutu tööala põhimõtteline kujutis (SOA diagramm): viirutatud ala on ohutu tööala pidevrežiimis

Viirutatud ala tähistab ohutut tööala, kus transistor võib pikaajaliselt ilma kahjustumata töötada. Alasse pidevjoone ja punktiiri vahel võib siseneda ainult teatud aja, näiteks 1 ms jooksul (lühiajaline režiim). Transistoride kataloogides antakse SOA diagrammid mitme ajavahemiku kohta.

Jõuelektroonika seisukohalt on tähtsad eelkõige lühiajaliselt lubatavad tööalad, kuna nendesse sisenetakse transistori sulgemisel- ja avamisel. Mida lähedasem nelinurgale on transistori SOA-diagramm, seda parema transistoriga on tegemist.

Dünaamilised omadused ja juhtlülitus

Transistori lülitirežiimis on olulised tema dünaamilised omadused ehk toimekiirus. Dünaamiliste omaduste määramist näitab joonis 2.25.



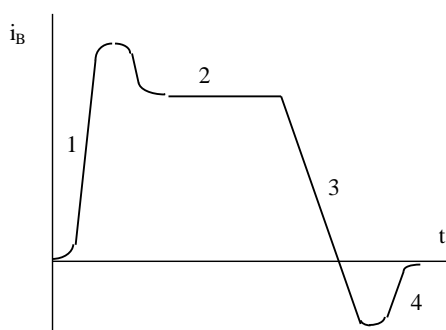
Joonis 2.25. Bipolaartransistori dünaamilised omadused aktiivkoormusel: a) katselülitis, b) transistori pinged, voolud ja kaovõimsus avamisel ja sulgemisel

Joonisel 2.25 on kujutatud järgmised ajavahemikud: t_d - avamisviivitus, (baas-emitter-siirde ümberlaadimisaeg), t_r - voolu kasvamiskestus, t_s - sulgemisviivitus (pn-siiretes salvestatud laengute tühjenemine), t_f - voolu kahanemiskestus. Viivitusi ja kestusi määratakse vastavalt stabiilsest väärtusest 10 % ja 90 % saavutamise kestusele.

Avamiskestus koosneb avamisviivitusest ja voolu kasvamiskestusest, sulgemiskestus sulgemisviivitusest ja voolu kahanemiskestusest.

Lülituse hetkel sisenetakse hetkeks aktiivalasse. Sellel hetkel tekivad seega suuremad kaod. Parasiitmahtuvuste laadimine ja tühjendamine võtavad peale selle teatud aja, nii et tekib viivitus. Sulgemise viivitus ja voolu langemise aeg sõltuvad suurel määral küllastustegurist m . Näiteks jõutransistori BUX48 väljalülitamisel tekib viivitus 3 ... 5 μs ja voolu langemise aeg on ca 0,5 μs . Väljalülitamisel küllastuspiirilt aga on viivitus 1 μs ja voolu langemise aeg 0,2 μs .

Praktikas ei toideta baasi täisnurkse vooluga. Joonis 2.26 näitab baasivoolu soovivat ajaliskulgu, mis tagab suurima toimekiiruse. Diagrammil (joonis 2.26) eristatakse alasid 1 ... 4.



Joonis 2.26. Baasivoolu soovivat diagramm

Avamise (ala nr. 1) jooksul peab baasivool võimalikult kiiresti kasvama, kusjuures lühiajaliselt püütakse saavutada suuremat küllastustegurit m , et avamiskadusid hoida nii väikesed kui võimalik.

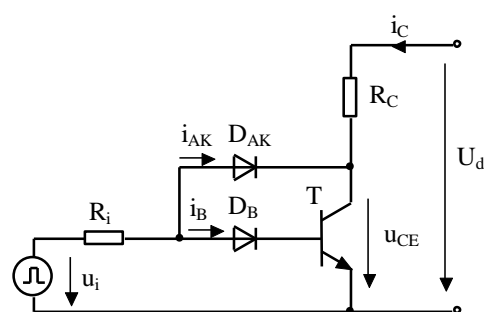
Avatud olekus (ala nr. 2) hoitakse küllastustegur $m = 2$, et saavutada väikseid juhtivuskadusid ja et sulgemisviivitus ega voolu kahanemiskestus ei muutuks liiga pikaks. Muutuva koormusvoolu korral nõuab see baasivoolu automaatreguleerimist.

Transistori sulgemisel (ala nr. 3) toimub üleminek negatiivsele baasivoolule konstantse, mitte liiga suure kiirusega, millega tagatakse, et transistori baas-emitter-siire ja kollektor-baas-siire sulguvad enamvähem üheaegselt. Seega muutuvad sulgemisviivitus ja voolu kahanemiskestus väikseks ja vähenevad lülituskaod.

Transistori suletud olekus (ala nr. 4) on baas-kollektor siire negatiivselt eelpingestatud, millega juhitakse kollektor-baas siirde vastuvoolu baasi kaudu ära ja välditakse võimaliku häireimpulsi toimel avanemine.

Transistori baasivoolu automaatreguleerimislülitis on toodud joonisel 2.27.

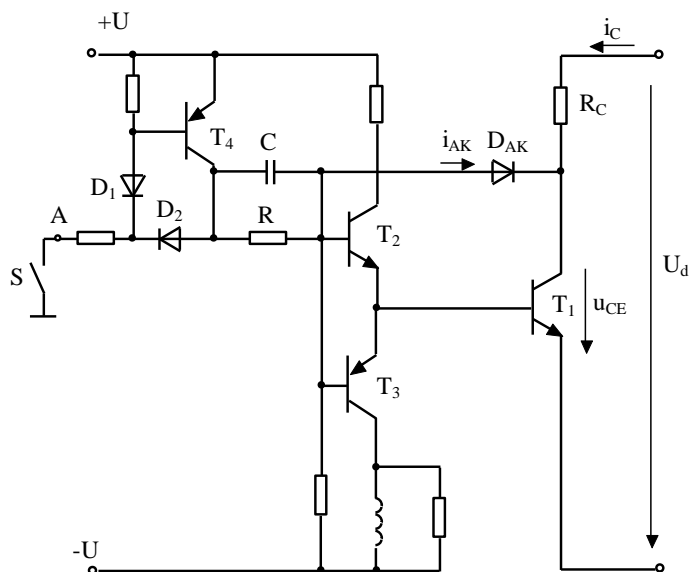
Baasivool i_B juhitakse baasi läbi diodi D_B . Diod D_{AK} hakkab voolu juhtima siis, kui transistor läheb küllastusse ja kollektori potentsiaal muutub baasi potentsiaalist madalamaks. Ülearune baasivool voolab läbi diodi D_{AK} kollektorisse. Diod D_{AK} hoiab transistori baasivoolu väärtusel $i_B \approx 1,5 i_C/B$.



Joonis 2.27. Baasivoolu automaatreguleerimislülitis

Lülituse küllastusteguri täpseks arvutamiseks kasutatakse elektroonikaskeemide analüüsi programme, näiteks PSpice või EWB. Skeemi puuduseks on see et suur osa voolust I_C peab voolama läbi “antiküllastusdiodi” D_B , mis suurendab juhtimisvõimsust ja vähendab kasutegurit.

Täiustatud baasivoolu automaatreguleerimislülitis on kujutatud joonisel 2.28. Selles lülituses võtab transistori T_2 baas-emitter ahel üle diodi D_B funktsiooni (vt. joonis 2.27.). Kui lüliti S abil antakse punkti A tugipinge, siis voolab baasivool läbi pnp-transistori T_4 . (Diodid D_1 ja D_2 moodustavad antiküllastusahela transistorile T_4 .) See vool avab transistori T_2 ja sulgeb transistori T_3 ; T_1 avaneb. Takistiga R paralleelse kiirenduskondensaatori C kaudu suurendatakse baasivoolu avamisfrondi jooksul. Kui lüliti S avatakse, siis sulgub T_4 ja seega ka T_2 . T_3 avaneb ja toidab transistori T_1 väljalülitumise viite ja voolu vähenemise aja jooksul negatiivse baasivooluga. Lüliti S on näiteks mingi loogikalülituse element.



Joonis 2.28. Täiustatud baasivoolu automaatreguleerimislülitis

Kaitseahelad suurtel lülitussagedustel

Suurtel sagedustel tuleb võtta kasutusele abinõud transistori lülituskaovõimsuse vähendamiseks (snubberid).

Kaoenergia transistori avamisel:

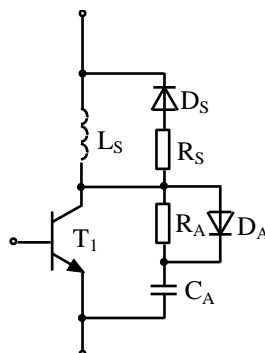
$$W_{sl} = \int_0^{t_d+t_r} u_{CE}(t) \cdot i_E(t) dt. \quad (2.14)$$

Kollektori ja emitteri vaheline pinge U_{CE} kiire vähenemise võib saavutada juhtlülituse abil (kiirenduskondensaator suurendab baasivoolu kasvamiskiirust). Selleks, et avamiskaod väheneksid, vähendatakse emitterivoolu i_E kasvamiskiirust väikese induktiivsusega avamisdrosseliga $L_S=1 \dots 10 \mu\text{H}$.

Kaoenergia transistori sulgemisel:

$$W_{vl} = \int_0^{t_s+t_f} u_{CE}(t) \cdot i_E(t) dt. \quad (2.15)$$

Emitterivoolu $i_E(t)$ kiireks vähendamiseks, lisatakse induktiivsusele L_S vabavooluring diodiga D_S ja takistiga R_S (joonis 2.29). Peale selle vähendatakse pinge $u_{CE}(t)$ kasvamiskiirust transistori kollektor-emitter-ahelaga paralleelselt ühendatava kondensaatoriga C_A . Selleks, et laetud kondensaator transistori järgmisel avamisel ei tekitaks suurt vooluimpulssi, mis võiks lülituskadusid suurendada,



lülitatakse kondensaatoriga järjestikku takisti R_A , mis väljalülitamisel sillatakse diodiga D_A .

Joonis 2.29. Transistori koormuse vähendamise lülitus

Lülituse ajakonstantide valikuga tagatakse, et

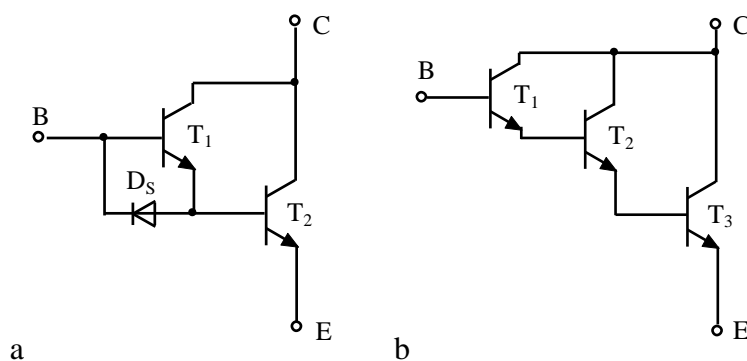
- induktiivsus L_S oleks enne transistori avamist alati vooluta, muidu võib jääkvool väga kiiresti kommuteeruda transistori vabavooluringi ja suurendada kadusid;
- kondensaator C_A oleks enne väljalülitamist alati pingevaba, sest muidu kasvab pinge transistoril väga kiiresti võrdseks kondensaatori jääkpingega.

Jõu-bipolaartransistoride olulisemad kataloogiandmed

- I_{Cmax} suurim kestvalt lubatav kollektorivool
 V_{CES} suurim lubatav kollektori ja emitteri vaheline pinge, kui baas on ühendatud emitteriga
 V_{CEOsus} suurim lubatav kollektori ja emitteri vaheline pinge, kui baasiühendus on katkestatud
 V_{CEsat} kollektori ja emitteri vaheline pinge küllastusolekus kindlal kollektorivoolu väärtusel
 h_{21E} transistori vooluvõimendustegur
 h_{FE} \odot B
 P_{Cmax} , suurim kestvalt lubatav kaovõimsus
 P_{tot}
 R_{thjc} soojustakistus pn-siirde ja transistori kere jahutus-kontaktpinna vahel
 t_s sulgemisviivitus (*storage time*)
 t_f voolu kahanemiskestus sulgumisel (*fall time*)
 t_{on} avamise kestus (*turn-on time*)

2.3.2 Jõu-liittransistor (MD)

Jõu-bipolaartransistoride madala vooluvõimendusteguri suurendamiseks kasutatakse liittransistore ehk darlingtoni, mis koosnevad kahest, kolmest või enamast transistorist. Valmistatakse ka monoliitseid jõu-liittransistore ehk MD-transistore (*monolithic darlington*). Kaks võimalikku jõu-liittransistori lülitust on kujutatud joonisel 2.30.



Joonis 2.30. Jõu-liittransistori lülitusi: a) kahe transistoriga, b) kolme transistoriga

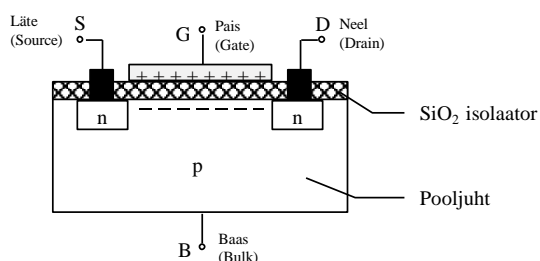
Jõu-liittransistoride dünaamilised omadused on võrreldes üksiku transistoriga veidi halvemad ja vooluvõimendustegur langeb koormusvoolu kasvades. Lisaks pole transistori kiiremaks sulgemiseks võimalik muuta baasivoolu negatiivseks. Selle puuduse saab kõrvaldada kasutades nn. kiirendusdiiodi D_S nagu kujutatud joonisel 2.30, a.

Jõu-liittransistore valmistatakse pingetele kuni 1400 V ja vooludele mitusada amprit [13]. Uutes seadmetes kasutatakse liittransistoride asemel enamasti IGBT-transistore või GTO-türistore. Seetõttu jõu-liittransistoride tähtsus väheneb.

2.3.3 Jõu-väljatransistor (MOSFET)

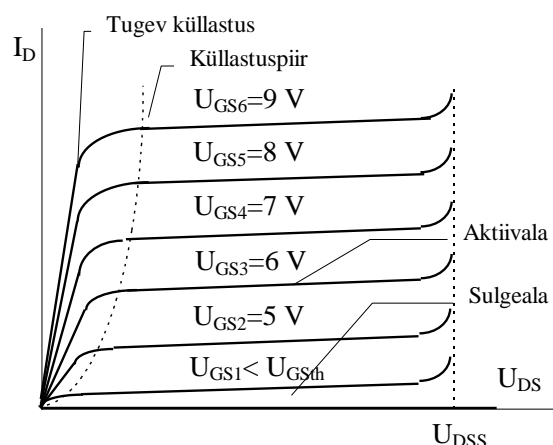
Ehitus ja tööpõhimõte

Väljatransistorid on nn. unipolaartransistorid, kuna voolu juhivad ainult üht liiki laengukandjad, näiteks elektronid. Transistori n-legeeritud kihtides on elektronid enamuslaengukandjad, p-legeeritud kihtides mõjutatakse elektrone elektriväljaga. Sellest tuleneb ka nimetus väljatransistor (FET *field effect transistor*). Lühend MOS tuleneb transistori ehituse kihtide järjestusest: metall, oksiid, pooljuht (*metal oxid semiconductor*). MOSFET-transistori ehitus on kujutatud joonisel 2.31.



Joonis 2.31. Indutseeritud n-kanaliga MOSFET-transistori põhimõtteline ehitus

Kihid toimivad nagu kondensaator, kusjuures paisu (*gate*) metall ja p-legeeritud pooljuht vastavad kondensaatori plaatidele ning SiO_2 isolaator dielektrikule. Kui paisu G ja baasi B vahele rakendada positiivne pinge U_{GB} , siis kondensaatori plaadid laaduvad, st. paisupoolsel baasi pinnal tekib negatiivsete laengukandjatega rikastatud kiht. Seda laengukandjate kihti nimetatakse n-kanaliks või inversioonikihiks, mille ulatus baasis sõltub pinge U_{GB} suurusel.

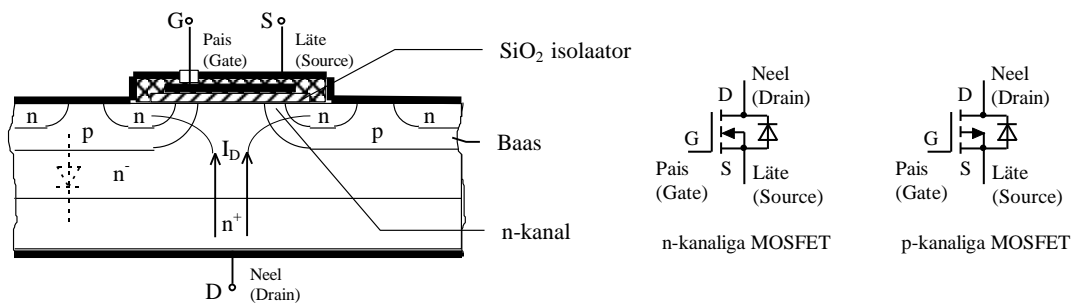


Joonis 2.32. MOSFET-jõutransistori

Kui neelu D (*drain*) ja lätte S (*source*) vahele rakendada pinge U_{DS} , siis liiguvad negatiivsed laengukandjad horisontaalselt elektrivälja suunas ja ujutavad suletud pn-siirde üle. Seejuures võib U_{DS} joonisel 2.3 kujutatud sümmeetrilise ehituse korral olla nii positiivne kui negatiivne. Vool I_D , mis võib neelu ja lätte vahel voolata, on seda suurem, mida sügavamale baasi kanal ulatub. See vool on juhitud pingega U_{GB} . MOSFET-transistori tüüpilised väljundtunnusjooned tunnusjooned on kujutatud joonisel 2.32.

tüüpiline väljundkarakteristik

Jõu-MOSFETi struktuur erineb joonisel 2.31. toodust. Neil on sümmeetriline struktuur ning nad koosnevad paljudest rööplülites rakkudest, kus voolusuund on vertikaalne. Jõu-MOSFETi struktuuri näide on joonisel 2.33. Selline mittesümmeetriline MOSFET töötab ainult positiivsel pingel U_{DS} , sest vastasel korral päripingestub pn-siire lätte S ja neelu D vahel. Seega ei talu MOSFET-transistor vastupinget (lättelt neelule), mis enamiku jõuelektroonika rakenduste puhul pole ka vajalik. Alalispingemuundurite ja pingevaheldite korral on juhtivus vastassuunas tingimata vajalik. Seetõttu on selline ehitus väga otstarbekas. Vastudiod teostatakse MOSFETi valmistamisel sageli samas kristallis kiiretoimelise lülitusdiodina.



Joonis 2.33. Jõu-MOSFETi kristallisegment (vasakul) ja tingmärgid (paremal)

Eraldi väljatoodud baasiklemm puudub. Juhtimine toimub seega pingega U_{GB} asemel pingega U_{GS} , mis mõjutab suure hulga rööpsete n-kanalite juhtivust. Vool kulgeb läteelektroodi lähedal ja paisu G elektroodide all horisontaalselt, neelu D lähedal aga vertikaalselt.

Suur lubatav päripinge saavutatakse nõrgalt legeeritud n⁻ - kihiga. Suurel pingel laieneb ruumilaeng sellesse kihti vähendades elektrivälja tugevust pooljuhis. Nõrgalt legeeritud kihi suurem takistus kompenseeritakse suure arvu kanalite rööpühendusega. Paremate MOSFET-transistoride kanalitakistus R_{DS} on mõne mΩ suurusjärgus. Transistoride kanalitakistus on lubatava päripingega seotud järgnevalt [13]:

$$R_{DSon} \sim U_{DSmax}^{2,5}. \quad (2.16)$$

Pingetel kuni 100 V on kanalitakistus võrreldav teiste juhitavate pooljuhtide vastava parameetriga, kuid suurematel lubatavatel pingetel osutub kanalitakistus palju suuremaks. Näiteks 1000 V MOSFETi kanalitakistus on juba 0,5 Ω suurusjärgus [25], mis on mitu korda suurem kui näiteks vastavatel IGBT-transistoridel [25]. Samapalju on suuremad ka kaod juhtivas olekus. Kadu juhtivas olekus:

$$P = I_{DM}^2 R_{DSon}. \quad (2.17)$$

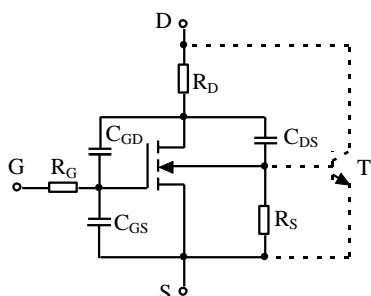
Seetõttu kasutatakse MOSFET-jõutransistore kõrgetel pingetel ainult siis, kui nõutav on väga suur lülitussagedus.

Üheks MOSFET-jõutransistoride omapäraks on kanalitakistuse positiivne temperatuuritegur, mis parandab nende paralleeltöö stabiilsust ja ülekoormuskindlust. Nende SOA-diagramm on lähedane nelinurgale ja seetõttu on ka tarvidus RC-ahelate (snubberite) järele väiksem.

Väikseid RC-ahelaid kasutatakse ainult MOSFET-jõutransistoride kaitseks liigpingete ja pingeresonantside eest induktiivsete ahelate väljalülitamisel. RC-ahelaid kasutatakse ka kõrgetel lülitussagedustel transistori koormuse vähendamiseks.

Dünaamilised omadused

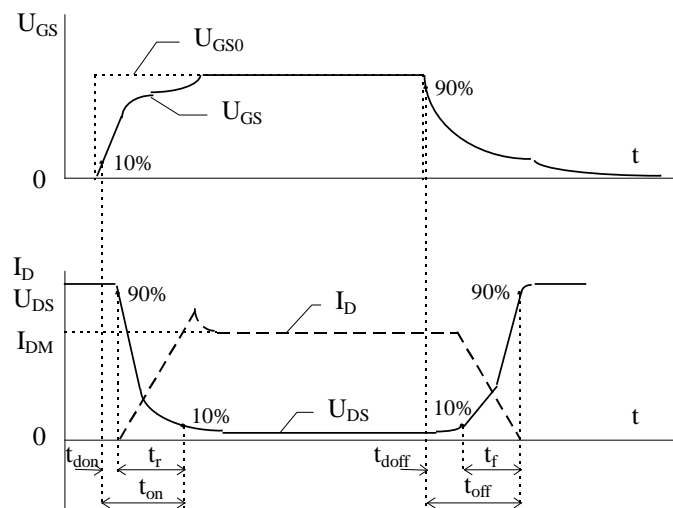
MOSFET-jõutransistorid on kõigist juhitavatest jõupooljuhtidest kiiretoimelisimad - lülitusajad on 100-300 ns piires, kuna neis ei esine nn. laengusalvestusefekti ehk ülemäärasteid vähemuslaengukandjaid, mida tuleks avamisel ja sulgemisel ümber paigutada nagu bipolaartransistoris või türistoris. Paisu mahtvused tuleb siiski ümber laadida. MOSFET-transistori lihtsustatud aseseem on toodud joonisel 2.34.



Joonis 2.34. MOSFET-transistori lihtsustatud aseseem [13]

Kõige rohkem mõjutab transistori dünaamilisi omadusi paisu ja neelu vaheline mahtuvus C_{GD} ja paisu takistus R_G , sest avamisel ja sulgemisel laaditakse mahtvused C_{GD} ja C_{GS} läbi paisutakistuse R_G ja juhtsignaali allika sisetakistuse ringi. Paisu ja neelu vaheline mahtuvus C_{GD} ehk Milleri mahtuvus sõltub pingest U_{DS} . Suuremale pingele U_{DS} vastab väiksem mahtuvus.

MOSFET-transistori pingete ja voolude tüüpilised diagrammid avamisel ja sulgemisel on kujutatud joonisel 2.35 [25].



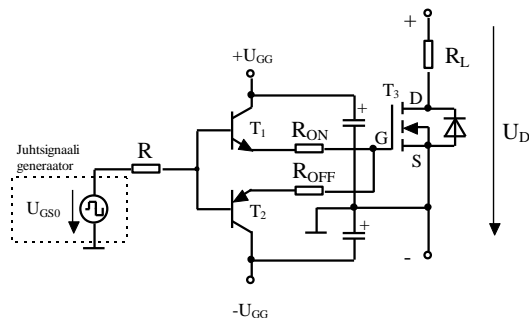
Joonis 2.35. MOSFET-jõutransistori pingete ja voolude tüüpilised diagrammid avamisel ja sulgemisel

N-kanaliga MOSFET-transistori avamiseks rakendatakse paisule läte suhtes positiivne järsu esifronidiga juhtpinge U_{GS0} . Juhtahela sisetakistuse ja MOSFETi paisu mahtvuste tõttu tõuseb tegelik paisupinge U_{GS} aeglasemalt. Pärast avamisviivituse t_{don} möödumist hakkab neeluvool I_D kasvama ja läte-neel-pinge U_{DS} kahanema.

MOSFET-transistori sulgemiseks muudetakse paisupinge U_{GS0} järele nulliks.

Juhtlülitus

MOSFET-transistori lihtsustatud juhtlülitus on joonisel 2.36.



Joonis 2.36. MOSFET-transistori lihtsustatud juhtlülitus

Juhtlülitus teostatakse võimalikult väikse sisetakistusega, sest siis laaduvad transistori mahtuvused kiiremini ja vähenevad lülituskaod. Väljalülitumise kiirendamiseks võib paisu lühiajaliselt ühendada läte suhtes negatiivse potentsiaaliga. Takistused R_{ON} ja R_{OFF} valitakse paarikümne oomi suurusjärgus. Konkreetset soovitud R_{ON} ja R_{OFF} valikuks antakse kataloogis.

Soovitav on kasutada valmis integraalseid juhtlülitisi (draivereid). Toodetakse ka sisseehitatud juhtlülitusega jõu-MOSFETe.

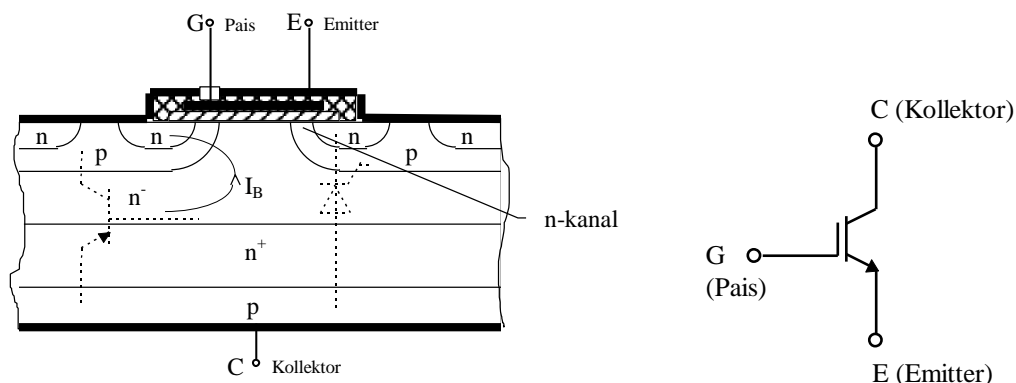
MOSFET-transistoride olulisemad kataloogiandmed

V_{DSS}	suurim lubatav neelu ja läte vaheline pinge,
I_D	kestvalt lubatav neelu alalisvool,
R_{DSon}	kanalitakistus ehk neelu ja läte vaheline takistus avatud olekus,
P_D	lubatav kaovõimsus,
R_{thjc}	soojustakistus siirde ja transistori kesta jahuti kontaktpinna vahel,
t_{don}	avamisviivitus,
t_{doff}	sulgemisviivitus,
t_r	voolu kasvamise kestus avamisel,
t_f	voolu kahanemise kestus sulgemisel,
C_{iss}	sisendmahtuvus.

2.3.4 Isoleeritud paisuga bipolaartransistor (IGBT)

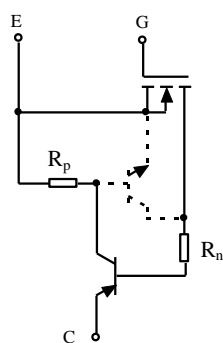
Isoleeritud paisuga bipolaar- ehk IGBT-transistor (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ühendab bipolaar- ja väljatransistori positiivsed omadused. Tal on madal küllastuspinge ja väikesed kaod juhtivas olekus ning ta on pingega juhitud. IGBT-transistore toodetakse tänapäeval vooludele kuni 0,8 kA ja pingetele kuni 1,8 kV. Lühise suhtes on IGBT vähem tundlik kui bipolaartransistor. Sarnaselt MOSFETiga on ta väga kiire jõupooljuht, sest viivitused avamisel ja sulgemisel on väikesed. Maksimaalne lülitussagedus ulatub 50 kHz-ni. Põhilisteks rakendusteks on autonoomsed vaheldid, resonantsvaheldid ja alalispingemuundurid. Pingetel üle 600 V ja sagedustel kuni 20 kHz on IGBT-transistorid tänapäeval MOSFET-jõutransistorid peaaegu kõikjalt välja tõrjunud.

IGBT-transistori struktuuri näide ja tingmärk on kujutatud joonisel 2.37. IGBT struktuur on sarnane MOSFET-jõutransistori struktuuriga (joonis 2.33). Ta koosneb samuti paljudest rööbiti ühendatud rakkudest. IGBT struktuur saadakse, kui MOSFETi struktuurile lisatakse p-juhtivusega kiht. Selle tulemusel tekib lisa-pnp-transistor, mis vähendab transistori takistust juhtivas olekus. IGBT struktuuris pole enam vastudiodi nagu MOSFETil. IGBT on seetõttu võimeline taluma ka vastupinget.



Joonis 2.37. IGBT-transistori pooljuhi kristallisegmendi ehitus ja tingmärk

Väiksem takistus avatud olekus saavutatakse sellega, et vool, mis voolab läbi rööpsete n-kanalite, ei lähe otse neeluelektroodile, vaid toimib nagu pnp-transistori baasivool. Seejuures pole võimendus määratud mitte ainult tekkinud pnp-transistori vooluvõimendusteguriga, vaid ka n-kihi juhtivuse suurenemisega elektron-auk-plasma mõjul. IGBT-transistori transistor-aseskeemil (joonis 2.38) vastab sellele takistuse R_n vähenemine.



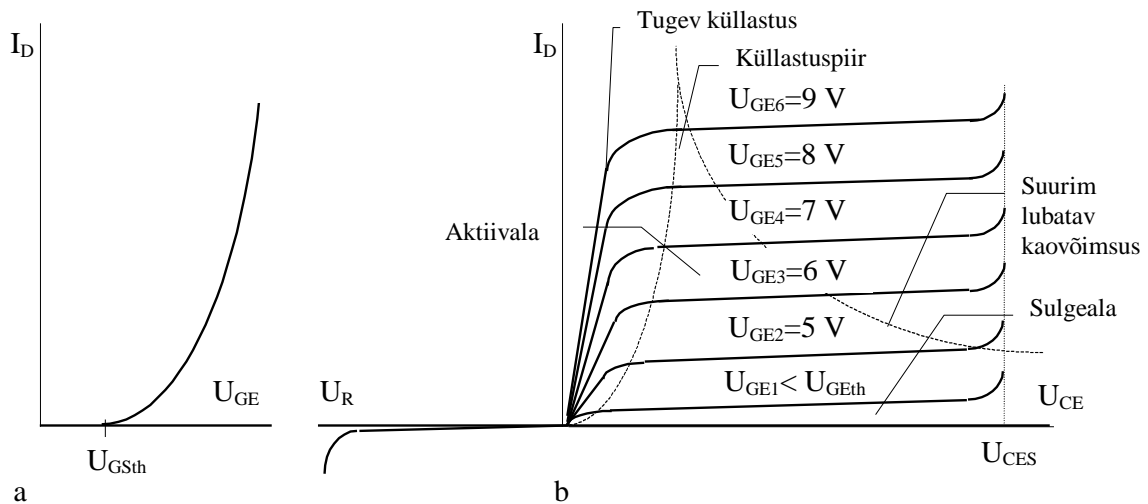
Joonis 2.38. IGBT-transistori transistor-aseskeem

IGBT-transistor on loodud ja optimeeritud töötamiseks lülitirežiimis ja ta ei sobi lineaarsetesse võimenditesse, kuna väljundtunnusjoone tõus aktiivalas sõltub liiga tugevalt temperatuurist.

IGBT neljakihiline struktuur sisaldab parasiitset türistori, mis võib teatud ebasoodsatel tingimustel (nt. tugev voolutõuge) sisse lülituda ehk lukustuda (*latchup*) ja transistor muutub mittejuhitavaks. Sellises režiimis on transistori kaovõimsus lubamatult suur ning transistor võib rikneda.

Ainuke võimalus parasiittüristori sulgemiseks on voolu vähendamine nii nagu hariliku türistori korral. Parasiittüristori mõju välditakse transistori struktuuri ja geomeetria sobiva valikuga. Kaasaegsetel IGBTdel seda probleemi enam ei esine.

IGBT-transistori sisend- ja väljundkarakteristikud on kujutatud joonisel 2.39.



Joonis 2.39. IGBT-transistori a) sisendkarakteristik ja b) väljundkarakteristikud

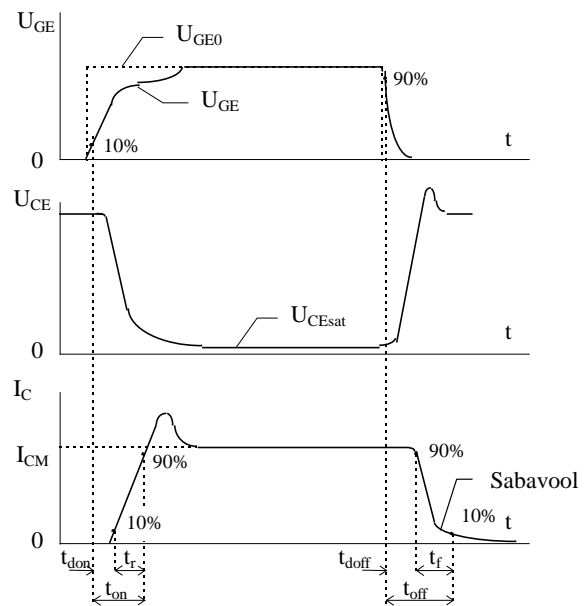
IGBT-transistori tunnusjooned on sarnased MOSFET-transistori tunnusjoontega, kuid mõned IGBT-transistoride tüübid on võimelised taluma ka vastupinget.

Dünaamilised omadused

IGBT-transistori siirdeprotsessid avamisel ja sulgemisel on kujutatud joonisel 2.40.

Siirdeprotsesside kiirus sõltub põhiliselt transistori sisemistest mahtuvustest, parasitinduktiivsustest ja tüürahela sisetakistusest. Siirdeprotsessid sõltuvad väga tugevasti ka lülituse parameetritest.

IGBT avamiseks rakendatakse paisule emitteri suhtes positiivne järsu frondiga juhtpinge U_{GE0} . Juhtahela sisetakistuse ja IGBT paisu ja emitteri mahtuvuste tõttu tõuseb tegelik paisupinge U_{GE} aeglasemalt. Kui U_{GE} ületab lävipinge U_{GEth} , siis hakkab tekkima kollektorivool I_C . Ajavahemikku, mis kulub hetkest, kui U_{GE} saavutab 10 % oma lõppväärtusest kuni hetkeni, mil I_C on suurenenud 10 %-ni lõppväärtusest, nimetatakse avamisviivituseks t_{don} .



Joonis 2.40. IGBT-transistori siirdeprotsessid avamisel ja sulgemisel

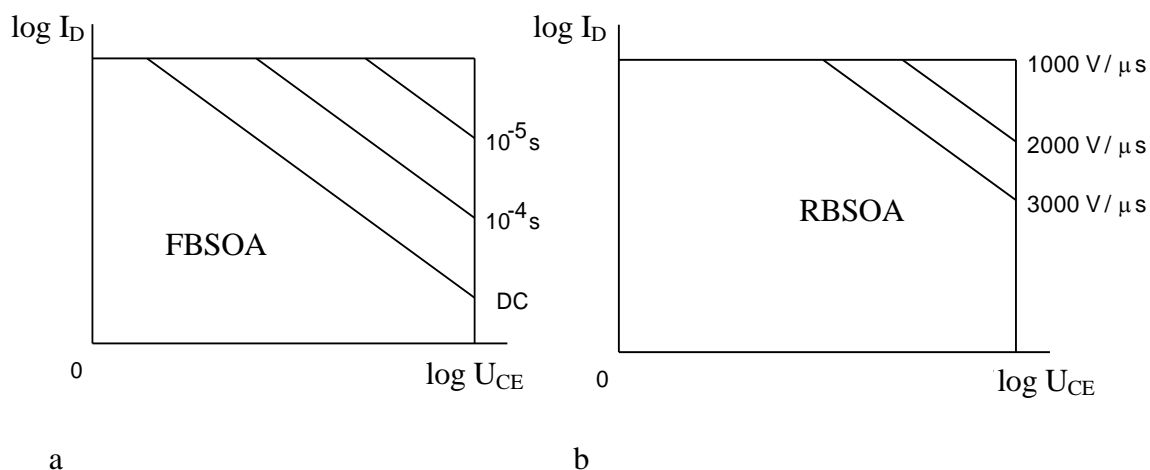
Järgmist ajavahemikku kuni kollektorivoolu suurenemiseni 90 %-ni lõppväärtusest nimetatakse voolu kasvamisestuseks t_r . Selle ajavahemiku jooksul tekib suurem osa avamiskaost. Selleks, et kaovõimsus oleks väike, tuleb juhtahela takistust vähendada. Avamise viivituse t_{don} ja voolu kasvamisestuse t_r summat nimetatakse avamiskestuseks t_{on} . Kollektorivoolu ülevõnge avamisel on tingitud vastudiodi vastuvoolust.

IGBT sulgemiseks muudetakse juhtpinge U_{GE0} järsult nulliks. U_{GE0} võib muuta ka negatiivseks, kuid see sulgemist enam oluliselt ei kiirenda. Palju tähtsam on juhtahela väike takistus. Kollektorivool I_C hakkab vähenema pärast sulgumisviivituse t_{doff} möödumist. Järgnevalt väheneb I_C voolu kahanemiskestuse t_f jooksul. Sulgumisviivituse t_{doff} ja voolu kahanemiskestuse t_f summat nimetatakse sulgumiskestuseks t_{off} . Kollektori p-kihist sisenevad augud vähendavad IGBT takistust avatud olekus MOSFET-transistoriga võrreldes. Sulgumisel peavad need laengud transistorist väljuma ja rekombineeruma. Seetõttu ei muutu I_C peale IGBT sulgemist kohe nulliks, vaid säilib nn. sabavool (*tail current*) nagu GTO-türistorilgi. Sabavool tekitab täiendavaid kadusid ja ta on seda suurem, mida madalam on IGBT küllaspinge. Sabavool sõltub ka temperatuurist.

Lülituskadude vähendamise seisukohalt soovitakse sulgemisel kollektorivoolu võimalikult kiiresti vähendada. Koormuse induktiivsuse ja parasiitinduktiivsuste tõttu võib voolu liiga järsul vähenemisel tekkida transistoril ohtlikult suur pinge, mis võib transistori läbi põletada. Selle vältimiseks kasutatakse induktiivse koormusega rööpseid vabavooludioode, mis võtavad sulgemisel induktiivse voolu enda kanda, või kasutatakse RC-ahelaid. IGBT-transistor ei vaja üldjuhul dünaamiliste koormuste vähendamiseks RC-ahelaid, kuid neid võidakse mõnikord siiski kasutada (vt. joonis 2.29).

Ohutu tööala (SOA)

IGBT ohutud tööalad päri- ja vastupingel on esitatud joonisel 2.41. Voolude ja pingete piirkond, kus IGBT-transistori tohib kasutada, sõltub transistori kollektori kaovõimsusest ning ajast mille jooksul see võimsus toimib.

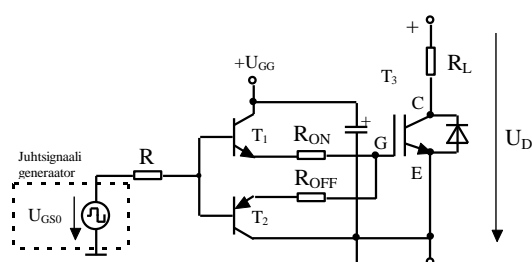


Joonis 2.41. IGBT ohutud tööalad [20]: a) päripingel (FBSOA - *forward biased safe operating area*) ja b) vastupingel (RBSOA - *reverse biased safe operating area*)

Päripingel (vt. joonis 2.41, a) sõltub SOA (*safe operating area*) suurus voolu toime kestusest, st. kas transistori läbib alalisvool (DC), või etteantud kestusega vooluimpulss. Vastupingel (sulgemisel) (vt. joonis 2.41, b) sõltub SOA suurus vastupinge kasvamiskiirusest.

Juhtlülitus

IGBT-transistori lihtsustatud juhtlülitus on kujutatud joonisel 2.42.



Joonis 2.42. IGBT-transistori lihtsustatud juhtlülitus

Tüürahela sisetakistus püütakse teostada võimalikult väike. See vähendab mahtuvuste laadumisaegu ja lülituskadusid. Takistused R_{ON} ja R_{OFF} valitakse paarikümne oomi suurusjärgus. Konkreetsete soovitusel R_{ON} ja R_{OFF} optimaalsete väärtuste valikuks antakse transistori kataloogis.

IGBT siirdeprotsessid sõltuvad otseselt R_{ON} ja R_{OFF} väärtustest ja on nendega küllalt täpselt määratud. Ka muunduri poolt tekitatavaid elektromagnetilisi häireid saab R_{ON} ja R_{OFF} sobiva valikuga vähendada.

IGBT pais on samuti kui MOSFETil väga tundlik liigpingete suhtes. U_{GE} ei tohi mingil juhul ka mitte lühiajaliselt ületada suurimat lubatavat väärtust, milleks on enamasti ca 20 V. Paisu kaitstakse liigpingete eest kas stabilitronide või varistoridega, mis ühendatakse paisu ja emitteri vahele.

Soovitav on kasutada valmis integraalseid juhtlülitusi (draivereid), mis tagavad siirdeprotsesside parema kvaliteedi, eraldavad galvaaniliselt jõu- ja juhtahelad, kaitsevad lühise ja liigvoolu eest, blokeerivad transistore vastastikku jne. Toodetakse ka sisseehitatud draiveritega jõutransistore ja -mooduleid.

IGBT-transistoride olulisemad kataloogiandmed

V_{CES}	suurim lubatav kollektori ja emitteri vaheline pinge,
I_C	kestvalt lubatav neelu alalisvool,
P_{TOT}	lubatav kaovõimsus,
V_{CESat}	küllastuspinge,
V_{GES}	paisu ja emitteri vaheline suurim lubatav pinge,
V_{GEth}	lävipinge,
R_{thjc}	soojustakistus siirde ja transistori kere kontaktpinna vahel,
t_{don}	avamisviivitus,
t_{doff}	sulgemisviivitus,
t_r	voolu kasvamiskestus avamisel,
t_f	voolu kahanemiskestus sulgemisel,
C_{iss}	sisendmahtuvus.

2.4 Juhitavate jõupooljuhtide võrdlus

Levinumate juhitud jõupooljuhtseadmete tähtsamad näitajad on toodud tabelis 2.1.

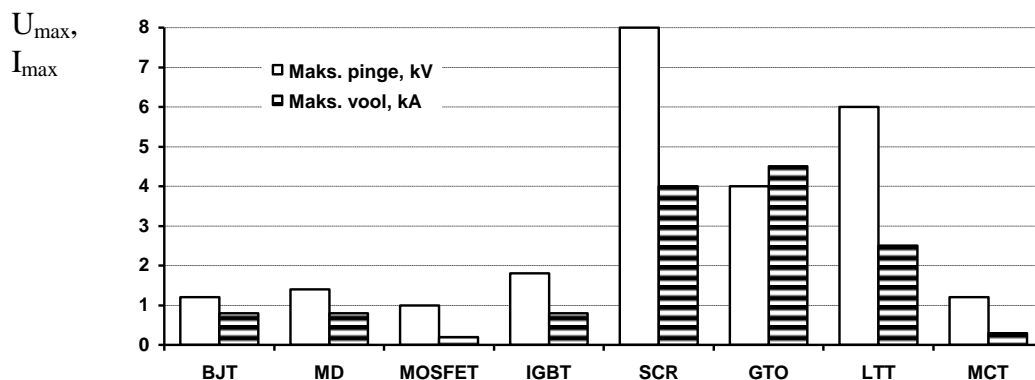
Tabel 2.1. Erinevate juhitud jõupooljuhtide võrdlus [13][14]

Suurus	Jõutransistorid*				Türistorid*			
	BJT	MD	MOSFET	IGBT	SCR	GTO	LTT	MCT
Juhtimise liik	vool	vool	pinge	pinge	vool	vool	valgus	pinge
Blokeer-pinge	asümmeetriline	asümm.	asümm.	asümm. või süm.	sümm. või asümm.	sümm. või asümm.	sümm.	asümm.
Liigvoolutaluvus	väike	väike	keskmine	keskmine	suur	keskmine	suur	suur
Lülituskadu	keskmine	keskmine	väike	väike	suur	keskmine	suur	väike
Pingelang juhtivas olekus, V	0,3-2,5	0,3-2,5	$R_{DSon} = 10 - 500 \text{ m}\Omega$	2,5 - 4	1 - 2,5	2,5 - 4	1 - 2,5	1 - 2,5
Maks. pinge, kV	1,2	1,4	1,0	1,8	8,0	4,0	6,0	1,2
Maks. vool, kA	0,8	0,8	0,2	0,8	4,0	4,5	2,5	0,3
Maks. lülitussagedus, kHz	20	5	200	50	1	2	1	20
Sisselülitamise, μs	2	2	0,1	0,9	5	4	5	1
Väljalülitamiskestus, μs	5	(10)	0,3	1,5	300	10	400	2

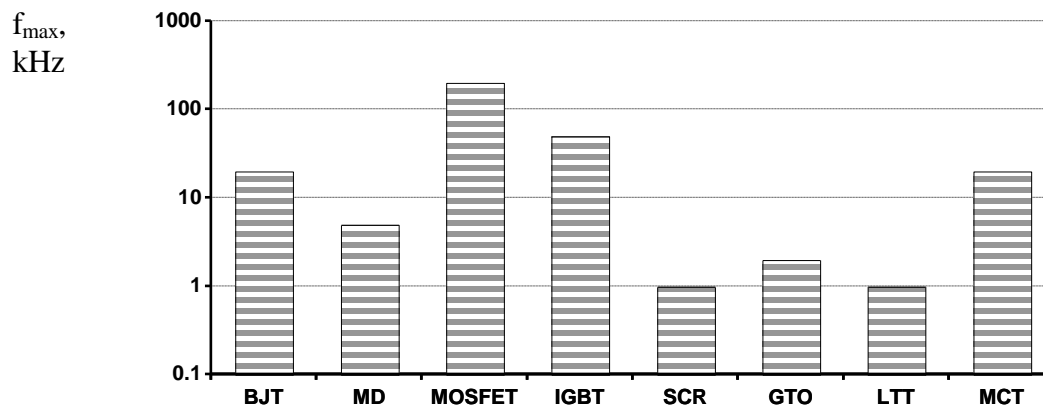
* Lühendite seletus:

- BJT *Bipolar Junction Transistor* - jõu-bipolaartransistor;
- MD *Monolithic Darlington* - jõu-liittransistor;
- MOSFET *Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor* - metall-oksiid-pooljuht väljatransistor;
- IGBT *Insulated Gate Bipolar Transistor* - isoleeritud paisuga bipolaartransistor;
- SCR *Silicon Controlled Rectifier* - üheoperatsiooniline räinitüristor;
- GTO *Gate Turn Off Thyristor* - suletav türistor;
- LTT *Light Triggered Thyristor* - valgusega tüüritav türistor;
- MCT *MOS-Controlled Thyristor* - pingega tüüritav türistor.

Erinevate jõupooljuhtide suurimate lubatavate pingete, voolude ja lülitussageduste piirid 1996 a. seisuga on kujutatud joonistel 2.43 ja 2.44.



Joonis 2.43. Erinevate jõupooljuhtide lubatavate pingete ja voolude piirid 1996 a.



Joonis 2.44. Erinevate jõupooljuhtide maksimaalne lülitussagedus

Jõupooljuhtide arengutendentsidest

Jõutransistorid

- **Jõu-bipolaartransistoride (BJT)** võimsused ja karakteristikud on viimasel ajal paranenud ja nende populaarsus on suurenenud. Struktuuri topoloogia ja tehnoloogia areng võimaldavad üha kõrgemat lülitussagedust (kuni 20 kHz), suuremaid voole (kuni 1 kA) ja pingeid (kuni 1 kV).
- **Jõu-väljatransistorid (MOSFET)** on teiste jõupooljuhtidega võrreldes väga kiiretoimelised. Väikese sisselülituskestuse tõttu on lülituskaod äärmiselt väikesed, kuid kaod juhtivas olekus on suured. Alates 400 V eelistatakse siiski IGBT-transistore ja bipolaartransistore. Jõu-väljatransistore kasutatakse peamiselt vaheldites ja pulsilaiusmuundurites vahelduv- ja alalisvoolumootorite kiiruse juhtimiseks, induktsioonkuumutuse ja toiteseadmete kõrgsagedusgeneraatorites, ultraheligenaatorites jne. 2000. aastaks ennustatakse lülitussageduste kasvu 1 MHz-ni.
- **Isoleeritud paisuga bipolaartransistor (IGBT)** on üks kõige perspektiivsemaid jõupooljuhte, mis vastavad hästi tööstusseadmete nõudmistele. Turule ilmuvad uued üha kiiremad ja võimsamad IGBT-d. Neid on saadaval pingetele kuni 1800 V ja vooludele 5 - 800 A. IGBT-d vahetavad arvatavasti lähemal ajal välja kõik Darlingtonlülituses BJT-d ja MD-d. IGBT-transistoride juhtlülitused on lihtsamad ja kompaktsemad, mis võimaldab vähendada seadmete maksumust. IGBT-sid kasutatakse väga laialdaselt madalpingelistes sagedusmuundurites, vaheldites, pulsilaiusmuundurites, elektroonilistes kaitselülitites, katkematu toite allikates jm.

Jõutüristorid

Jõutüristorid võimaldavad suurimaid voolutihedusi, suurimad liigvoolu väärtusi ilma seadme kahjustumiseta. Türistorid ei võimalda suuri lülitussagedusi. Neid kasutatakse eekõige väga suurtes jõumuundurites (kuni kümned MW), näiteks kõrgepingelises alalisvooluülekanandes. Türistore kasutatakse laialdaselt võrguga sünkroniseeritud muundurites.

- **Üheoperatsiooniline türistor (SCR)** on vanim osaliselt juhitud jõupooljuht, mis võimaldab suurimaid pinget ja voolu väärtusi. Nende kasutusala jäävad põhiliselt tööstusagedusel töötavad võrguga sünkroniseeritud muundurid ja väga suure võimsusega (mitmed MW) ja pingega (10 kV ja üle selle) muundurid. Tehnoloogia areng on tundvalt parandanud türistoride töökindlust ja elektrilisi omadusi. Tänapäeva võimsate türistoride areng on määratud põhiliselt kõrgepingelise alalisvooluülekanne vajadustega. Türistori kõik võimalused pole veel saavutatud. Näiteks on oodata lubatava pinget tõstmist kuni 10 kV-ni.
- **Valgusega juhitud türistor (LTT)** struktuur sarnaneb SCR-ga, kuid teda saab sisse lülitada valguse abil. Jõu- ja juhtahelad eraldatakse kiuoptilise kaabliga. LTT-sid kasutatakse põhiliselt kõrgepingelises alalisvooluülekanandes.
- **Suletav türistor (GTO)** on nõrgem seade kui üheoperatsiooniline türistor (SCR), kuid ta on täielikult juhitud. GTO ehitust ja tehnoloogiat täiustatakse kiiresti. Põhilised arengutendentsid on blokeerpinge, voolu ning töösageduse suurendamine. GTO sobib sellistesse rakendustesse, kus vajatakse täpsemat juhtimist, näiteks elektritransport. Keskmise võimsuse alas (kuni mõnisada kW) asendavad GTO-sid väga efektiivselt IGBT-transistorid.
- **Väljatransistor-juhtimisega türistor (MCT)** on selline türistor, mida saab lülitada sisse ja välja väikese pingepulsiga MOS-paisule. MOS-paisuga bipolaarstruktuure kasutatakse peamiselt kõrgepingelistes, kuid madala töösagedusega rakendustes. MCT-d on juba saadaval.

Jõupooljuhtide areng suundub suuremate voolude, pingete ja töösageduste suunas. MOS-paisuga tüüritavad seadmed arenevad koos mikroelektroonika tehnoloogiaga. Samuti arenevad seadmete korpused, nende mõõtmed, mehaaniline tugevus, soojusjuhtivus ja vastupanuvõime lühise toimele. Kõige perspektiivsemad jõupooljuhid on IGBT-transistorid ja MOS-paisuga MCT-türistorid või teised modifikatsioonid). Nende seadmete tehnoloogiline protsess on tavaline. Kumb tehnoloogia peale jääb, on raske ennustada.

Jõumoodulid

Enamus jõupooljuhte on saadaval ka nn. jõumoodulitena (PM - *power modul*), mis sisaldavad näiteks kahte, nelja või kuut jõupooljuhti, mis on omavahel sisemiselt ühendatud poolsilda, silda või kolmefaasilisse silda. Moodulisse võivad olla integreeritud kaitsedioidid ja osa juhtlülituse elemente.

Draiverid

Saadaval on jõupooljuhtide integraalsed juhtlülitused (draivereid), mis sisaldavad

- juht-, loogika- ja anduriskeeme (pinge-, voolu- ja temperatuuriandurid),
- kaitselülitusi (kaitsevad lühise, ülekuumenemise ja liigvoolu eest),
- blokeerivad transistore vastastikku,
- eraldavad jõu- ja juhtahelad galvaaniliselt,
- tagavad siirdeprotsesside vajaliku kvaliteedi.

Draiverid muudavad jõupooljuhtide kasutamise lihtsamaks, töökindlamaks ja lõppkokkuvõttes odavamaks.

Jõu-integraallülitused

Tänapäeval on saadaval laias valikus jõu-integraallülitusi (PIC - *power integral circuit*), mis muutuvad diskreetsete jõupooljuhtidega võrreldes üha konkurentsivõimelisemaks. Neid kasutatakse väikse ja keskmise võimsusega seadmetes. Ühtsesse korpusesse integreeritakse jõupooljuhid ja draiverid. Mõned tootjad nimetavad jõu-integraallülitusi ka intelligentseteks jõumooduliteks (IPM), kuigi tehisintellekti nad veel ei sisalda. Kasutusel on nii monoliit- kui hübriidtehnoloogia. Hübriid PIC-s on jõu- ja juhtahelad eraldatud. Monoliit-tehnoloogias ühendatakse jõu- ja juhtahelad ühisel kiibil. Lähitulevikus rakendatakse PIC-e peamiselt elektriajamites liikumiste juhtimiseks (nt. robotite juhtimine). Jõu-integraallülituste loomise peamiseks probleemideks on isolatsioon seadise kõrge- ja madalapingeliste osade vahel ning jahutus.

Perspektiivsed pooljuhtmaterjalid

Viimasel ajal on järjest rohkem suurenenud nõudmine paremate näitajatega pooljuhtide järgi. Uued jõupooljuhid peavad olema:

- suurema kasuteguriga,
- suurema lubatud töötemperatuuriga,
- suurema lülitussagedusega,
- võimalikult väikesed nii mõõtmetelt kui kaalult.

Neid nõudmisi ei saa täielikult rahuldada kasutades pooljuhtmaterjalina **räni (Si)**. Kasutusele võetakse teised pooljuhtmaterjalid [14].

Galliumarseniidil (GaAs) on suurem ionisatsioonenergia (ca 1,4 eV) kui ränil (ca 1,1 eV). See võimaldab töötada kõrgemal töötemperatuuril (kuni 400 °C) ja sagedusel (kuni 3 MHz). GaAs-seadmetel on suurem lubatav voolutihedus ja nad on 2 ... 3 korda väiksemad ja kergemad võrreldes analoogiliste räniseadmetega. GaAs tehnoloogia on kõrgelt arenenud. Kiireid galliumarseniid jõudioode ja -türistore toodetakse juba mitmeid aastaid. Galliumarseniidil on halvem soojusjuhtivus ja väiksem ionisatsioonenergia kui ränikarbiidil (SiC), mille tõttu on GaAs ränikarbiidist suure võimsusega ja kõrgetemperatuurilistes rakendustes siiski vähemsobivam.

Ränikarbiidi (SiC) tehnoloogia on viimase kümne aasta jooksul märkimisväärselt arenenud, kuid tehnoloogia ja tootmisprotsess ei ole veel täielikult optimeeritud. Oomilise kontakti eritakistused on 10 ... 100 korda suuremad kui ränil. Jõupooljuhtides tähendab see voolu piiranguid ja vajalikud on suured kontaktpinnad. Ränikarbiidi puuduseks pn-siirde suur päripingelang, mis on tingitud suhteliselt suurest ionisatsioonist. Ränikarbiid (SiC) on lähitulevikus siiski perspektiivikaim kõrgetemperatuuriliste jõupooljuhtseadmete pooljuhtmaterjal.

Süntetiiline teemant, mille ionisatsioonenergia on ca 5 eV, on kõige perspektiivsem materjal jõupooljuhtidele. Teemanti laengukandjatel on suur liikuvus, tal on suur soojusjuhtivus ja

kõrge läbilöögipinge, väiksed lekkevoolud ja väga kõrge lubatav töötemperatuur (kuni 800°C). Teemantit uuritakse kogu maailmas väga intensiivselt. Tema tööstuslikku kasutuselevõttu on oodata 21. sajandi esimesel kümnendil.

2.5 Jõupooljuhtide kaod, jahutus ja temperatuuri arvutus

Läbiva voolu mõjul tekib jõupooljuhil pingelang ja seega ka kaovõimsus, mis avaldub pooljuhtkristalli kuumenemisena. Selleks, et seadme temperatuur ei kasvaks lubatust kõrgemaks, tuleb soojust pidevalt ära juhtida ehk seadet jahutada. Temperatuur tõuseb eksponentsiaalselt ja stabiliseerub sellisel väärtusel, mille puhul siirdes tekkiv soojusvõimsus (kaovõimsus) ja jahuti poolt eemaldatav soojusvõimsus on võrdsed. Seejuures on kõige kuumem pn-siire, järgnevate osade nagu jõupooljuhi kontaktpindade ja jahutusradiaatori temperatuurid on madalamad, kuna kõik detailid omavad soojus- takistust ja tekitavad temperatuurilangu, s. t. ei juhi soojust ideaalselt.

2.5.1 Kaovõimsus

Jõupooljuhtide kaod liigitatakse juhtivuskadudeks ja lülituskadudeks. Juhtivuskaod tekivad jõupooljuhi voolujuhtivas olekus voolu ja päripingelangu mõjul. Vastuvoolude ja -pingete tekitatud kaod on tavaliselt väikesed. Lülituskadod tekkivad jõupooljuhi piiratud avanemis- ja sulgumiskiiruse tõttu ning pn-siiretes salvestunud laengute mõjul. Kaovõimsus on juhtivuskaod ja lülituskao summa.

Juhtivuskadu

Juhtivuskaovõimsuse hetkväärtus

$$p_{juh} = u_{juh} i, \quad (2.18)$$

kus

i voolu hetkväärtus,

u_{juh} pooljuhi päripingelang, mis leitakse kataloogist pinge-voolu tunnusjoonelt või väljundkarakteristikult. Jõudiodidel ja -türistoridel vastab sellele päripingelang u_F , jõutransistoridel küllastuspinge u_{CEsat} või kanalipinge u_{DS} .

Jõudiodi ja -türistori päripingelangu väärtuse saab ligikaudselt arvutada järgmise valemiga:

$$u_F = U_{F0} + i r_T, \quad (2.19)$$

kus

U_{F0} kanalipinge (tunnusjoone puutuja lõikepunkt pingeteljega U_{F0} väärtused on vahemikus 1 ... 2,5 V),

r_T diferentsiaaltakistus.

MOSFET-transistori kanalipinge

$$u_{DS} = i_D R_{DSon}. \quad (2.20)$$

Juhtivuskaovõimsuse keskvaartus on pooljuhi päripingelangu ja -voolu korrutise keskvaartus:

$$P_{juh} = \frac{1}{t} \int_0^t u_{juh} i dt = U_{juh} I_d, \quad (2.21)$$

kus t - vabalt valitud ajavahemik. Juhtivuskadude hulka kuuluvad ka juhtimiskaod (tüürvoolu või baasivoolu võimsus), mis aga on jõuahela kadudega võrreldes nii väikesed, et need võib arvest välja jätta.

Jõudiodi ja -türistori juhtivuskaovõimsuse keskvaartuse saab voolu keskvaartuse I_{AV} ja efektiivvaartuse I_{RMS} järgi arvutada järgmiselt [3]:

$$P_{juh} = U_{F0} I_{AV} + r_T I_{RMS}^2 = U_{F0} I_{AV} + r_T F^2 I_{AV}^2, \quad (2.22)$$

kus F on pärivoolu kujutegur:

$$F = \frac{I_{TRMS}}{I_{TAV}}. \quad (2.23)$$

Muundurite pooljuhte läbivad voolud on enamasti nelinurkimpulsside või siinuse poollainete kujulised. Nelinurkimpulsside korral voolu kujutegur

$$F = \sqrt{\frac{360^\circ}{\lambda}}, \quad (2.24)$$

kus λ - juhtivusnurk ehk pooljuhti läbiva vooluimpulsi kestus elektrilistes kraadides.

Siinuse poollaine kujulise voolu kujutegur $F = 1,57$.

Jõupooljuhi suletud olekus tekib kadu siirete vastuvoolude mõjul ehk kadu suletud olekus. See kadu on normaalsetes töörežiimides väga väike ja selle võib arvestamata jätta.

Lülituskadu

Lülituskaod tekivad jõupooljuhi sisse- ja väljalülitamisel piiratud avanemise ja sulgemise kiiruse tõttu ning pn-siiretes salvestunud laengute mõjul. Lülituskadu jaguneb avamis- ja sulgemiskaoks. Lülituskadude täpseks arvutamiseks on vaja täpselt teada pinge ja voolu diagramme jõupooljuhi avanemisel ja sulgemisel.

Sisselülitamise kaoenergia

$$W_{sl} = \int_0^{t_{sl}} u_{juh} i dt, \quad (2.25)$$

kus t_{sl} - avanemiskestus.

Sulgumise kaoenergia

$$W_{vl} = \int_0^{t_{vl}} u_{juh} idt, \quad (2.26)$$

kus t_{vl} - avanemiskestus.

Lülituskaoõimsus

$$P_{lül} = f(W_{sl} + W_{vl}), \quad (2.27)$$

kus f - lülitussagedus.

Tavaliselt kasutatakse kadude arvutamiseks pinge ja voolukõverate lineaarset lähendust, s. t. kõverad asendatakse sirglõikudega, mida on lihtsam integreerida. Levinumate impulsside kujudele vastavad lülitus-kaoenergiad on antud diagrammidena jõupooljuhtide kataloogides.

Jõutüristoridel ja -diodidel tekib avanemishetkel kadu siiretes salvestunud laengute tekitatud vastuvoolu impulsi mõjul:

$$P_{vl} = fU_R Q_f, \quad (2.28)$$

kus

U_R vastupinge,

f lülitussagedus,

Q_f jääklaeng, mis kantakse pooljuhist välja vastuvoolu kahanemise ajal, kui vastupinge on juba rakendunud:

$$Q_f = Q_{tr} - \frac{I_{RM}^2}{2(-di_F / dt)} = (0,25 - 0,5)Q_{tr}, \quad (2.29)$$

kus

I_{RM} vastuvoolu maksimaalväärtus,

Q_{tr} siirdes salvestunud laeng, mis vastab antud päriivoolu väärtusele.

Madalatel sagedustel nagu nt. võrgusagedus (50 Hz) moodustavad lülituskad kaovõimsusest ainult mõne protsendi ja need võib arvest välja jätta. Kui aga vool kasvab avanemishetkel kiiresti või lülitussagedus on suur, siis tuleb lülituskadudega tingimata arvestada. Lülituskadude täpne arvutus on keerukas, kuna arvestada tuleb voolu ja pinge kasvukiirustega lülitushetkel, mis sõltuvad tugevalt kaitseahelatest (snubberitest), skeemi (puiste)induktiivsustest ja (parasiit)mahtuvustest. Kaovõimsusi saab edukalt simuleerida arvutil.

Kaovõimsus

Kaovõimsus on juhtivuskaovõimsuse ja lülituskaovõimsuse summa:

$$P_{AV} = P_{juh} + P_{lül}. \quad (2.30)$$

Pooljuhi suurima kestvalt lubatava kaovõimsuse määrab siirde suurim lubatav temperatuur. Töötamise ajal ei tohi siirde temperatuur mistahes koormusvoolu väärtuse ega vooluimpulsside kuju korral seda väärtust isegi lühiajaliselt ega lokaalselt ületada.

Kaovõimsus P_{AV} ei tohi ületada pooljuhile lubatud väärtust, mis on määratav järgmiselt:

$$P_{AV} \leq P_{TOT} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{R_{thja}}, \quad (2.31)$$

kus

T_{jmax} siirde suurim lubatav temperatuur,
 T_{amb} jahutuskeskkonna (tav. õhk või vesi) temperatuur,
 R_{thja} soojustakistus siirde ja jahutuskeskkonna vahel.

2.5.2 Jahutus

Kõik jõupooljuhid vajavad jahutust, sest kaovõimsused on küllaltki suured ulatudes sadadesse vattidesse. Ideaalset pooljuhtlülitit, millel ei tekiks päripingelangusid ja mis lülituks lõpmatult lühikese aja jooksul, ei ole seni suudetud luua.

Jõupooljuhi jahutus peab olema piisav, et ei tekiks ülekuumenemist, mille tulemusel jõupooljuht võib kiiresti rikneda. Jõupooljuhtide väikese soojusmahtuvuse tõttu on jahutus kriitilisem kui teistel skeemielementidel, nt. trafodel, sest soojuslikud siirdeprotsessid on kiired.

Jahutuse liigid

Jõupooljuhtide jahutamiseks kasutatakse järgmisi jahutuse liike:

- loomulik õhkjahutus,
- sund-õhkjahutus,
- vedelikjahutus,
- jahutus vedeliku aurustamisega.

Loomuliku õhkjahutuse korral jahutatakse jõupooljuhti loomuliku konvektsiooni teel liikuva õhuvooga. Jahutuse efektiivsuse suurendamiseks kasutatakse alumiiniumist ribilisi jahutusradiaatoreid. Selleks, et loomulik jahutus saaks toimida, peab olema tagatud õhu takistamatu läbipääs jahutusradiaatoritest. Muunduri kesta tehakse ülal avad kuumenenud õhu väljapääsuks ja all avad külma õhu juurdevooluks. Sund-õhkjahutuse korral tagatakse jahutusõhu vajalik kogus ja kiirus jahutusventilaatoriga. Sundjahutus võimaldab vähendada

jahutusradiaatorite mõõtmeid ja hinda. Sundjahutusega projekteeritud seadme töötamisel loomuliku jahutusega tuleb lubatud voolusid vähendada esialgsega võrreldes 4 ... 5 korda.

Vedelikjahutuse korral juhitakse soojus ära vedeliku (vee, trafoõli, glütseriini vms.) abil. Eriti efektiivselt toimib jahutus vedeliku aurustamisega, mille puhul vedelik jahutis keeb. Vedeliku aurustumine eemaldab jahutist täiendavalt soojusenergiat. Tavaliselt kasutatakse sellistes jahutites alarõhu all olevat vett, mis keeb näiteks 70 °C juures. Veeaur suundub radiaatorisse, kus aur jahtub ja kondenseerub. Vedelik ringleb kinnises kontuuris.

Jahuti soojustakistus

Kaovõimsuse P_{AV} ärajuhtimiseks vajalik jahuti soojustakistus ehk soojustakistus jahuti ja jahutuskeskkonna vahel:

$$R_{thha} \leq R_{thja} - R_{thjc} - R_{thch} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P_{AV}} - R_{thjc} - R_{thch}, \quad (2.32)$$

kus

R_{thja} soojustakistus pn-siirde ja jahutuskeskkonna vahel.

R_{thjc} soojustakistus pn-siirde ja jõupooljuhi kesta kontaktpinna vahel (antud jõupooljuhi kataloogiandmetes).

R_{thch} soojustakistus jõupooljuhi kesta ja jahutusradiaatori vahel. R_{thch} on raskesti määratav, sest see sõltub kontakti pindalast, kontaktsurve, soojusjuhtiva pasta kasutamisest, isolatsioonikihi olemasolust jm. Tavaline väärtus on ca 0,1 K/W.

T_{jmax} siirde suurim lubatav temperatuur. Tavaline väärtus on ca 150 °C.

T_{amb} jahutuskeskkonna (tav. õhk või vesi) temperatuur. Tavaline väärtus õhu korral on 35 °C.

Suurim jahutil hajuv võimsus, mille puhul ei ületata jahuti suurimat lubatavat temperatuuri T_h :

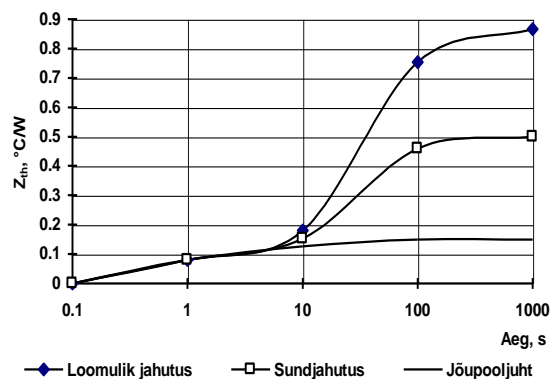
$$P_h = \frac{T_h - T_{amb}}{R_{thha}}. \quad (2.33)$$

Tüüpjahututitel, jahutusradiaatoritel ja ribiprofiilidel on R_{thha} väärtus teada ja kataloogis antakse nii loomulikule kui sundjahutusele vastavad väärtused. Jõupooljuhtidel on enamasti komplektis tüüpjahuti, seetõttu pole siinkohal tarvidust radiaatori pindala arvutusteks. Kui vajadus jahutusradiaatori pindala arvutamiseks peaks siiski tekkima, siis on vastavad valemid ja diagrammid võimalik leida käsiraamatutest.

Dünaamiline soojustakistus

Jõupooljuht saavutab lõpptemperatuuri 5 ... 10 s jooksul olenevalt sellest, kas tegemist on sund- või loomuliku jahutusega. Dünaamiline soojustakistus Z_{th} arvestab ka seadme soojusmahtuvusi.

Jõupooljuhtide Z_{thjc} väärtused on antud kataloogiandmetes logaritmiliste graafikutena. Sellise graafiku näide on toodud joonisel 2.45. Jõupooljuhi soojusmahtuvus on väike ja kest saavutab lõpptemperatuuri 5 ... 10 s jooksul. Jahuti soojusmahtuvus on märgatavalt suurem.

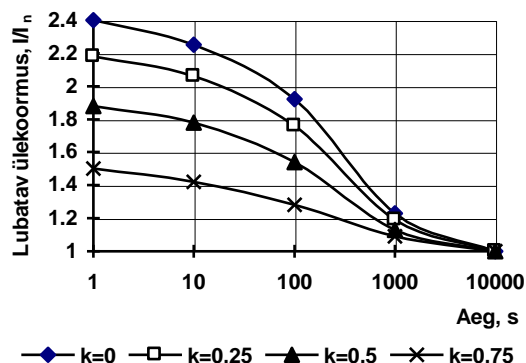


Joonis 2.45. Jõupooljuhi ja jahuti dünaamiline soojustakistus

Loomuliku jahutuse korral on soojustakistuse lõppväärtus suurem kui sundjahutuse korral. Joonisel 2.45 toodud näites saabub soojuslik tasakaal ca 2 minuti jooksul. Selle aja jooksul on soojustakistus madalam kui pidevas režiimis ja jõupooljuhti võib koormata rohkem kui pidevas režiimis lubatud.

Lubatav ülekoormus

Jõupooljuhtide ülekoormus on lubatud väga lühiajaliselt ja ainult siis, kui enne ülekoormust seade töötas alakoormusel. Seejuures ei tohi pn-siirde temperatuur mingil juhul ületada suurimat lubatud väärtust. Lubatava ülekoormuse kõverad loomuliku õhkjahutuse korral sõltuvalt ülekoormuse eelsest koormusest on kujutatud joonisel 2.46. Sundjahutuse korral on lubatavad ülekoormused väiksemad.



Joonis 2.46. Lubatava ülekoormuse kõverad loomuliku õhkjahutuse korral sõltuvalt suhtelisest koormusest $k_k=I/I_n$ enne ülekoormust [1]

Nimikoormusel töötavat jõupooljuhti ei tohi üle koormata.

2.5.3 Siirdetemperatuuri arvutus

Eelmises punktis toodud valemid kehtisid pidevas režiimis. Lühiajalises ja vaheajalises režiimis on jõupooljuhtidele lubatavad suuremad voolud kui pidevas režiimis. Seejuures ei tohi arvutuslik siirdetemperatuur ületada suurimat lubatud väärtust. Temperatuuri muut arvutatakse lähtudes kaovõimsusest, dünaamilisest soojustakistusest Z_{thjc} ja vooluimpulsi kujust. Siirdetemperatuur avaldub analüütiliselt eksponentfunktsioonide summana [25]:

$$\Delta T(t) = P Z_{thjc} = P \sum_{i=1}^n R_i \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right], \quad (2.34)$$

kus

P - jõupooljuhi kaovõimsus,

R_i - soojustakistused,

τ_i - soojuslikud ajakonstandid,

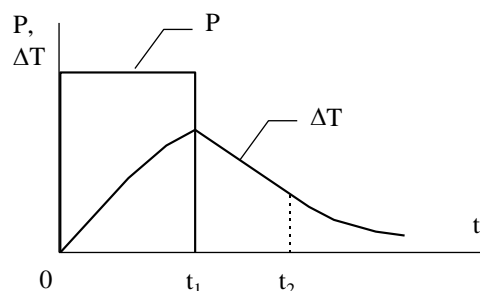
i - loendaja,

n - loendaja lõppväärtus ($n = 3 \dots 7$).

R_i ja τ_i väärtused konkreetsete jõupooljuhtide kohta antakse kataloogides tabelitena [25]. Temperatuuri arvutused on mahukad ja seetõttu on otstarbekas kasutada personaalarvutit või programmeeritavat kalkulaatorit. Paljud tootjad omavad ka programmeid jõupooljuhtide mudeleid, mida saab neilt tellida.

Lühiajaline režiim

Temperatuuri muudu kõvera näide kaovõimsuse üksiku impulsi korral on kujutatud joonisel 2.47. Lühiajalises režiimis ei jõua püsitemperatuur välja kujuneda ja pärast impulsi lõppu toimub jahtumine algtemperatuurini.



Joonis 2.47. Temperatuuri muut kaovõimsuse üksiku impulsi korral

Hetkeks t_1 saavutatav temperatuuri muut [25]:

$$\Delta T(t_1) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_i}} \right]. \quad (2.35)$$

Temperatuuri muut jahtumiskõveral vabalt valitud hetkeks t_2 [25]:

$$\Delta T(t_2) = P \sum_{i=1}^n R_i \left[1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_i}} \right] - P \sum_{i=1}^n R_i \left[1 - e^{-\frac{-(t_2 - t_1)}{\tau_i}} \right]. \quad (2.36)$$

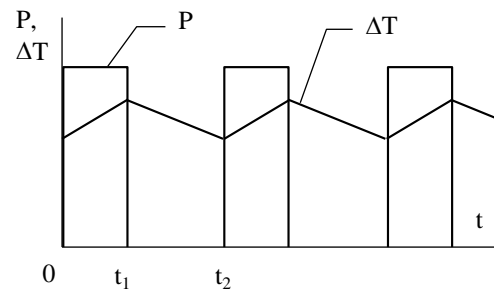
Üldjuhtumil, kui impulss koosneb Q -st üksteisele järgnevast impulsist, mille kaovõimsus on P_q , arvutatakse temperatuuri muut Q -nda impulsi lõpuks järgmiselt [25]:

$$\Delta T(t_Q) = \sum_{q=1}^Q (P_q - P_{q-1}) \sum_{i=1}^n R_i \left[1 - e^{-\frac{-t_Q - t_{q-1}}{\tau_i}} \right]. \quad (2.37)$$

Sama valemit saab kasutada ka mitte-nelinurkse impulsi aproksimeerimiseks.

Vaheajaline režiim

Temperatuuri muudu kõverate näide kaovõimsuse perioodiliste impulsside korral on kujutatud joonisel 2.48. Vaheajalises režiimis jõuab staatiline lõpptemperatuur välja kujuneda.



Joonis 2.48. Temperatuuri muut kaovõimsuse perioodiliste impulsside korral

Temperatuuri muut kaovõimsuse perioodiliste impulsside korral [25]:

$$\Delta T = P \sum_{i=1}^n R_i \left[\frac{1 - e^{-\frac{-t_1}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{-t_2}{\tau_i}}} \right]. \quad (2.38)$$

3. VÖRGUGA SÜNKRONISEERITUD ALALDID JA VAHELDID

Alaldi abil muundatakse vahelduvpinge alalispingeks. Siinuseline toitepinge muundatakse pulseerivaks alalispingeks. Alaldid võivad olla tüüritavad või mittetüüritavad. Mittetüüritav alaldi koosneb diodidest, tüüritav türistoridest. Kasutatakse ka osaliselt tüüritavaid alaldiskeeme, kus nt. pooled ventiilidest on türistorid ja ülejäänud diodid. Alaldina võivad töötada kõik tabelis 1.1 toodud muundurite skeemid välja arvatud 3 viimast.

Tüüritavate ja osaliselt tüüritavate alaldite väljundpinget saab juhtida muutes türistoride sisselülitamishetke ehk tüürnurka alates türistoridel päripinge tekkimise hetkedest. Mittetüüritava alaldi väljundpinget ei saa muuta teisiti kui vahelduvpinge suurusega.

Kui tüüritava alaldi türistoride viivitus avamisel on suur ja väljundpinge on madalam koormuse pingest, siis tagastatakse koormuses salvestunud energiat vahelduvvooluvõrku. Seda nimetatakse vahelditalitluseks ja seadet, mis on projekteeritud niimoodi töötama, võrguga sünkroniseeritud vaheldiks (inverteriks). Võrguga sünkroniseeritud vaheldi saab energiat alalisvoolu- või -pingeallikast vahelduvvooluvõrku anda ainult siis, kui seal on olemas vahelduvpinge ning energiat tarbida suutvad toiteallikad või seadmed. Vaheldite skeemid ei erine põhimõtteliselt tüüritavate alaldite skeemidest, kuid kõik tüüritavad alaldiskeemid, nt. osaliselt tüüritavad ja vastudiodiga skeemid, ei saa töötada vaheldina.

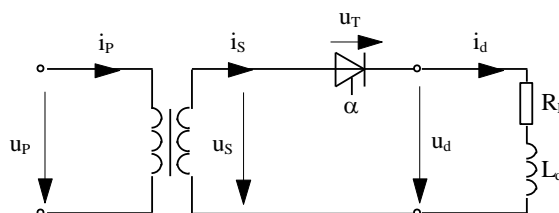
Võrguga sünkroniseeritud alaldid ja vaheldid vajavad töötamiseks vahelduvpinge olemasolu. Voolu üleminek ühest muunduri (s. t. alaldi või vaheldi) harust teise ja ventiilide sulgumine toimub sisendpingete mõjul ehk tegemist on loomuliku kommutatsiooniga.

Tüüritavad alaldid ja võrguga sünkroniseeritud vaheldid moodustavad duaalse süsteemi, s. t. ühed ja samad tüüritavad muundurilülitused võivad reeglina töötada nii alaldi kui vaheldina. Seetõttu on raamatu mahu huvides otstarbekas vaadelda kõiki võrguga sünkroniseeritud muundureid üheskoos. Käsitletakse ainult tüüritavaid muundureid, kuna mittetüüritavad ja osaliselt tüüritavad alaldid on nende erijuhtumid, mis on tüüritavate muundurite teooria tundmisel lihtsalt tuletatavad.

3.1 Ühefaasiline poolperioodalaldi M1

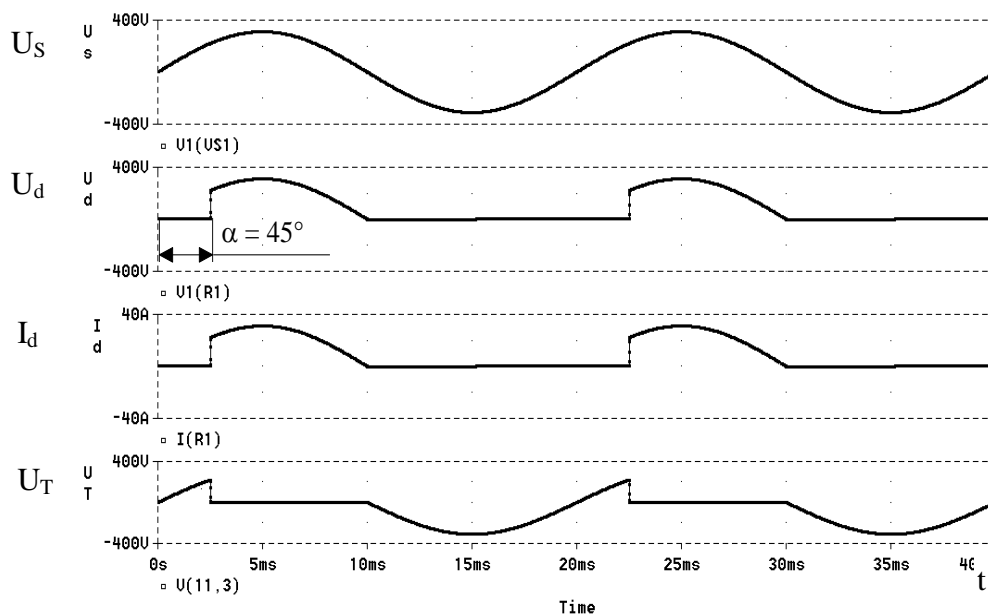
Ühefaasilise poolperioodalaldi M1 käsitlemine on otstarbekas ainult seepärast, et ta on aluseks teistele võrguga sünkroniseeritud muunduritele ja tema põhjalik analüüs võimaldab aru saada keerulisematest lülitustest. Praktikas kasutatakse seda alaldit harva.

Lihtsaim viis vahelduvvoolu alaldamiseks on pooljuhtventiili - diodi või türistori lülitamine jadamisi tarbijaga (joonis 3.1). Ühefaasiline võrguga sünkroniseeritud poolperioodalaldit M1 ei kasutata vaheldina.

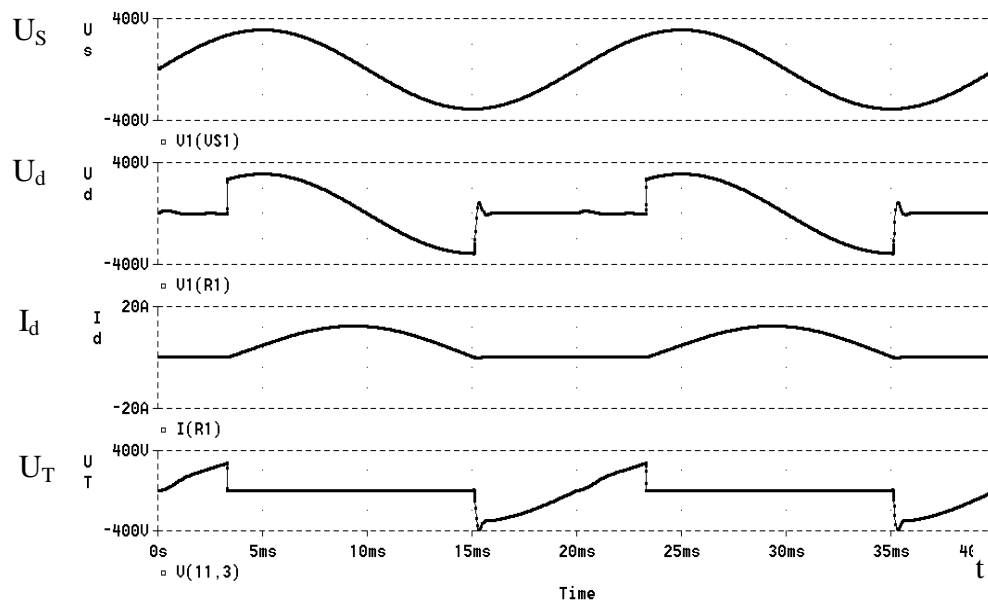


Joonis 3.1. Ühefaasiline poolperioodalaldi M1

Vaadeldgem muunduri tööd erinevat liiki koormustel. Joonisel 3.2 on kujutatud ühefaasilise tüüritava poolperioodalaldi M1 pingete ja voolude diagrammid aktiivkoormusel ($L_d = 0$) ja joonisel 3.3 aktiiv-induktiivkoormusel ($L_d > 0$). Mittetüüritava alaldi diagrammide saamiseks tuleb tüürnurk α võtta 0° .



Joonis 3.2. Ühefaasilise tüüritava poolperioodalaldi M1 pingete ja voolude diagrammid aktiivkoormusel ($L_d = 0$) tüürnurga $\alpha = 45^\circ$ korral (simuleeritud programmiga PSpice)



Joonis 3.3. Ühefaasilise tüüritava poolperioodalaldi M1 pingete ja voolude diagrammid aktiiv-induktiivkoormusel tüürnurga $\alpha = 60^\circ$ korral (simuleeritud programmiga PSpice)

Väljundpinget saab muuta tüürnurgaga α , mida arvestatakse elektrilistes kraadides alates hetkest, mil türistoril tekib päripinge ($u_T > 0$). Ühefaasilisel poolperioodalaldil tekib ventiili

päripinge positiivse poolperioodi alguses. Joonise 3.2 alumisel diagrammil vastavad päripinge tekkimisele hetked 0, 20 ja 40 ms.

Väljundpinge

Alalispinge u_d keskvärtus aktiivkoormusel ($L_d=0$) tüürnurga $\alpha>0$ korral:

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(t) d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_s}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (3.1)$$

Tüürnurga $\alpha=0^\circ$ korral vastab ühefaasilise poolperioodalaldi väljundpinge mittetüüritava (diiodiga) alaldi väljundpingele:

$$U_{di} = U_{di0} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi} \approx 0,45U_s. \quad (3.2)$$

Jooniselt 3.3 on näha, et induktiivse iseloomuga koormuse korral jääb türistor avatuks niikauaks, kuni vool muutub nulliks. Seega pääseb alaldi väljundisse ka negatiivne pinge, mis vähendab alaldatud pinge keskvärtust. Väljundpinge keskvärtus leitakse siis analoogiliselt valemiga 3.1. Sellist situatsiooni käsitletakse järgmistes punktides. Väljundpinge suure induktiivsusega koormusel:

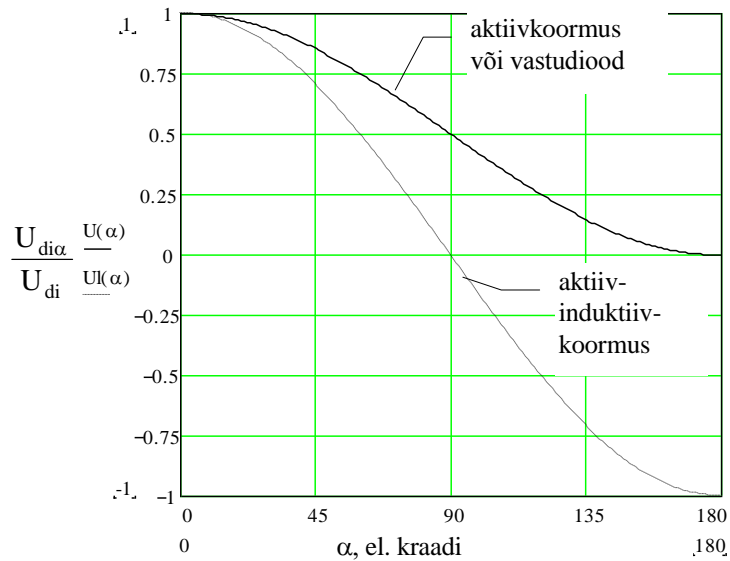
$$U_{di\alpha} \approx U_{di} \cos \alpha. \quad (3.3)$$

Reguleerimistunnusjoon

Muunduri reguleerimistunnusjooneks nimetatakse graafikut $U_{di\alpha}/U_{di}=f(\alpha)$. Reguleerimistunnusjoon aktiivkoormusel:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di}} = \frac{\sqrt{2}U_s}{2\pi} (1 + \cos \alpha) / \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi} = \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (3.3)$$

Ühefaasilise poolperioodalaldi reguleerimistunnusjoon aktiivkoormusel (R-koormusel) on kujutatud joonisel 3.4. Samasuguse tunnusjoon saadakse ka vastudioodiga muunduriga MICKF (tabel 1.1) olenemata koormuse liigist, sest vastudiood ei võimalda väljundpinge negatiivseks muutumist.



Joonis 3.4. Poolperioodalaldi reguleerimistunnusjoon aktiiv- ja aktiiv-induktiivkoormusel

Väljundpinge efektiivväärtus

Pinge u_d efektiivväärtus

$$\begin{aligned}
 U_{\text{def}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(t)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \\
 &= U_s \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha}. \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

Voolu efektiivväärtus tüürnurga $\alpha=0^\circ$ korral:

$$I_{\text{def}} = \frac{U_{\text{def}}}{R} = \frac{U_s}{\sqrt{2R}}. \quad (3.5)$$

Trafo võimsus

Joonistelt 3.2 ja 3.3 nägime, et trafot läbiv vool on mittesiinusealine ja sisaldab alaliskomponenti. Järgnevalt arvutame trafo tegeliku koormuse ja alalisvõimsuse vahekorra.

Trafo sekundaarmähise võimsus sekundaarpinge ja -voolu efektiivväärtuse järgi tüürnurga $\alpha=0^\circ$ korral:

$$S_s = U_s I_{\text{def}} = U_s \frac{U_s}{\sqrt{2R}} = \frac{U_s^2}{\sqrt{2R}}. \quad (3.6)$$

Kui trafo sekundaarvool oleks siinuseline, siis trafo sekundaarmähise väljundvõimsus oleks võrdne alalisvõimsusega:

$$S_d = P_{di} = U_{di} I_d = \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi} \frac{1}{R} \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi} = \frac{2U_s^2}{R\pi^2}. \quad (3.7)$$

Arvutame, mitu korda ületab sekundaarmähise võimsus väljundvoolu ja -pinge efektiivväärtuste järgi väljundvõimsuse siinuselise sekundaarvoolu korral.

$$S_s / S_d = \frac{U_s^2}{\sqrt{2}R} \frac{R\pi^2}{2U_s^2} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} \approx 3,49. \quad (3.8)$$

Sekundaarvoolu alaliskomponent trafost läbi ei kandu ja trafo primaarvoolus alaliskomponent puudub. Siiski ei ole trafo primaarvool siinuseline ja mähise arvutusvõimsus tuleb suurem kui siinuselise voolu korral. Trafot läbib sekundaarvoolu vahelduvkomponent

$$I_{s\sim} = \sqrt{I_{def}^2 - I_d^2}; \quad I_{def} = \frac{U_s}{\sqrt{2}R}; \quad I_d = \frac{U_{di}}{R} = \frac{1}{R} \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi}, \quad (3.9)$$

$$I_{s\sim} = \frac{U_s}{R} \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi}\right)^2} = 0,545 \frac{U_s}{R}. \quad (3.10)$$

Primaarvoolu vahelduvkomponent:

$$I_p = \frac{I_{s\sim}}{w}, \quad (3.11)$$

kus w - trafo ülekanadesuhe.

Trafo primaarpinge:

$$U_p = wU_s. \quad (3.12)$$

Trafo primaarvõimsus:

$$S_p = U_{pef} I_{pef} = U_p I_p, \quad (3.13)$$

$$S_p = wU_s \frac{1}{w} \cdot 0,545 \frac{U_s}{R} = 0,545 \frac{U_s^2}{R}. \quad (3.14)$$

Primaarmähise võimsus mittesiinuselise väljundvoolu ja -pinge efektiivväärtuste järgi on suurem kui siinuselise sekundaarvoolu korral. Trafo primaarvõimsuse ja alalisvõimsuse suhe:

$$S_p / S_d = 0,545 \frac{U_s^2}{R} \frac{R\pi^2}{2U_s^2} \approx 2,69. \quad (3.15)$$

Trafo võimsus valitakse primaar- ja sekundaarmähise võimsuste aritmeetilise keskmise järgi:

$$S_T = \frac{S_p + S_s}{2} = \frac{2,69 + 3,49}{2} S_d = 3,09 U_{di} I_d. \quad (3.16)$$

Arvutustulemustest võib jääda mulje, et sekundaarmähises on rohkem võimsust kui primaarmähises. See pole nii. Koostades aktiivvõimsuste bilansi saadakse kadusid arvestamata tulemuseks ikkagi

$$P_d = P_s = P_p. \quad (3.17)$$

Väljundpinge pulsatsioon

Alaldi väljundpinge pulsatsioon ehk pinge vahelduvkomponent peab olema väike. Pulsatsioonitegur on suuruse vahelduvkomponendi ja alaliskomponendi ehk keskvaartuse jagatis. Poolperioodalaldi pinge pulsatsioonitegur:

$$w_{du} = \frac{U_{\sim}}{U_d} = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_v^2}}{U_d} = \sqrt{\left(\frac{U_{def}}{U_{di}}\right)^2 - 1}, \quad (3.18)$$

$$U_{def} = \frac{U_s}{\sqrt{2}}; U_{di} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi}, \quad (3.19)$$

$$w_d = \sqrt{\left(\frac{U_s}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{\sqrt{2}U_s}\right)^2 - 1} = 1,21 \equiv 121\%. \quad (3.20)$$

Näeme, et väljundpinge pulsatsioonitegur on suur. Parematel alalditel on see ainult mõni protsent.

Järeldus

Nagu näha, väheneb trafo maksimaalne koormatavus ligikaudu kolm korda võrreldes siinuselise koormusvooluga ehk trafo võimsus tuleb valida alaldi väljundvõimsusest ligikaudu 3 korda suurem. See on tingitud mittesiinuselise voolu suuremast efektiivväärtusest. Voolu efektiivväärtusest sõltub ka trafo vaseskadu. Trafo primaarmähise näivvõimsus suureneb vähem, kuna voolu alaliskomponent trafo primaarmähisesse ei indutseeru. Trafo sekundaarmähiseid läbiv alalisvool viib trafosüdamiku küllastusse.

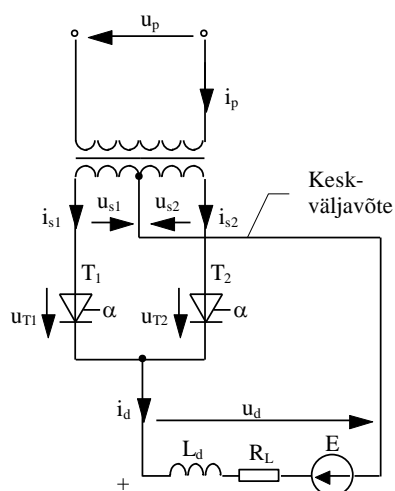
Väljundpinge ja -vool pulseerivad tugevalt. Näiteks alalisvoolumasinas muundatakse mehaaniliseks energiaks ainult alaliskomponendid U_{di} ja I_d ning vahelduvkomponendid tekitavad täiendavaid kadusid.

Ühefaasiline poolperioodalaldi M1 ei sobi suure võimsusega alalisvoolutarbijate toiteks. Ta sobib ainult väikestesse toiteplokkidesse.

3.2 Ühefaasiline keskväljavõttega alaldi M2

Ühefaasiline keskväljavõttega alaldi M2 kujutab endast põhimõtteliselt kahe poolperioodalaldi M1 rööpühendust, kusjuures nende sisendpinged on vastandfaasis. Alaldi väljundpinge pulseerib kahekordse toitesagedusega ehk tegemist on kahepulsilise alaldiga.

Tüüritav alaldi M2C võib töötada nii alaldi kui vaheldina. Esmalt vaatleme alalditalitlust ja tüüritava alaldi tööd erinevatel koormustel – aktiiv-, aktiiv-induktiiv-, vastuelektromotoorjõuga ja mahtuvuslikul koormusel.

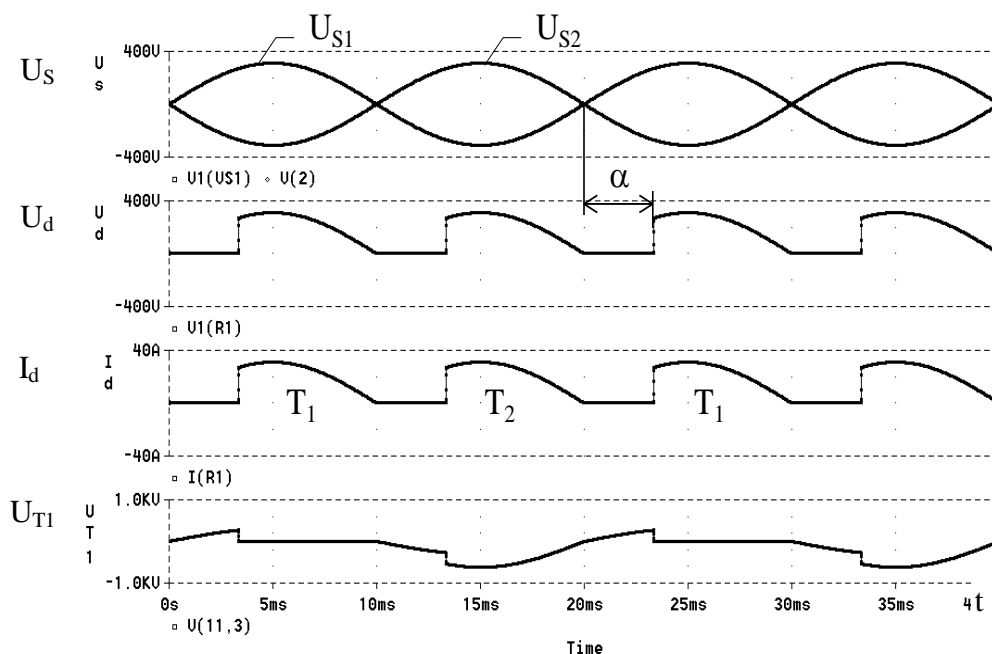


Joonis 3.5. Ühefaasiline keskväljavõttega tüüritav alaldi M2CK (ühise katoodiga lülitus)

Ühefaasiline keskväljavõttega alaldi M2CK on kujutatud joonisel 3.5.

Aktiivkoormus

Olgu alaldi M2CK koormuseks aktiivtakistus R_L ($L_d = 0$). Pingete ja voolude diagrammid aktiivkoormusel arvestamata trafomähiste puisteinduktiivsuste mõju on kujutatud joonisel 3.6.



Joonis 3.6. Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi M2C pingete ja voolude diagrammid aktiivkoormusel, kui tühürnurk $\alpha = 60^\circ$, $U_s = 220$ V ja $R_L = 10 \Omega$ (simuleeritud programmiga PSpice)

Jooniselt 3.6 näeme, et väljundpinge ja -voolu diagrammid on ühesugused ning ventiilide suurim vastupinge on kaks korda suurem sisendpinge amplituudväärtusest.

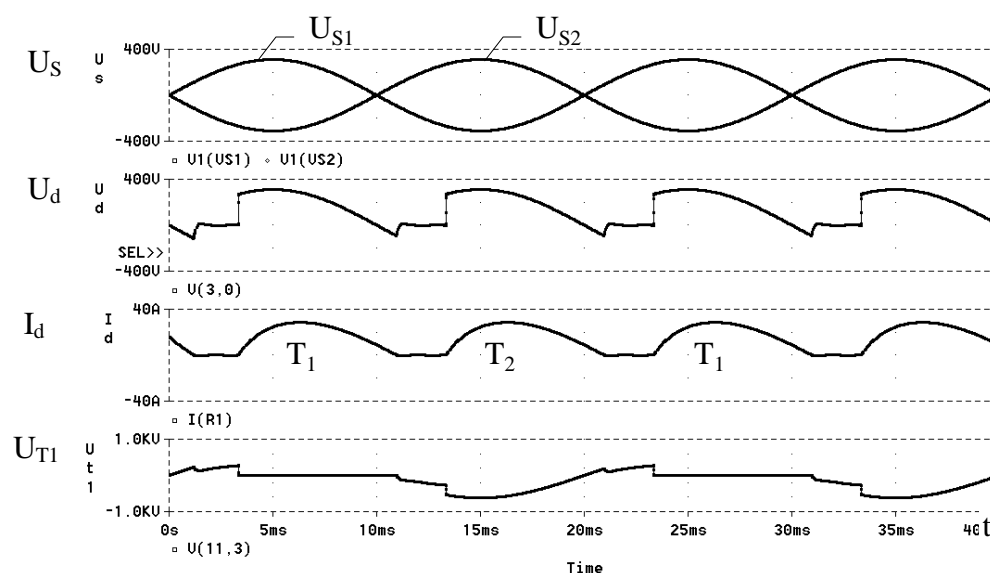
Alalispinge u_d keskvärtus aktiivkoormusel ($L_d=0$):

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(t) d\omega t = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}_s \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_s}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (3.21)$$

Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi reguleerimistunnusjoon aktiivkoormusel vastab poolperioodalaldi reguleerimistunnusjoonele aktiivkoormusel (joonis 3.4).

Induktiivkoormus

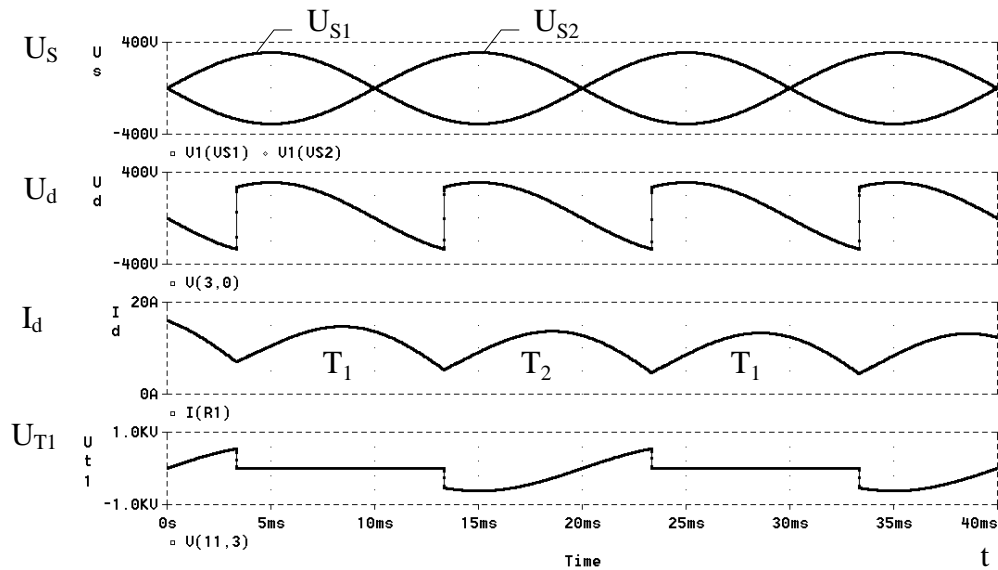
Olgu alaldi koormuseks induktiivsus $L_d > 0$. Pingete ja voolude diagrammid induktiivkoormusel on kujutatud joonistel 3.7 ja 3.8.



Joonis 3.7. Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi pingete ja voolude diagrammid induktiivkoormusel, kui $L_d = 10 \text{ mH}$, $R_L = 10 \Omega$, $U_s = 220 \text{ V}$, $\alpha = 60^\circ$ (simuleeritud programmiga PSpice)

Jooniselt 3.7 on näha, et induktiivse iseloomuga koormusel jäävad türistorid avatuks niikauaks, kuni vool väheneb nullini. Seega pääseb alaldi väljundisse ka negatiivne pinge, mis vähendab väljundpinge keskvärtust.

Kui tarbija induktiivsust L_d suurendada, siis muutub tarbija vool pidevaks (joonis 3.8) ja esimene türistor sulgub alles siis, kui teine avaneb. Voolu üleminekut ühest ventiilist teise nimetatakse kommutatsiooniks. Kommutatsiooni käsitletakse täpsemalt punktis 3.2.3.



Joonis 3.8. Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi pingete ja voolude diagrammid induktiivkoormusel, kui $L_d = 100 \text{ mH}$, $R_L = 10 \text{ } \Omega$, $U_s = 220 \text{ V}$, $\alpha = 60^\circ$ (simuleeritud programmiga PSpice)

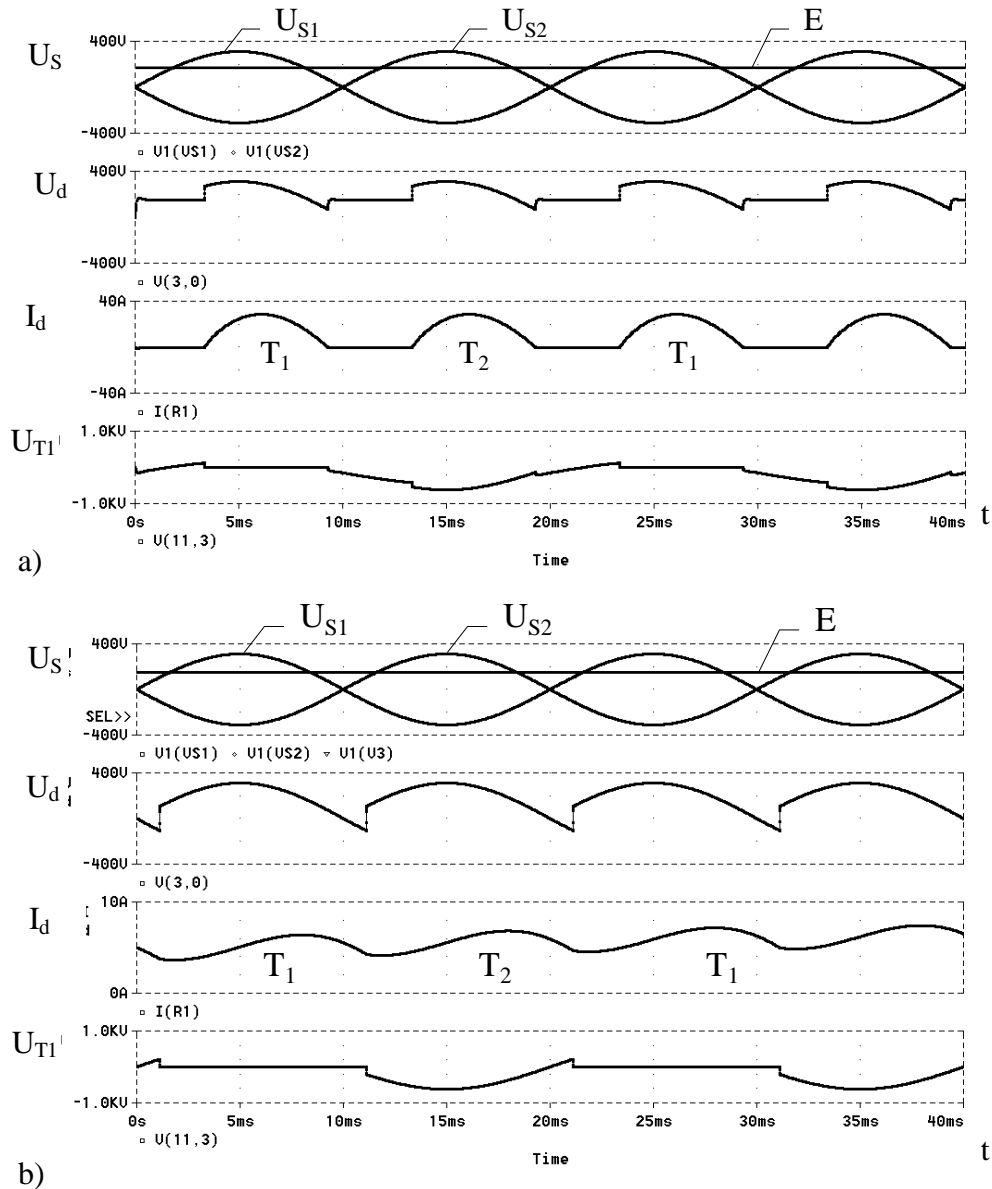
Alalispinge u_d keskväertus aktiivinduktiivkoormusel, kui koormusvool on pidev:

$$U_{\text{di}\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(t) d\omega t = \frac{2}{2\pi} \int_\alpha^\pi \hat{U}_s \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \cos \alpha. \quad (3.22)$$

Vastuelektromotoorjõuga koormus

Olgu alaldi koormuseks vastuelektromotoorjõuga tarbija, nt. alalisvoolumasin. Vastavad pingete ja voolude diagrammid on joonisel 3.9.

Alaldi väljundpinge on vastuelektromotoorjõuga koormusel suletud türistoride korral võrdne vastupingega E . Kui ahela induktiivsus on väike, on vool katkev. Katkevvoolulalitluse käsitlemine on küllaltki tülikas. Tavaliselt välditakse katkevvoolu tekkimist ka praktikas, sest see võib häirida ka tarbija normaalset tööd: näiteks rikub ära alalisvoolumootori mehaanilise tunnusjoone ja muudab mootori momendi pulseerivaks. Katkevvoolulalitluse vältimiseks lülitatakse koormusega jadamisi induktiivsus, mis muudab voolu pidevaks (vt. p. 3.2.1). Järgnevad valemid kehtivad pidevvoolu korral.



Joonis 3.9. Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi pingete ja voolude diagrammid vastuelektromotoorjõuga $E=150 \text{ V}$ tarbija korral: a) tüürnurk $\alpha = 60^\circ$, katkevoolutalitlus, b) $\alpha = 20^\circ$, pidevoolutalitlus (simuleeritud programmiga PSpice)

Alaldi väljundvoolu keskväärtus (alaliskomponent) väheneb vastuelektromotoorjõu mõjul. Väljundvool pidevoolutalitlusel:

$$I_d = \frac{U_{di} \cos \alpha - E}{R}. \quad (3.23)$$

Vool saab türistore läbida ainult ühes suunas – anoodilt katoodile. Vool on positiivne ($I_d \geq 0$), kui

$$U_{di} \cos \alpha - E \geq 0. \quad (3.24)$$

Lahendades viimase võrrandi $\cos \alpha$ suhtes saadakse juhul, kui $E > 0$ (koormuseks on mootor):

$$\frac{E}{U_{di}} \leq \cos \alpha \leq 1. \quad (3.25)$$

Siit järeldeb, et alalditalitlusele vastab tüürnurk $0^\circ \leq \alpha \leq \alpha_{\max}$, kus maksimaalne tüürnurk

$$\alpha_{\max} = \arccos \frac{E}{U_{di}} \leq 90^\circ. \quad (3.26)$$

Seega vastuelektromotoorjõuga tarbija (nt. mootor või akupatarei) piirab tüürimisnurga nullist kuni väärtuseni α_{\max} , millele vastav alaldi väljundpinge $U_{di\alpha}$ on võrdne vastuelektromotoorjõuga E . Kui muuta tüürnurk suuremaks, siis on alaldi väljundpinge vastuelektromotoorjõust väiksem ja voolu ei teki.

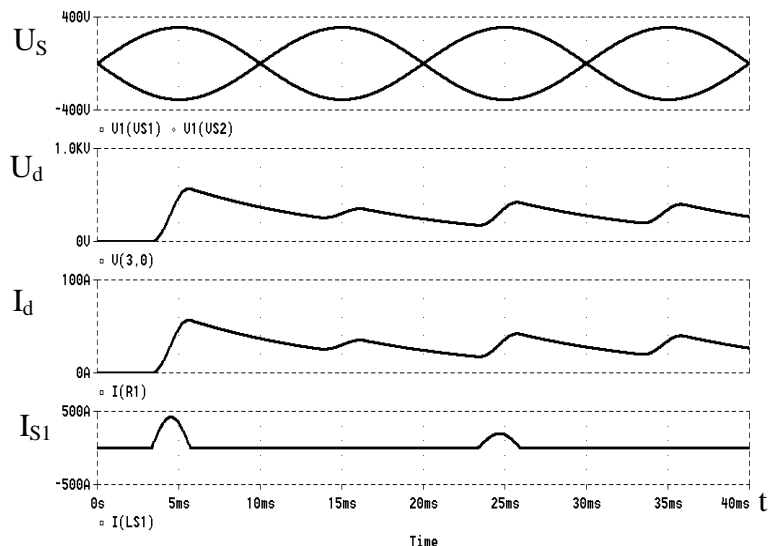
Näide: Alaldi ideaalne väljundpinge $\alpha = 0^\circ$ korral $U_{di} = 200$ V. Koormuseks on alalisvoolumootor, mille $E=110$ V. Leida maksimaalne tüürnurk.

Lahendus: Arvutame valemiga 3.26 maksimaalse tüürnurga: $\alpha_{\max} = 56,6^\circ$. Näeme, et tüürimisala vähenes vastuelektromotoorjõu tõttu.

Mahtuvuslik koormus

Olgu alaldi väljundis rööbiti koormusega suur mahtuvus C . Pingete ja voolude diagrammid mahtuvuslikul koormusel on kujutatud joonisel 3.10.

Diagrammidelt on näha, et trafo väljundvool I_s pulseerib tugevasti. Eriti tugev on voolutõuge mahtuvusliku koormusega alaldi käivitamisel, kui kondensaatorid on tühjad. Toodud näites ületab voolutõuge käivitamisel alaldi väljundvoolu keskvaartuse 10-kordselt. Mahtuvusliku koormusel tuleb voolutõuke vähendamiseks kasutada lisainduktiivsusi või takistusi.



Joonis 3.10. Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi pingete ja voolude diagrammid mahtuvuslikul (RC-) koormusel tüürnurga $\alpha = 60^\circ$ korral (simuleeritud programmiga PSpice)

Türistoride juhtimisel tuleb kasutada korduvaid tüürimpulssse, sest türistori avamiseks vajalik päripinge võib saabuda tüürimismomendist hiljem.

Tühijooksul, kui $\alpha = 0 \dots 90^\circ$, on väljundpinge lähedane faasipinge U_s amplituudväärtusele

$$U_d \approx \sqrt{2}U_s. \quad (3.27)$$

Tühijooksul, kui $\alpha = 90^\circ \dots 180^\circ$, on väljundpinge ligikaudu võrdne pinge hetkväärtusega türistori avamisel:

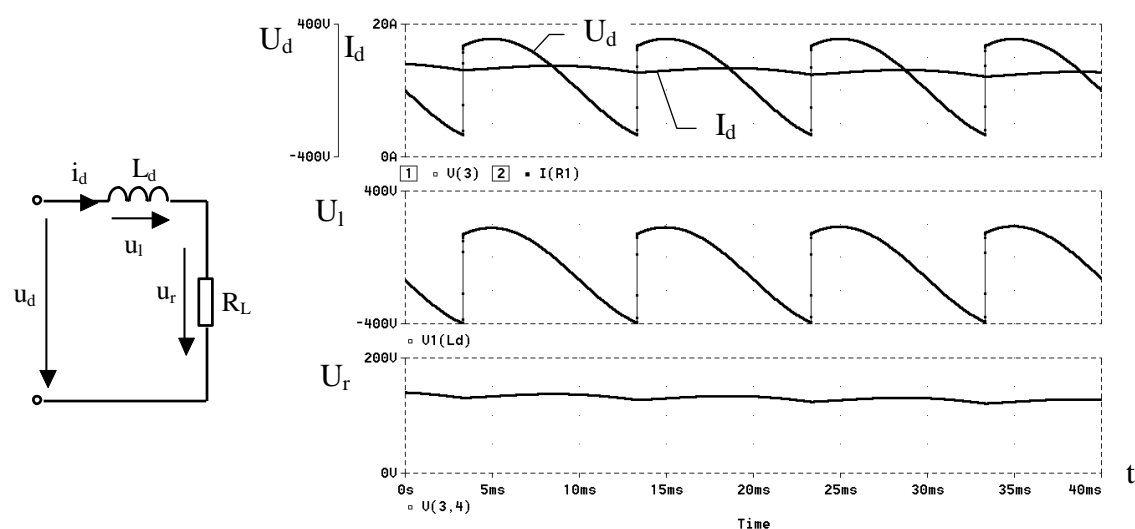
$$U_d \approx \sqrt{2}U_s \sin \alpha. \quad (3.28)$$

Koormuse suurendamisel väljundpinge väheneb. Vastavad valemid tuletatakse analoogiliselt valemiga 3.1.

Mahtuvuslikul koormusel sisaldab trafo vool kõrgemaid harmoonilisi komponente, mis kanduvad toitevõrku ja võivad häirida teiste seadmete talitlust. Trafo voolu kõrgemate harmooniliste vähendamiseks ja väljundpinge silumiseks kasutatakse alaldi väljundis LC-filtrit.

3.2.1 Voolu silumine

Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi väljundvool I_d on suhteliselt suure pulsatsiooniga. Näiteks tüürnurga $\alpha = 0^\circ$ korral pulsatsioonitegur $w = 48,3\%$. Pulsatsiooni vähendamiseks (voolu silumiseks) lülitatakse suure induktiivsusega siludrossel koormusega jadamisi (joonis 3.11, a).



a)

b)

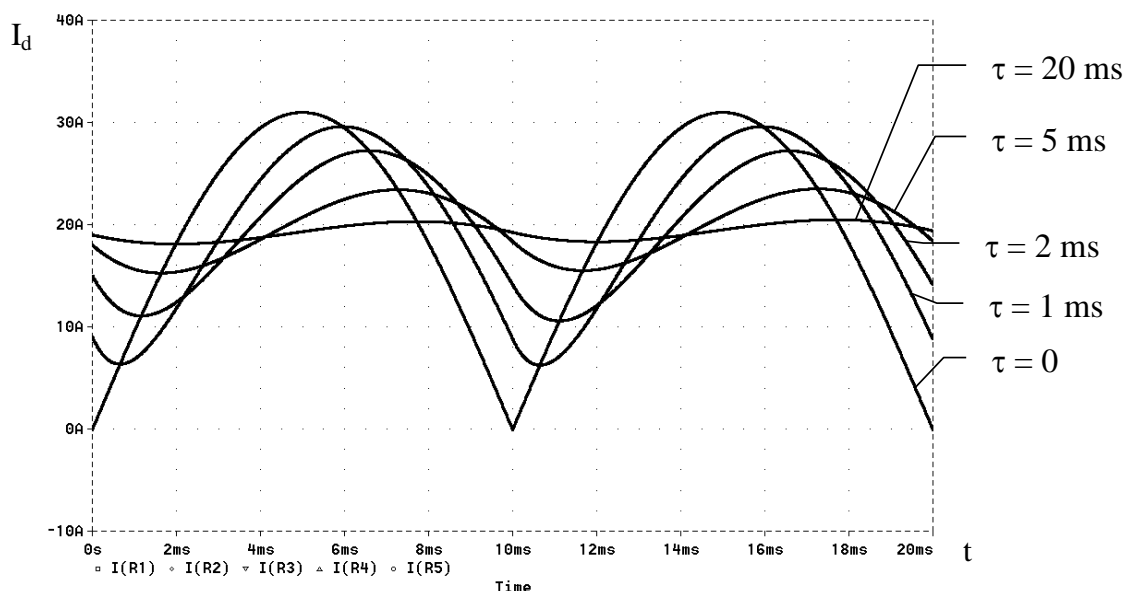
Joonis 3.11. Voolu silumine siludrosseliga L_d : a) lülitus, b) pingete ja voolude diagrammid tüürnurga $\alpha = 30^\circ$ korral

Pisavalt suure induktiivsuse L_d korral on vool i_d ja pinge tarbijal u_r praktiliselt konstantsed, s. t. tarbijat läbib alalisvool (joonis 3.11, b). Alaldi väljundpinge u_d vahelduvkomponent langeb siluinduktiivsusele. Joonise 3.11, b keskmiselt diagrammilt on näha, et siluinduktiivsusele langev pinge on alaldi väljundpingest u_d väiksem pinge alaliskomponendi ehk keskvaartuse U_d võrra.

Edaspidi vaadeldakse ainult nn. ideaalset silumist, mis tähendab seda, et vool I_d on konstantne. Ideaalne silumine eeldaks lõpmatu suurt siluinduktiivsust $L_d \rightarrow \infty$, mis pole praktiliselt saavutatav. Võimalik on ideaalsele silumisele lähedane olukord, kui $\omega L_d \gg R_L$. Eeldus $L_d \rightarrow \infty$ võimaldab lihtsustada paljude muundurite teoreetilist käsitlust.

Ideaalse silumise korral on türistoride, ja trafo sekundaarmähise voolud ristkülikukujulised, s. t. esinevad voolu kõrgemad harmoonilised komponendid. Katkevoolu ei esine, s. t. vool I_d ei muutu kunagi nulliks. Faasivool kestab suure induktiivsuse tõttu kauem, mille tõttu esinevad väljundpinge $u_d(t)$ negatiivsed hetkväärtused.

Praktikas pole voolu ideaalne silumine ($L_d \rightarrow \infty$) võimalik, järelikult säilib voolu jääkpulsatsioon sõltuvalt L_d ja tüürnurga α suurusest. Erinevatele siluinduktiivsustele vastavad vooludiagrammid tüürnurga $\alpha=0^\circ$ korral on joonisel 3.12.



Joonis 3.12. Voolu silumine siluinduktiivsusega, kui tüürnurk $\alpha=0^\circ$ (simuleeritud programmiga PSpice)

Ajakonstant

$$\tau = \frac{L_d}{R_L}. \quad (3.29)$$

Jooniselt 3.12 näeme, et toodud näites on voolu pulsatsioon juba $\tau=20$ ms juures ca 10 korda väiksem kui ilma siluinduktiivsusega. Nullist suurema tüürnurga korral voolu pulsatsioon suureneb.

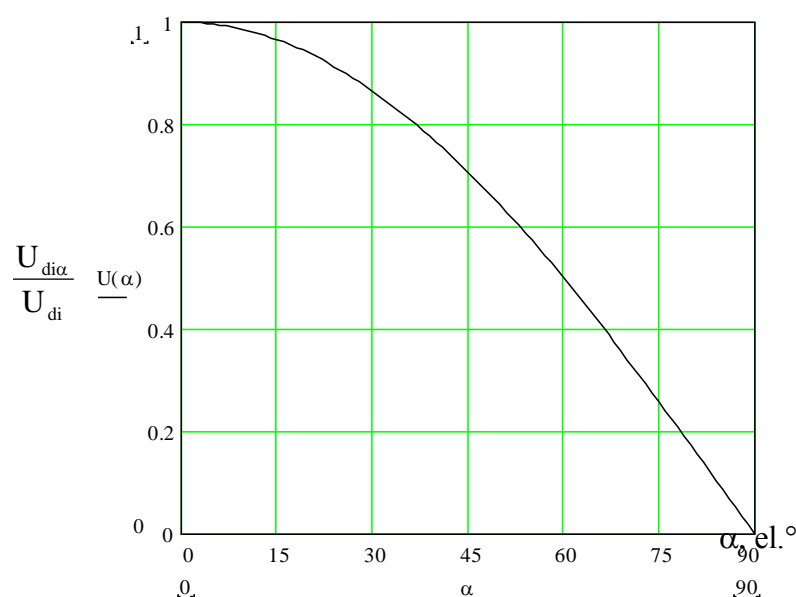
Ideaalse silumise korral on vool pidev ja alaldi ideaalne väljundpinge:

$$U_{di\alpha} = 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha+\pi} u_d(t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \hat{U}_s \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \cos \alpha. \quad (3.30)$$

Reguleerimistunnusjoon ideaalse voolusilumise korral:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di}} = \cos \alpha. \quad (3.31)$$

Tüüritava ühefaasilise keskväljavõttega alaldi reguleerimistunnusjoon ideaalsel silumisel on esitatud joonisel 3.13.



Joonis 3.13. Tüüritava ühefaasilise keskväljavõttega alaldi reguleerimistunnusjoon ideaalsel silumisel

Muunduri väljundvool ideaalsel silumisel aktiivkoormuse puhul:

$$I_d = \frac{U_{di} \cos \alpha}{R}. \quad (3.32)$$

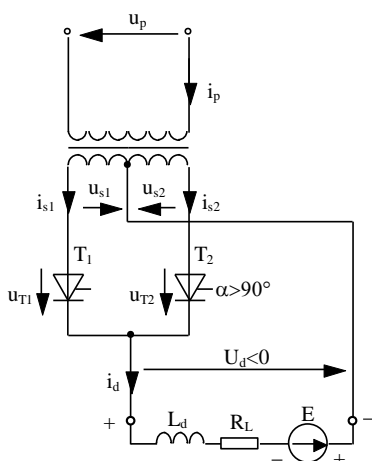
Vool I_d saab olla ainult positiivne, sest türistorid juhivad voolu ainult ühes suunas. Siit järeldub, et aktiivkoormusel ideaalse silumise olukorras ei saa tüürnurk α muutuda suuremaks kui 90° . Tüürimisala aktiivkoormusel on piiratud $0 < \alpha < 90^\circ$.

Tarbija võimsus:

$$P_{di} = U_{di\alpha} I_d = U_{di} I_d \cos \alpha \geq 0 \quad (3.33)$$

Seega on aktiivkoormusel võimalik ainult alalditalitus.

3.2.2 Vahelditalitus



Joonis 3.14. Muunduri M2 talitus vaheldi ehk inverterina

Olgu tüüritava alaldi M2C väljundisse ühendatud elektromotoorjõuga koormus plussklemmiga alaldi miinusklemmi poole (joonis 3.14). Sellise elektromotoorjõu võib tekitada näiteks alalisvoolugeneraator, akupatarei või alalisvooluvõrk.

Elektromotoorjõu allikas E annab energiat vahelduvvooluvõrku siis, kui väljundpinge $U_d < 0$ ja $I_d > 0$. Olukord on võrreldav aku laadimisega. Siluinduktiivsus L_d on vajalik selleks, et vool oleks pidev ja pinge U_d saaks muutuda negatiivseks. Suure induktiivsusega siludrosselit L_d ja elektromotoorjõu allikat E võib üheskoos vaadelda vooluallikana.

Vaheldi saab töötada ainult siis, kui võrgupinge u_p on rakendatud. Kui võrgupinge puuduks, siis ei saaks vool minna ühest muunduriharust teise, kuna esimesena avatud türistoril ei tekiks teda sulgevat vastupinget ja ta jääks pidevalt avatuks (kommutatsiooni ei toimuks). Lülitis suudaks töötada ilma vahelduvpingeta ainult siis, kui kasutatakse täielikult juhitavaid ventiile, nt. suletavaid türistore. Sellisel juhul oleks meil tegemist autonoomse ehk sõltumatu vaheldiga.

Alalisvoolu keskväärtus vahelditalitluses:

$$I_d = \frac{U_{di} \cos \alpha + E}{R_L}. \quad (3.34)$$

Vool I_d saab läbi ventiilide voolata ainult ühes suunas - anoodilt katoodile. Vool on positiivne, kui

$$U_{di} \cos \alpha + E \geq 0. \quad (3.35)$$

Siit avaldame $\cos \alpha$:

$$\cos \alpha \geq \frac{E}{U_{di}}. \quad (3.36)$$

Vahelditalitlusele vastab tüürnurk

$$\alpha_{\min} \leq \alpha \leq 180^\circ, \quad (3.37)$$

kus minimaalne tüürnurk

$$\alpha_{\min} = \arccos\left(\frac{E}{U_{di}}\right). \quad (3.38)$$

α_{\min} on ideaalsete elementide korral 90° . Vaheldi väljundpinge U_d peab seega olema negatiivne.

Tarbija võimsus vahelditalitluses:

$$P_{di} = U_{di}\alpha I_d = U_{di} \cos \alpha \frac{U_{di} \cos \alpha + E}{R} = U_{di}^2 \cos \alpha \frac{\cos \alpha + \frac{E}{U_{di}}}{R} \leq 0. \quad (3.39)$$

Tarbija võimsus on negatiivne, järelikult energia edastub väljundahelast vahelduvvooluvõrku.

Vahelditalitluses kasutatakse tüurnurga α asemel sageli nn. eelnemisnurka β , mis täiendab α väärtust 180° -ni. Eelnemisnurk

$$\beta = 180^\circ - \alpha. \quad (3.40)$$

Eelnemisnurka β väärtused asuvad seega vahemikus

$$0^\circ \leq \beta \leq \beta_{\max}, \quad (3.41)$$

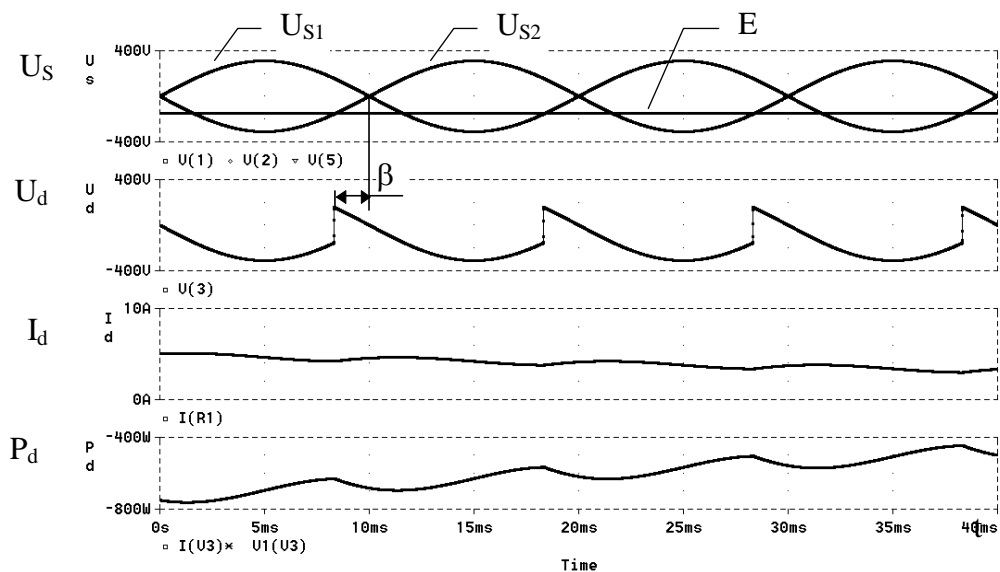
kus $\beta_{\max} \approx 90^\circ$. Eelnemisnurka ei saa tegelikult nulliks muuta, sest vastasel korral ei jõuaks türistorid enam sulguda ja nad jääksid pidevalt avatuks. Tekiks lühis ehk vaheldi väärtus (vt. p. 3.2.4).

Vaheldi väljundpinge arvutatakse nurga β kasutamisel järgmiselt:

$$U_{di\beta} = -U_{di} \cos \beta, \quad (3.42)$$

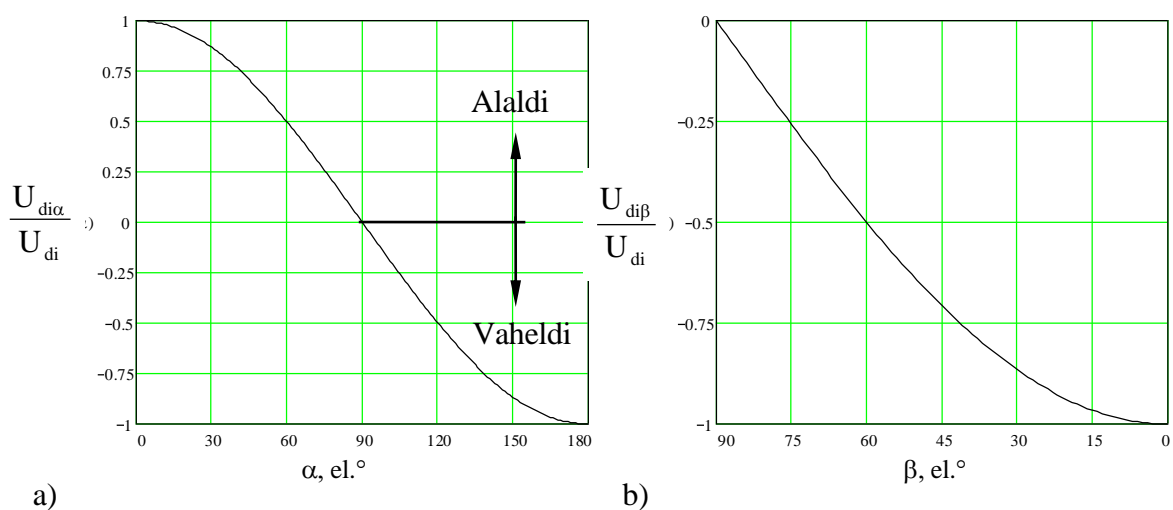
sest $\cos \beta = -\cos \alpha$.

Muunduri M2 pingete ja voolude diagrammid ning pingevalik E võimsus vahelditalitluses, kui $U_s=220$ V, $E=150$ V, $\beta=30^\circ$, on toodud joonisel 3.15.



Joonis 3.15. Ühefaasilise keskväljavõttega muunduri M2C pingete, voolude ja koormuse võimsuse diagrammid vahelditalitluses (simuleeritud programmiga PSpice)

Vahelditalitlusele vastav reguleerimistunnusjoon on kujutatud joonisel 3.16, b.

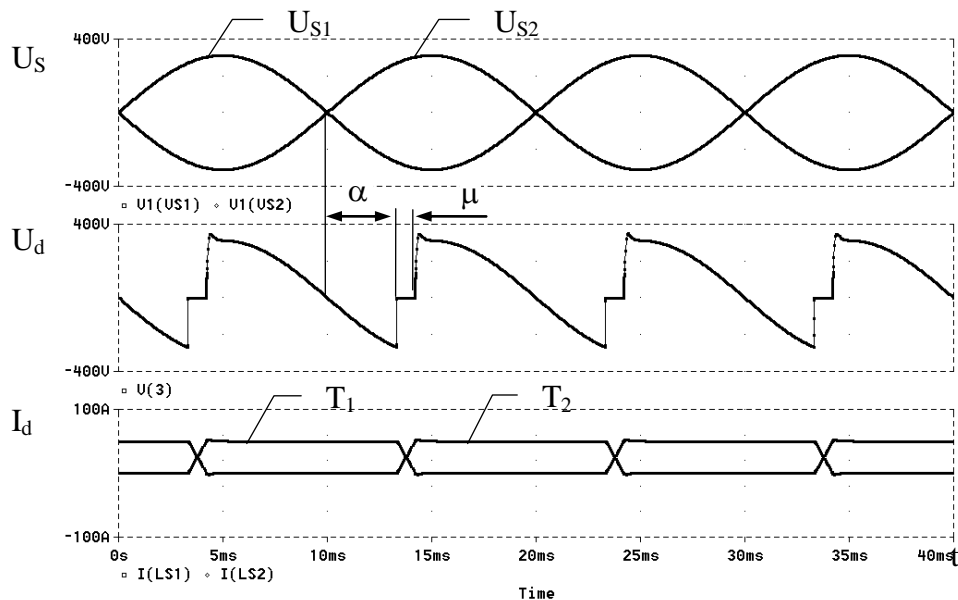


Joonis 3.16. Muunduri M2C reguleerimistunnusjooned: a) alaldi- ja vahelditalitluse ühine reguleerimistunnusjoon tüürnurga α järgi, b) vahelditalitlusele vastav reguleerimistunnusjoone osa eelnemisnurga β järgi

3.2.3 Loomulik kommutatsioon

Trafomähiste puisteinduktiivsuse L_s tõttu toimub anoodvoolu üleminek ühelt ventiililt teisele ehk kommutatsioon teatud aja jooksul, mida nimetatakse kommutatsioonikestuseks. Kommutatsioonikestusele vastab elektriline nurk μ ehk kommutatsiooninurk. Kommutatsiooni kestel on korruga avatud muunduri mõlemad ventiilid. Kommutatsiooni kestel kahaneb sulguvas ventiilis vool I_d nullini ja teises, avanevas ventiilis kasvab nullist väärtuseni I_d .

Võrguga sünkroniseeritud muundurite puhul toimub kommutatsioon võrgupingete mõjul ehk tegemist on loomuliku kommutatsiooniga. Tüüritava ühefaasilise keskväljavõttega alaldi pingete ja voolude diagrammid arvestades kommutatsiooni mõju, kusjuures tüürnurk $\alpha=60^\circ$ ja kommutatsiooninurk $\mu=15^\circ$, on toodud joonisel 3.17.



Joonis 3.17. Ühefaasilise keskväljavõttega alaldi pingete ja voolude diagrammid kommutatsiooni arvestades (simuleeritud programmiga PSpice)

Kommutatsiooni jooksul moodustavad muunduri ahelad lühiskontuuri. Pinge lühiskontuuris ehk kommutatsioonipinge

$$u_k = u_{s1} - u_{s2} = 2L_s \frac{di_k}{dt}, \quad (3.43)$$

kus

i_k - kommutatsioonivool,

L_s - trafomähise puisteinduktiivsus.

Trafomähiste puisteinduktiivsus L_s leitakse trafo lühisekatsest. Selleks toidetakse lühistatud primaarmähisega trafo sekundaarmähist niipalju madaldatud pingega, et primaarmähises oleks nimivool.

Trafo induktiivtakistus

$$X_s = 2\pi f L_s \approx Z_k = \frac{U_k}{I_n} = \frac{u_{k\%}}{100} \frac{U_n}{I_n}. \quad (3.44)$$

Kommutatsioonipinge

$$u_k = \hat{u}_k \sin \omega t = 2L_s \frac{di_k}{dt}. \quad (3.45)$$

Siit avaldame kommutatsioonivoolu diferentsiaalvõrrandi

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{\hat{u}_k}{2L_s} \sin \omega t. \quad (3.46)$$

Võrrandist 3.46 jäeldub, et kommutatsioonivool i_k saab tühisväärtuses T_1 tekkida alles siis, kui kommutatsioonipinge u_k on positiivne. Seetõttu arvestatakse tühisnurka $\alpha=0$ alati alates hetkest, mil $u_k(t)=0$.

Kommutatsioonivool

$$i_k = \frac{\hat{u}_k}{2L_s} \int \sin \omega t dt + k = -\frac{\hat{u}_k}{2\omega L_s} \cos \omega t + k, \quad (3.47)$$

kus k - integreerimiskonstant.

Algtingimused:

$$\omega t = \alpha \text{ ning } i_k(\alpha) = 0, \quad (3.48)$$

seega

$$-\frac{\hat{u}_k}{2\omega L_s} \cos \alpha + k = 0. \quad (3.49)$$

Integreerimiskonstant

$$k = \frac{\hat{u}_k}{2\omega L_s} \cos \alpha. \quad (3.50)$$

Kommutatsioonivool

$$i_k(t) = \frac{\hat{u}_k}{2\omega L_s} (\cos \alpha - \cos \omega t) = \hat{i}_k (\cos \alpha - \cos \omega t). \quad (3.51)$$

Kommutatsiooninurk

Arvutame kommutatsiooninurga tüürnurga $\alpha=0$ korral ehk kommutatsiooni algnurga μ_0 . Kommutatsioonivool on kommutatsiooni lõppedes võrdne vooluga I_d :

$$i_k[\alpha = 0, \omega t = \mu_0] = I_d, \quad (3.52)$$

Valemist 3.51 saadakse:

$$I_d = \hat{i}_k (1 - \cos \mu_0), \quad (3.53)$$

Siit saadakse:

$$\cos \mu_0 = 1 - \frac{I_d}{\hat{i}_k}. \quad (3.54)$$

Kommutatsiooni algnurk

$$\mu_0 = \arccos\left(1 - \frac{I_d}{\hat{i}_k}\right), \quad (3.55)$$

kus

$$\hat{i}_k = \frac{\hat{u}_k}{2\omega L_s}. \quad (3.56)$$

Kommutatsiooninurga μ üldvalemi tuletamiseks kasutatakse samuti valemit 3.51.

$$i_k[\alpha > 0, \omega t = \alpha + \mu] = I_d, \quad (3.57)$$

$$I_d = \hat{i}_k [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]. \quad (3.58)$$

Asendame

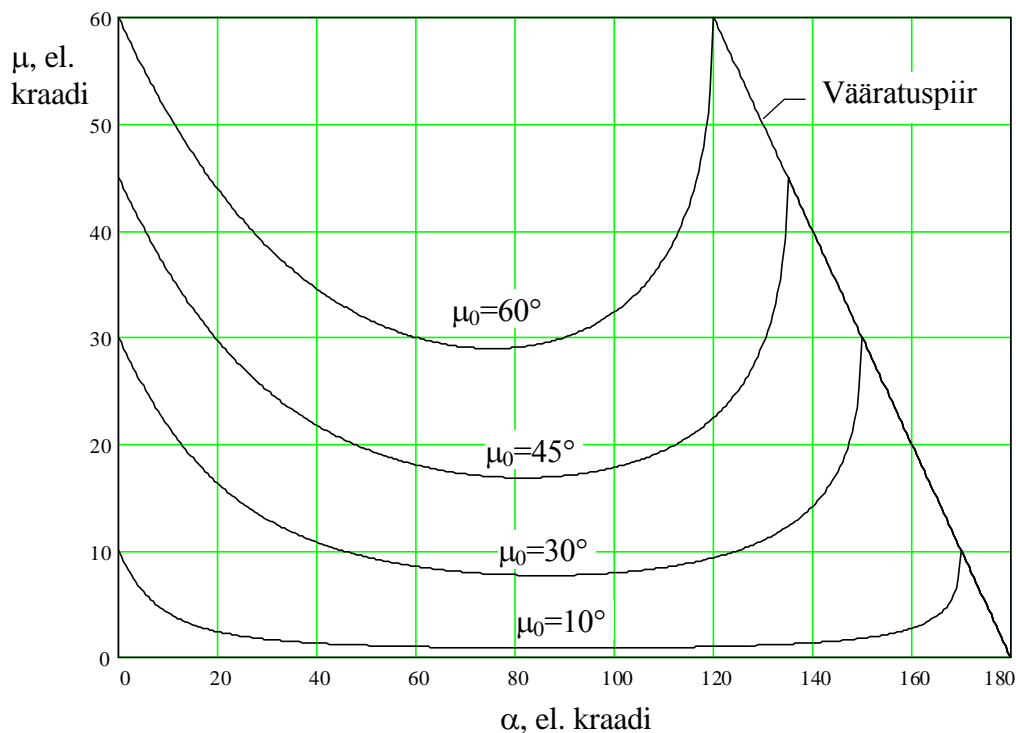
$$\frac{I_d}{\hat{i}_k} = 1 - \cos \mu_0, \quad (3.59)$$

$$1 - \cos \mu_0 = \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu). \quad (3.60)$$

Kommutatsiooninurk

$$\mu = \arccos(\cos \alpha + \cos \mu_0 - 1) - \alpha. \quad (3.61)$$

Kommutatsiooninurga μ sõltuvus tüürnurgast α ja kommutatsiooni algnurgast μ_0 on esitatud joonisel 3.18.



Joonis 3.18. Kommutatsiooninurga μ sõltuvus tüürnurgast α ja kommutatsiooni algnurgast μ_0

Näide: Arvutada tüüritava alaldi M2C kommutatsiooninurk μ järgmiste andmete alusel:
 $U_s=220$ V, $I_d=10$ A, $X_s=3,11$ Ω , $\alpha=30^\circ$.

Kommutatsioonipinge amplituud

$$\hat{u}_k = 2\sqrt{2}U_s = 2\sqrt{2} \cdot 220 = 622 \text{ V.} \quad (3.62)$$

Kommutatsioonivoolu amplituud

$$\hat{i}_k = \frac{\hat{u}_k}{2X_s} = \frac{622}{2 \cdot 3,11} = 100 \text{ A.} \quad (3.63)$$

Kommutatsiooni algnurk

$$\mu_0 = \arccos\left(1 - \frac{I_d}{\hat{i}_k}\right) = \arccos\left(1 - \frac{10}{100}\right) = 25,8^\circ. \quad (3.64)$$

Kommutatsiooninurk

$$\mu = \arccos(\cos \alpha + \cos \mu_0 - 1) - \alpha = \arccos(\cos 30^\circ + \cos 25,8^\circ - 1) - 30^\circ = 9,97^\circ.$$

Väljundpinge kommutatsiooni kestel

Kommutatsiooni kestel on avatud mõlemad ventiilid ja mõlemad faasipinged on korraga väljundiga ühendatud. Kommutatsiooni kestel kehtivad alaldi väljundpinge kohta järgmised võrrandid:

$$u_d = u_{s1} - L_s \frac{di_{s1}}{dt}; \quad (3.65)$$

$$u_d = u_{s2} - L_s \frac{di_{s2}}{dt}. \quad (3.66)$$

Liites võrrandid 3.65 ja 3.66 saame:

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{s1} + u_{s2}) - \frac{1}{2}L_s \left(\frac{di_{s1}}{dt} + \frac{di_{s2}}{dt} \right). \quad (3.67)$$

Alaldi väljundvool

$$I_d = i_{s1} + i_{s2}. \quad (3.68)$$

Kuna vool I_d on ideaalselt silutud, siis $\frac{dI_d}{dt} = 0$.

Seega ka

$$\frac{di_{s1}}{dt} + \frac{di_{s2}}{dt} = 0. \quad (3.69)$$

Järelikult alaldi väljundpinge kommutatsiooni kestel:

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{s1} + u_{s2}). \quad (3.70)$$

Järeldused

- Kommutatsiooni kestel on väljundpinge hetkväärtus u_d võrdne omavahel ühendatud faasipingete aritmeetilise keskmisega. Alaldi M2C puhul on väljundpinge u_d kommutatsiooni kestel null (vt. joonis 3.17).
- Alaldi väljundpinge keskväärtus U_d väheneb kommutatsiooni mõjul.

Kommutatsioonipingelang

Väljundpinge kommutatsiooni kestel

$$\begin{aligned}u_d &= \frac{1}{2}(u_{s1} + u_{s2}) = \frac{1}{2}u_{s1} + \frac{1}{2}u_{s1} - \frac{1}{2}u_{s1} + \frac{1}{2}u_{s2} \\u_d &= u_{s1} - \frac{1}{2}(u_{s1} - u_{s2}) = u_{s1} - \frac{1}{2}u_k\end{aligned}\quad (3.71)$$

Alaldi väljundpinge u_d keskväärtus

$$U_{d\alpha} = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_{s1} d\omega - 2 \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \frac{1}{2}u_k d\omega = U_{d\alpha} - U_{d\alpha} \quad (3.72)$$

$U_{d\alpha}$ - ideaalne alalispinge,

$U_{d\alpha}$ - kommutatsioonipingelang.

Kommutatsioonipinge

$$u_k = 2L_s \frac{di_k}{dt} \quad (3.73)$$

Kommutatsioonipingelang

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} L_s \frac{di_k}{dt} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \omega L_s \frac{di_k}{d\omega} d\omega, \quad (3.74)$$

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^{I_d} X_s di_k = \frac{1}{\pi} X_s I_d. \quad (3.75)$$

Üldvalem kommutatsioonipingelangu arvutamiseks (vt. p. 3.6):

$$U_{d\alpha} = \frac{q\delta s}{g} \frac{X_s}{2\pi} I_d, \quad (3.76)$$

kus

- q kommutatsiooni arv ehk kommutatsioonide arv võrguperioodi jooksul (muunduri M2 kommutatsiooni arv $q=2$);
- s jadamisi ühendatud kommutatsioonirühmade (faasiharude) arv;
- g rööbiti ühendatud kommutatsioonirühmade arv ehk harude arv, millele alalisvool jaguneb;
- δ üheaegselt kommuteeruvate kommutatsioonirühmade arv.

Näide: Arvutada alaldi M2C kommutatsioonipingelang, alaldi väljundpinge ja suhteline kommutatsioonipingelang, kui $U_s=220$ V, $X_s=3.11$ Ω , $I_d=10$ A, $\alpha=30^\circ$.

Alaldi ideaalne väljundpinge tüürnurga $\alpha=0^\circ$ korral:

$$U_{di} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 220 = 198 \text{ V}.$$

Tüürnurgale $\alpha=30^\circ$ vastav ideaalne väljundpinge ideaalse voolusilumise korral:

$$U_{di\alpha} = U_{di} \cos \alpha = 198 \cos 30^\circ = 171,5 \text{ V}.$$

Kommutatsioonipingelang

$$U_{dx} = \frac{q\delta s}{g} \frac{X_s}{2\pi} I_d = 2 \frac{3,11}{2\pi} 10 = 9,9 \text{ V}.$$

Alaldi väljundpinge

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - U_{dx} = 171,5 - 9,9 = 161,6 \text{ V}.$$

Suhteline kommutatsioonipingelang

$$\frac{U_{dx}}{U_{di\alpha}} = \frac{9,9}{198} = 0,05 \equiv 5\%.$$

3.2.4 Vaheldi kommutatsioon ja vääratus

Vahelditalitluses tuleb tagada, et türistorid jõuaksid õigeaegselt sulguda, sest türistori võime taluda päripinget taastub alles siis, kui vähemalt sulgumisaja t_q jooksul pärast voolu kahanemist allapoole hoidevoolu on türistorile rakendatud vastupinge.

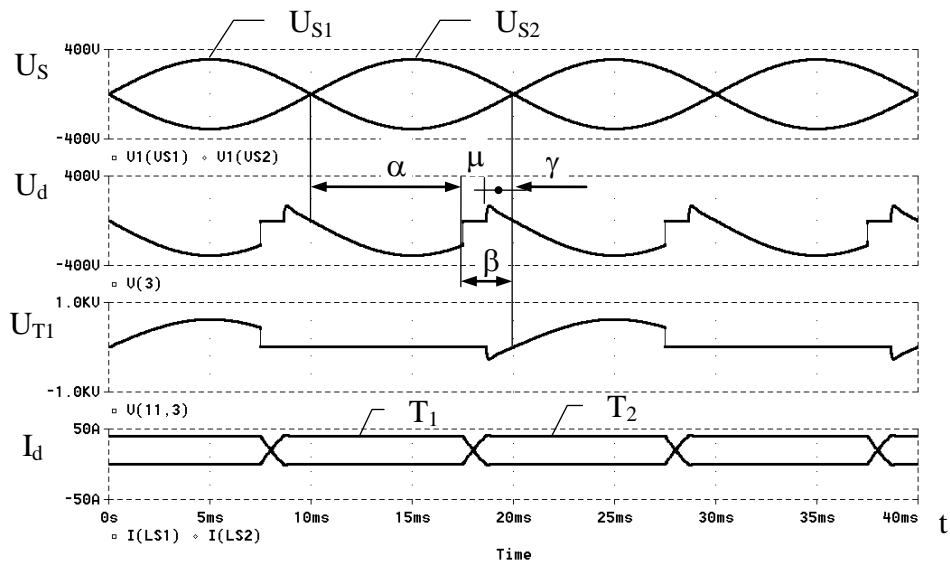
Elektrilist nurka, mille jooksul alaldi vahelditalitluses on türistoril vastupinge, nimetatakse vaheldi sulgenurgaks γ . Sulgenurk

$$\gamma > \omega t_q. \quad (3.77)$$

Maksimaalne tüürnurk ja minimaalne eelnemisnurk

Kui türistorid ei jõua sulgenurga jooksul sulguda, siis jäävad türistorid avatuks ja vaheldi läheb lühisesse ehk vääratub. Sulgenurk mõjutab maksimaalse tüürimisnurga α_{\max} ning minimaalse eelnemisnurga $\beta_{\min} = 180^\circ - \alpha_{\max}$ väärtust. Esimest kommutatsiooni, mil vaheldi vääratub, nimetatakse kommutatsiooni veaks.

Sulgenurga mõju maksimaalsele tüürimisnurgale selgitab joonis 3.19.



Joonis 3.19. Sulgenurk γ , maksimaalne tüürimisnurk α_{\max} , minimaalne eelnemisnurk β_{\min} ja kommutatsiooninurk μ alaldi M2C vaheldaliti luses (simuleeritud programmiga PSpice)

Näide: Arvutada minimaalne sulgenurk võrgusagedusel $f=50$ Hz, kui türistori sulgumisaeg $t_q=150$ μ s.

Minimaalne sulgenurk

$$\gamma_{\min} = \omega t_q = 2\pi f t_q = 2\pi \cdot 50 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \frac{180^\circ}{\pi} = 2,7^\circ.$$

Jooniselt 3.19 järeldub:

$$\alpha + \mu + \gamma = 180^\circ, \quad (3.78)$$

$$\alpha + \mu = 180^\circ - \gamma.$$

Võrrandist (3.61) järeldub:

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos\alpha + \cos\mu_0 - 1;$$

$$\cos(180^\circ - \gamma) = -\cos\gamma = \cos\alpha + \cos\mu_0 - 1;$$

$$\cos\alpha = 1 - \cos\mu_0 - \cos\gamma.$$

Maksimaalne tüürnurk

$$\alpha_{\max} = \arccos(1 - \cos\mu_0 - \cos\gamma_{\min}). \quad (3.79)$$

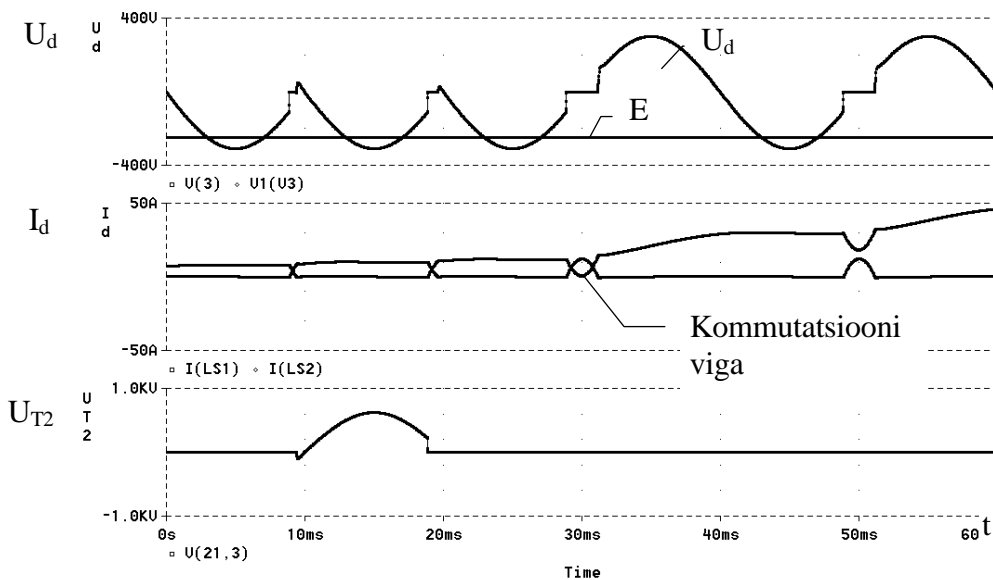
Näide: $\mu_0=25,8^\circ$, $\gamma_{\min}=2,7^\circ$. Kontrollida, kas vaheldi jääb tööle tüürnurga $\alpha=160^\circ$ korral.

Maksimaalne tüürnurk valemi (3.79) järgi:

$$\alpha_{\max} = \arccos(1 - \cos 25,8^\circ - \cos 2,7^\circ) = 154^\circ.$$

Vaheldi vääratub, sest tüürnurk ületab maksimaalse väärtuse, mille korral ventiilid jõuaksid veel sulguda.

Muunduri M2 pinged ja voolud vääratumisel vahelditalitluses on kujutatud joonisel 3.20.



Joonis 3.20. Vaheldi vääratub

Jooniselt 3.20 näeme, et muundur vääratub, kui türistoril T_2 ei tekkinud enam sulgemiseks vajalikku vastupinget, s. t. sulgenurk γ polnud enam piisav. Pärast vääratumist jäi türistor T_2 avatuks ja vool hakkas järsult kasvama.

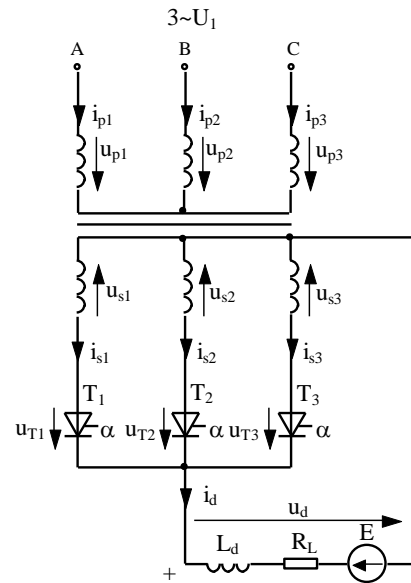
3.3 Kolmeefaasiline keskväljavõttega alaldi M3

Kolmefaasilise keskväljavõttega tüüritav alaldi M3C on joonisel 3.21.

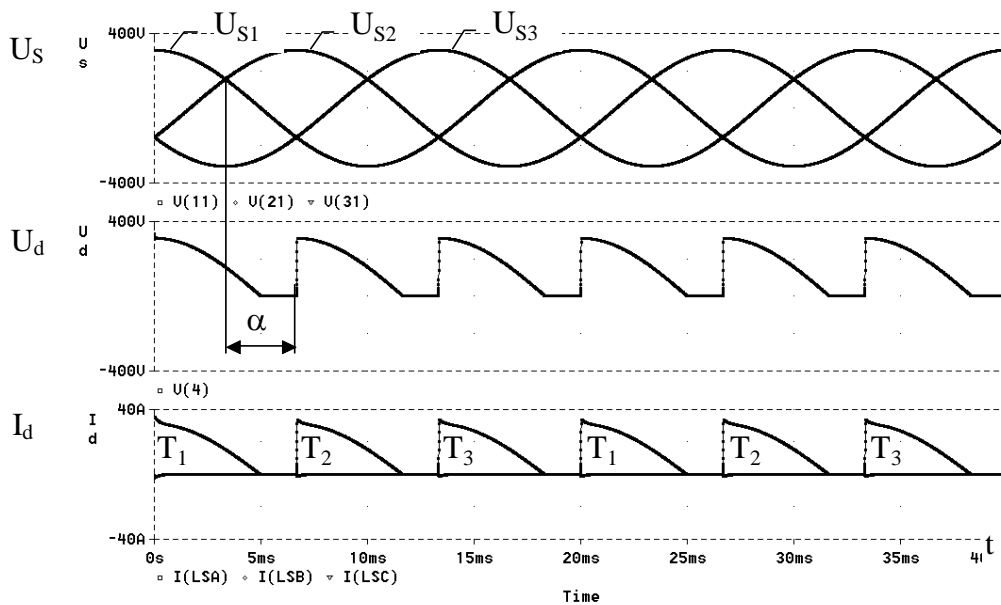
Kolmefaasiline keskväljavõttega ehk tähtlülituses alaldi M3 kujutab endast põhimõtteliselt kolme poolperioodalaldi M1 rööpühendust, kusjuures alaldite sisendpinged $u_{s1} \dots u_{s3}$ (toiteträfo sekundaarpinged) on üksteise suhtes 120° nihutatud.

Kolmefaasiline keskväljavõttega alaldi võib olla mittetüüritav (diodidega – M3U) või tüüritav (türistoridega – M3C). Tüüritav alaldi M3C saab töötada ka vaheldina.

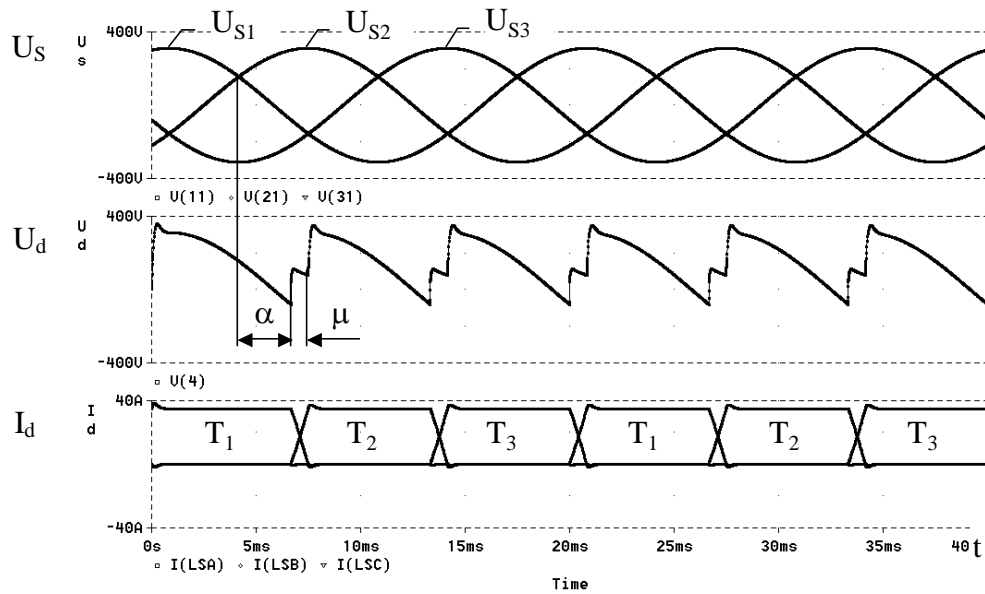
Alaldi M3 pingete ja voolude diagrammid erinevat liiki koormustel on toodud joonistel 3.22 ja 3.23.



Joonis 3.21. Kolmefaasiline keskväljavõttega tüüritav alaldi M3CK (ühise katoodiga lülitus)



Joonis 3.22. Kolmefaasilise keskväljavõttega alaldi M3 pingete ja voolude diagrammid aktiivkoormusel, kui tüürnurk $\alpha = 60^\circ$ (simuleeritud programmiga PSpice)



Joonis 3.23. Kolmefaasilise keskväljavõttega alaldi M3 pingete ja voolude diagrammid aktiiv-induktiivkoormusel ideaalsel voolusilumisel, kui $\alpha=45^\circ$, $\mu=15^\circ$ (simuleeritud programmiga PSpice)

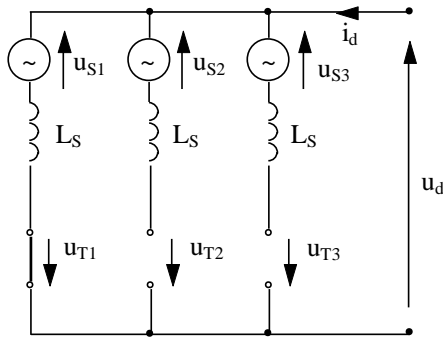
Tüürnurka α loetakse alates hetkest, mil kommutatsioonipinge (ventiili pinge) muutub positiivseks, millele näiteks ventiilil T_1 vastab elektriline nurk 30° . Ventiili T_1 saab avada, kui liinipinge $u_{13} > 0$, seega tüürnurk $\alpha=0^\circ$, kui $u_{13}=u_{k1}=0$.

Näiteks, kui on antud tüürnurk $\alpha=60^\circ$, siis sekundaarpinge u_{s1} diagrammi vastav elektriline nurk alates positiivse poolperioodi algusest on $30^\circ+60^\circ=90^\circ$.

Maksimaalne tüürnurk aktiivkoormusel, kui $L_d=0$:

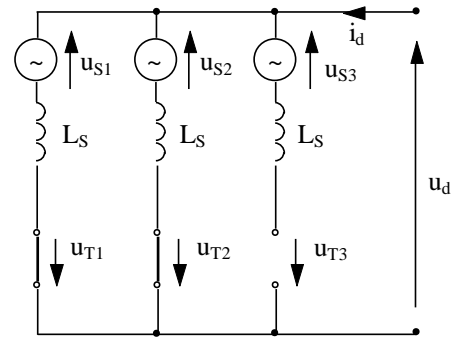
$$\alpha_{\max}=180^\circ-30^\circ=150^\circ.$$

Alaldi M3 aseskeemid kommutatsiooniprotsesside selgitamiseks on joonistel 3.24 a - f.



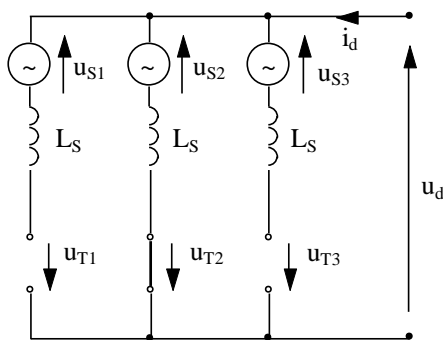
a) ventiil T_1 on avatud

$$u_{T1}=0; u_d=u_{S1}$$



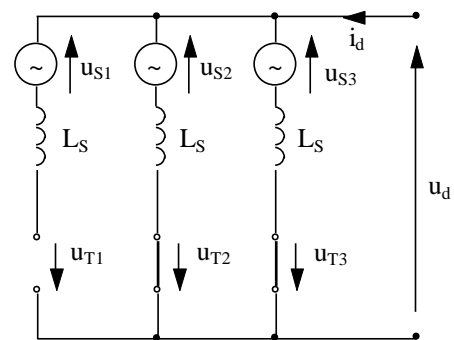
b) Kommutatsioon $T_1 \rightarrow T_2$

$$u_{T1}=0; u_d=0,5(u_{S1}+u_{S2})$$



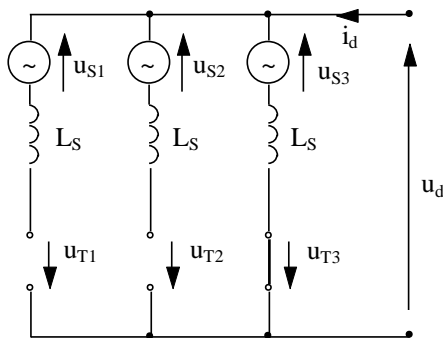
c) T_2 on avatud

$$\begin{aligned} u_{T2}&=0 \\ u_{T1}&=u_{S1}-u_{S2}=u_{12} \\ u_d&=u_{S2} \end{aligned}$$



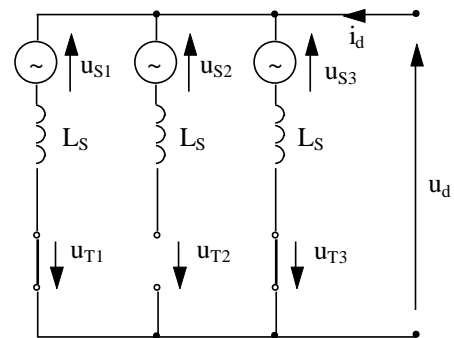
d) Kommutatsioon $T_2 \rightarrow T_3$

$$\begin{aligned} u_d &= 0,5(u_{S2}+u_{S3}) \\ u_{T1} &= u_{S1}-u_d = u_{S1}-0,5(u_{S2}+u_{S3}) = \\ &= 0,5u_{S1}+0,5u_{S1}-0,5u_{S2}-0,5u_{S3} = \\ &= 0,5(u_{S1}-u_{S2})+0,5(u_{S1}-u_{S3}) \\ u_{T1} &= 0,5(u_{12}+u_{13}) \end{aligned}$$



e) T_3 on avatud

$$\begin{aligned} u_{T3}&=0 \\ u_{T1}&=u_{S1}-u_{S3}=u_{13} \\ u_d &= u_{S3} \end{aligned}$$



f) Kommutatsioon $T_3 \rightarrow T_1$

$$\begin{aligned} u_{T1}&=0; u_{T3}=0 \\ u_{k1}&=u_{S1}-u_{S3}=u_{13} \\ u_d &= u_{S1}-L_S di_{T1}/dt; u_d = u_{S3}-L_S di_{T3}/dt \\ 2u_d &= u_{S1}+u_{S3}-L_S(di_{T1}/dt+di_{T3}/dt) \\ u_d &= 0,5(u_{S1}+u_{S3}) \end{aligned}$$

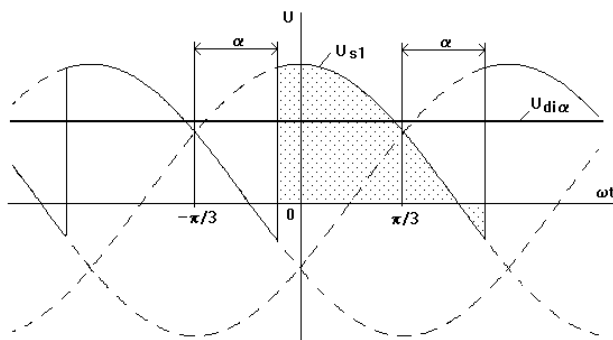
Joonis 3.24. Kolmefaasilise keskväljavõttega alaldi M3 aseseemid kommutatsiooniprotsesside analüüsiks ideaalse voolusilumise korral; erinevatele olekutele a - f vastavad pingete arvutusvalemid on toodud jooniste all

Analüüsidest joonise 3.24 alusel ajavahemikke a kuni f näeme, et

- alalispinge hetkväärtus u_d kommutatsiooni kestel on määratud rakendatud faasipingete aritmeetilise keskmisega.
- väljundpinge pulseerib 3-kordse toitepinge sagedusega, s. t. tegemist on kolmepulsilise lülitusega (pulsilisus $p=3$). Ühe võrguperioodi kohta toimub 3 kommutatsiooni ehk kommutatsiooni arv $q=3$.

Reguleerimistunnusjoon

Pingediagramm kolmeefaasilise keskväljavõttega alaldi M3C väljundpinge arvutamiseks ideaalse voolusilumise korral on toodud joonisel 3.25.



Joonis 3.25. Pingediagramm tüüritava alaldi M3C väljundpinge arvutamiseks

Alaldi väljundpinge kesk-
väärtuse (alaliskomponendi) $U_{di\alpha}$ arvutamiseks arvutame joonisel 3.25 kujutatud viirutatud pindala suuruse, korrutame selle kolmega ja jagame võrgupinge perioodi pikkusega 2π . Kolmega korrutamine on vajalik sellepärast, et ühes võrgupinge perioodis on kolm sellist pulssi.

Otstarbekas on valida sümmeetrilised integreerimisrajad, mis võimaldab tulemust lihtsustada liitmisvalemite abil. Väljundpinge ideaalsel voolusilumisel:

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{di}(t) d\omega t = 3 \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \hat{u}_{s1} \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{2}U_s}{2\pi} \sin \omega t \Big|_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} = \\
 &= \frac{3\sqrt{2}U_s}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]. \tag{3.80}
 \end{aligned}$$

Trigonomeetriast on teada, et

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2} [\sin(a + b) + \sin(a - b)].$$

Idealne väljundpinge (tühijooksupinge):

$$U_{di\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_s \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} U_s \cos \alpha \approx 1,17 U_s \cos \alpha. \tag{3.81}$$

Idealne alalispinge tüürnurga $\alpha=0$ korral:

$$U_{di} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_s \approx 1,17U_s. \quad (3.82)$$

Reguleerimistunnusjooon ideaalsel voolusilumisel:

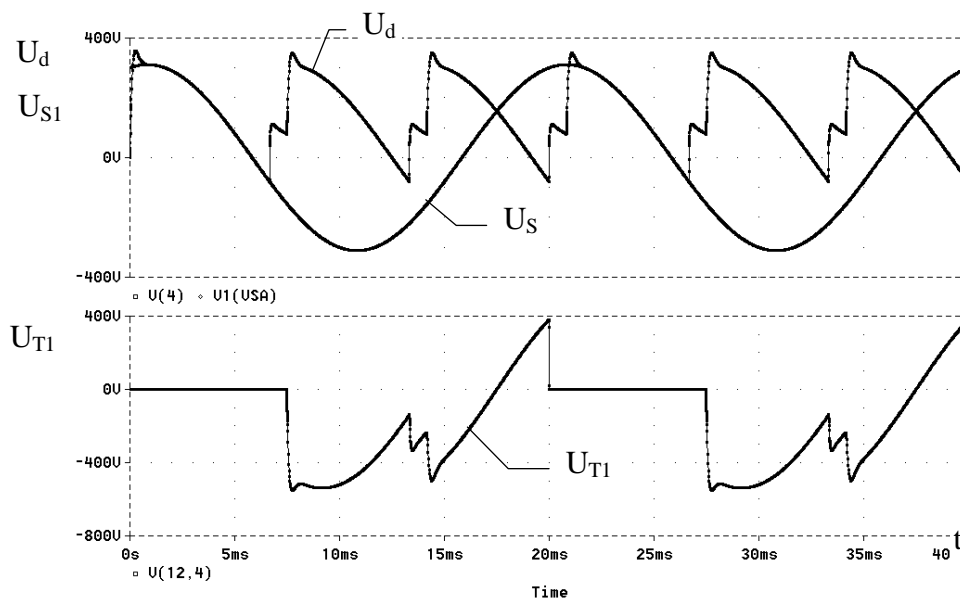
$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di}} = \cos\alpha. \quad (3.83)$$

Ventiilide pinged ja voolud

Kirjutame joonise 3.21 põhjal välja pingete võrrandi ventiilipingele u_{T1} kohta:

$$u_{T1} = u_{S1} - u_d. \quad (3.84)$$

Alaldi M3C ventiilipinged on kujutatud joonise 3.26 alumisel diagrammil.



Joonis 3.26. Alaldi M3C pinged aktiiv-induktiivkoormusel, kui $\alpha=45^\circ$ ja $\mu=15^\circ$

Ventiilipinged diagrammi saab alaldatud pinged ja faasipinged järgi graafiliselt konstrueerida võrrandi (3.84) alusel.

Avatud ventiili pinged on võrdne ventiili päripingelanguga, mille võib pingekõverate konstrueerimisel suure mastaabi tõttu lugeda võrdseks nulliga.

Vastupinged suurim väärtus ventiili suletud olekus võrdub liinipinged amplituudväärtusega. Ventiili suurim vastupinged ei sõltu tüüriurgast α . Ventiili vastupinged

$$\hat{u}_t = \sqrt{2}\sqrt{3}U_s = 2\frac{\pi}{3}U_{di}. \quad (3.85)$$

Üks ventiil juhib voolu 1/3 toitepinged perioodi jooksul. Ventiili juhtivusnurk:

$$\lambda = \omega t_f = \frac{2\pi}{3}. \quad (3.86)$$

Ventiilivoolu keskvaartus:

$$I_{\text{TAV}} = \frac{I_d}{3}. \quad (3.87)$$

Ventiili- ja trafo sekundaarmähise voolu efektiivvaartus:

$$I_{\text{Tef}} = I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (3.88)$$

Toitetrafo võimsus

Sekundaarmähiste näivvõimsus:

$$S_s = 3U_s I_s. \quad (3.89)$$

Trafo sekundaarpinge U_s on alaldi väljundpingega U_{di} seotud järgmiselt:

$$U_s = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{di}. \quad (3.90)$$

Sekundaarvoolu efektiivvaartus:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (3.91)$$

Trafo sekundaarvõimsus:

$$S_s = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{di} \frac{I_d}{\sqrt{3}} \approx 1,48 U_{di} I_d. \quad (3.92)$$

Primaarmähiste näivvõimsus:

$$S_p = 3U_p I_p. \quad (3.93)$$

Trafo primaarpinge:

$$U_p = wU_s = w \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{di}. \quad (3.94)$$

Primaarvool ideaalse trafosüdamiku korral:

$$I_p = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{w}. \quad (3.95)$$

Primaarmähiste näivvõimsus:

$$S_p = 3w \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{di} \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{w} \approx 1,21 U_{di} I_d. \quad (3.96)$$

Valemitest (3.91) ja (3.95) nähtub, et trafo sekundaarmähise võimsus on suurem kui primaarmähisel. Selle põhjuseks on asjaolu, et trafo sekundaarmähiseid läbib voolu alaliskomponent.

Trafo nimivõimsus on sekundaar- ja primaarvõimsuse aritmeetiline keskmine:

$$S_n = \frac{1}{2} (S_s + S_p) \approx 1,345 U_{di} I_d. \quad (3.97)$$

Alaldi võimsustegur

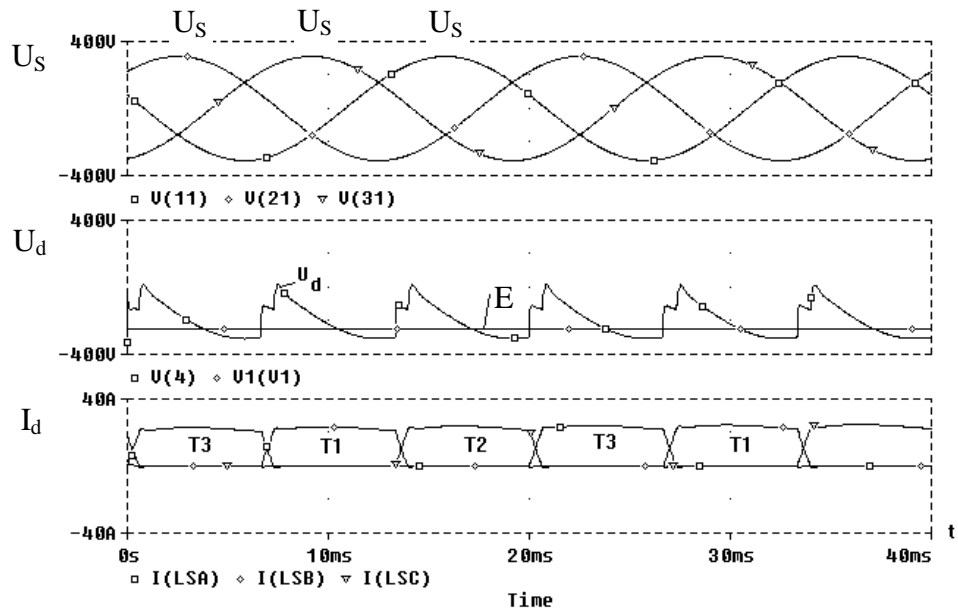
$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_{di} I_d}{S_p} = \frac{1}{1,21} = 0,83. \quad (3.98)$$

Vahelditalitus

Tüüritav alaldi M3C saab töötada ka vaheldina. Selleks lülitatakse koormusahelasse elektromotoorjõud, mis hoiaks ventiilid avatuna väljundpinge u_d negatiivsetel väärtustel (vt. p. 3.2.2) ja muudetakse tüürnurk suuremaks kui 90° (eelnemisnurk $\beta < 90^\circ$).

Kehtivad kõik punktis 3.2.2 alaldi M2C vahelditalitluse kohta toodud valemid.

Kolmefaasilise keskväljavõttega alaldi M3C pingete ja voolude diagrammide näide vahelditalitluses on joonisel 3.27.



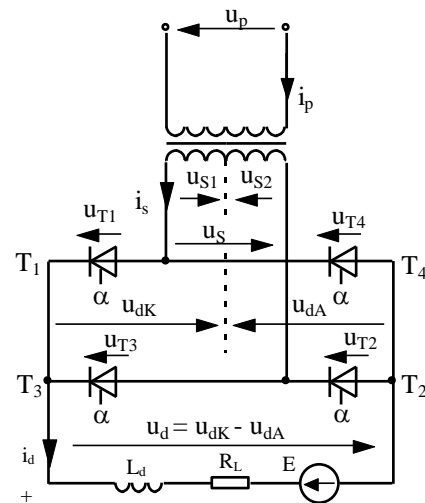
Joonis 3.27. Kolmefaasilise keskväljavõttega muunduri M3 pingete ja voolude diagrammid vahelditalitluses, kui tüürnurk $\alpha=135^\circ$ (eelnemisnurk $\beta=45^\circ$), kommutatsiooninurk $\mu=10^\circ$ (simuleeritud programmiga PSpice)

3.4 Ühefaasiline sildalaldi B2

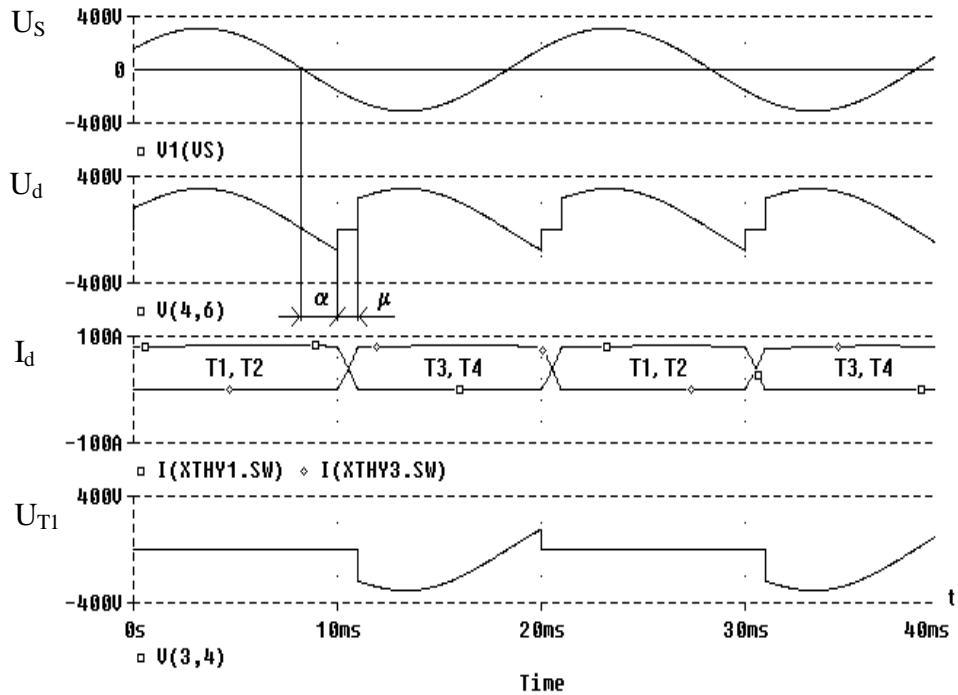
Ühefaasiline sildalaldi B2 on kahe ühefaasilise keskväljavõttega alaldi M2 jadaühendus, kusjuures üks kommutatsioonirühm on ühise katoodiga ehk K-lülituses ja teine ühise anoodiga ehk A-lülituses (joonis 3.28).

Tüürtav sildalaldi B2C saab töötada ka vaheldina ja anda energiat koormuselt tagasi võrku.

Ühefaasilise tüüritava sildalaldi B2C pingete ja voolude diagrammid ideaalsel voolusilumisel on kujutatud joonisel 3.29.



Joonis 3.28. Ühefaasiline tüürtav sildalaldi B2C kui kahe keskväljavõttega alaldi M2C jadaühendus



Joonis 3.29. Ühefaasilise sildalaldi pingete ja voolude diagrammid ideaalsel voolusilumisel, kui tüürnurk $\alpha=30^\circ$ ja kommutatsiooninurk $\mu=15^\circ$

Alaldi B2 väljundpinge arvutamiseks leitakse kahe 1-faasilise keskväljavõttega alaldi jadaühenduse väljundpinge:

$$u_d = u_{dK} - u_{dA};$$

$$U_{di\alpha} = U_{diM2K} \cos \alpha - (-U_{diM2A} \cos \alpha);$$

$$U_{di\alpha} = 2U_{diM2} \cos \alpha = U_{di} \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \cos \alpha \approx 0,9U_s \cos \alpha. \quad (3.99)$$

Sama tulemus saadakse alaldatud pinge keskvaartuse arvutamisel pingediagrammi joonis 3.29 järgi.

Reguleerimistunnusjoon ideaalse voolusilumise korral:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di}} = \cos \alpha. \quad (3.100)$$

Ventiilide maksimaalne vastupinge eeldusel, et vastupinge jaguneb jadamisi ühendatud ventiilidel võrdselt:

$$\hat{u}_T = \sqrt{2}U_s. \quad (3.101)$$

Vastupinge on alaldiga M2 võrreldes 2 korda väiksem, sest ventiilid töötavad paarikaupa jadamisi lülitatult. Seejuures tuleb lahendada ventiilide jadaühenduse probleemid (vt. p. 2.1.2).

Ventiili voolu keskvaartus

$$I_{FAV} = \frac{I_d}{2}. \quad (3.102)$$

Ventiili voolu efektiivväärtus

$$I_{FRMS} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (3.103)$$

Trafo võimsus

$$S_p = S_s = 1,11U_{di}I_d. \quad (3.104)$$

Alaldi B2 võimsustegur

$$\cos \varphi = \frac{U_{di}I_d}{S_p} = \frac{1}{1,11} = 0,9. \quad (3.105)$$

Sildlülituses alaldi kasutab alaldiga M2 võrreldes paremini võrgutrafo võimsust ja trafost võib vajaduse korral loobuda, sest trafo keskväljavõtet ei vajata. Ühefaasilist sildalaldit kasutatakse alla 4 - 5 kW võimsustel. Alaldi B2 tähtsamad andmed on toodud punktis 3.6.

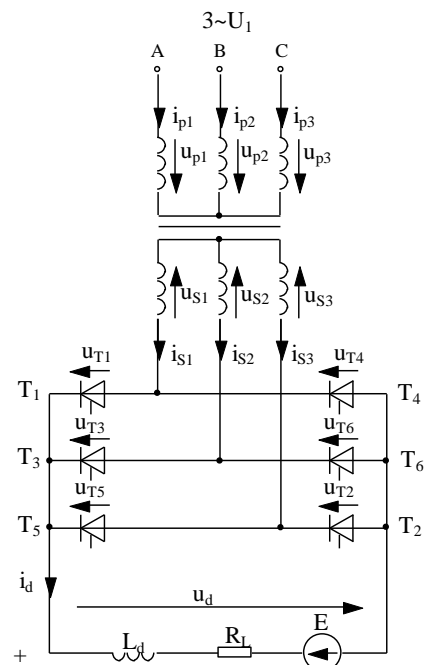
3.5 Kolmefaasiline sildalaldi B6

Kolmefaasiline sildalaldi B6 kujutab endast kahe keskväljavõttega alaldi M3 jadaühendust, kusjuures üks M3-alaldi on K-lülituses ja teine A-lülituses. Järelikult on alaldi B6 väljundpinge 2 korda suurem kui keskväljavõttega alaldil M3 ja ühe võrgupinge perioodi kohta tuleb 6 väljundpinge pulssi (pulsilisus $p=6$).

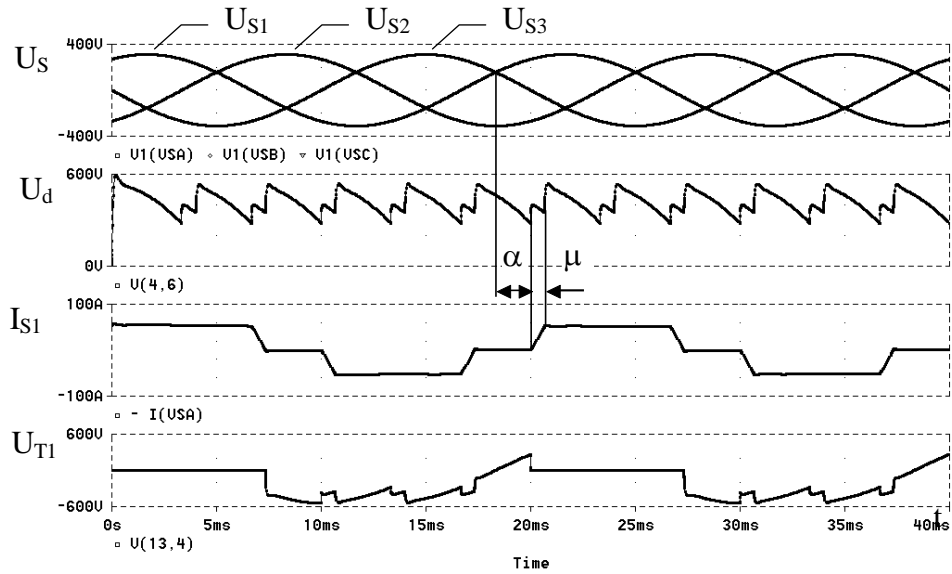
Kolmefaasilise tüüritava sildalaldi B6C jõuskeem on kujutatud joonisel 3.30.

Ventiilid lülitatakse sisse paarikaupa üks ventiil anoodrühmast ja teine katoodrühmast. Ventiilide tööjärjekord antud tähistuste korral on T_1-T_2 , T_2-T_3 , T_3-T_4 , T_5-T_6 , T_6-T_1 jne.

Juhtitava 3-faasilise tüüritava sildalaldi B6C pingete ja voolude diagrammid on kujutatud joonisel 3.31.

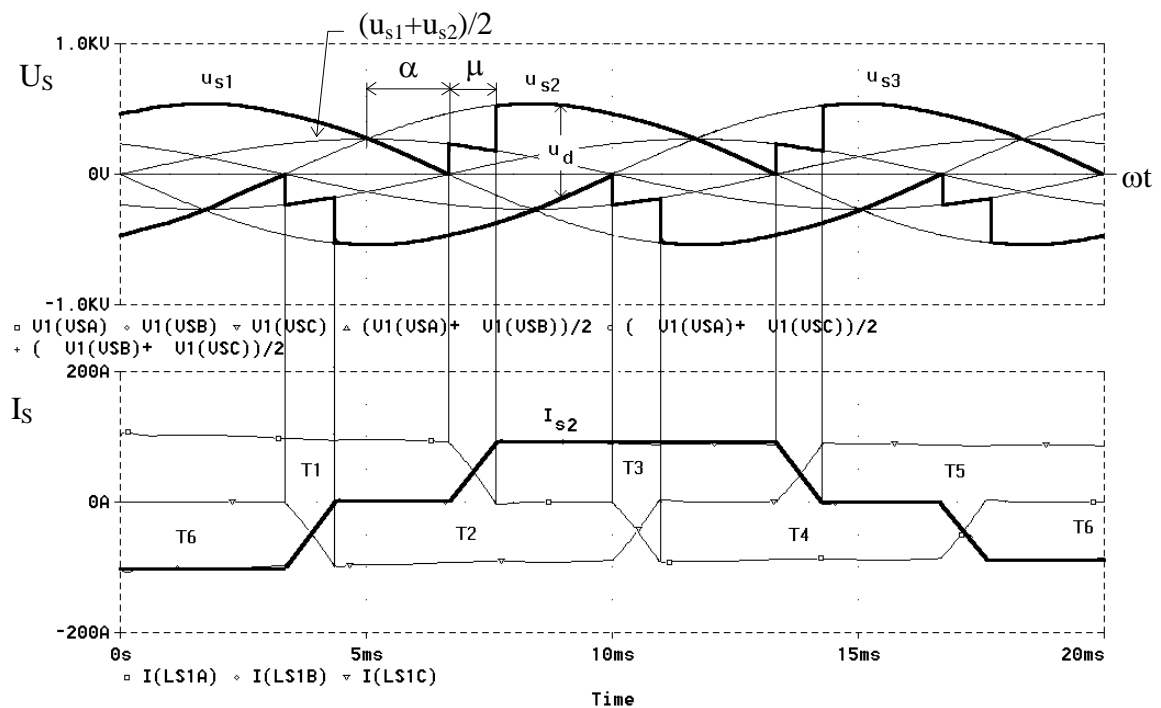


Joonis 3.30. Kolmefaasiline tüüritav sildalaldi B6C



Joonis 3.31. Sildlülites alaldi B6 pinged ja voolud alalditalitluses RL-koormusel ($\alpha=30^\circ$, $\mu=12^\circ$, $L_d \rightarrow \infty$): kolmefaasiline pingesüsteem, väljundpinge u_d , trafomähise vool i_s ja türistori T_1 pinge u_{T1}

Väljundpinge u_d kujunemist selgitav diagramm on toodud joonisel 3.32.



s 3.32. Alaldi B6 väljundpinge kujunemist selgitav diagramm

Jooni

Alaldi B6 väljundpinge ideaalse voolusilumise korral:

$$u_d = u_{dK} - u_{dA};$$

$$U_{di\alpha} = U_{diM3K} \cos\alpha - (-U_{diM3A} \cos\alpha);$$

$$U_{di\alpha} = 2U_{diM3} \cos\alpha = U_{di} \cos\alpha = 2 \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_s \cos\alpha \approx 2,34U_s \cos\alpha. \quad (3.106)$$

Alaldi väljundpinge u_d määratakse trafo faasipingete vahe ehk liinipingega. Kommutatsioonihetkedel on kaks faasipinget omavahel lühistatud ja väljundpinge on määratud nende faasipingete aritmeetilise keskmise ja kolmanda faasipinge vahega. Voolu ja kommutatsiooninurga suurenemisel üle 60° juhivad voolu korraga kolm ventiili ja kommutatsiooni kestel on korraga avatud neli ventiili.

Reguleerimistunnusjoon ideaalsel voolusilumisel:

$$\frac{U_{di\alpha}}{U_{di}} = \cos\alpha. \quad (3.107)$$

Ventiilide maksimaalne vastupinge eeldusel, et vastupinged on ühtlustatud:

$$\hat{u}_T = \sqrt{3}\sqrt{2}U_s = 2,45U_s = 1,05U_{di}. \quad (3.108)$$

Ventiili vastupinge on alaldiga M3 võrreldes 2 korda väiksem, sest ventiilid töötavad paari-kaupa jadamisi lülitatult. Lahendada tuleb ventiilide jadatühenduse probleemid (vt. p. 2.1.2).

Ventiili voolu keskväärts

$$I_{FAV} = \frac{I_d}{3}. \quad (3.109)$$

Ventiili voolu efektiivväärts

$$I_{FRMS} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (3.110)$$

Trafo võimsus

$$S_p = S_s = 1,05U_{di}I_d. \quad (3.111)$$

Alaldi B6 võimsustegur

$$\cos\varphi = \frac{U_{di}I_d}{S_p} = \frac{1}{1,05} = 0,95. \quad (3.112)$$

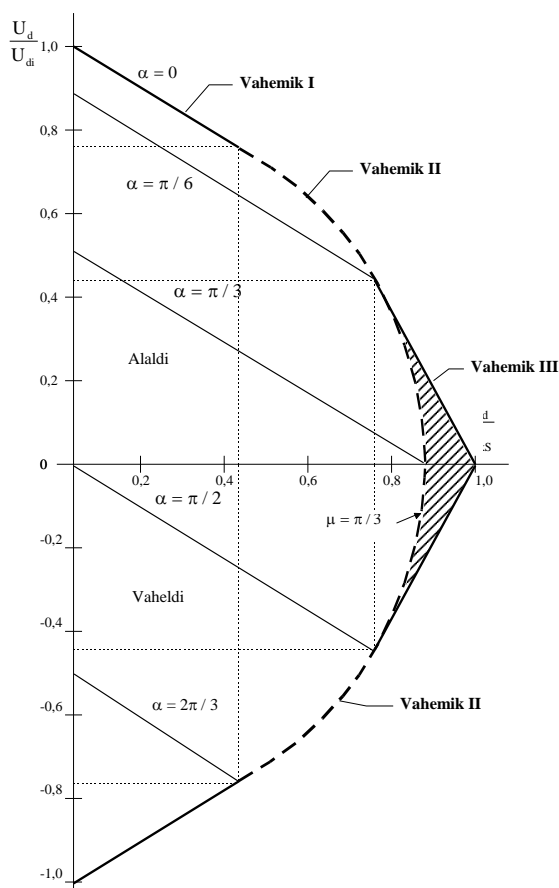
Heade energietiliste näitajate tõttu kasutatakse muundurit B6 väga laialdaselt. Ta sobib ka väga suurte võimsustel ja pingetel.

Väljundtunnusjoon

Muunduri B6 koormusvoolu I_d suuren-
damisel hakkab väljundpinge U_d
vähenema. See on tingitud toitrafo
puisteinduktiivsuse tõttu tekkivast kom-
mutatsioonipingelangust ja pingelan-
gudest aktiivtakistustel. Aktiivtakistuse
mõju on kommutatsiooni mõjuga võr-
reldes väike ja seetõttu käsitleme ainult
viimast.

Väljundtunnusjoon näitab muunduri suht-
telise väljundpinge sõltuvust suhtelisest
väljundvoolust. Suhteline väljundpinge on
muunduri väljundpinge ja tühijook-
supinge jagatis U_d/U_{di} . Suhteline väl-
jundvool on alalisvoolu ja faasimähise
lühisvoolu jagatis I_d / \hat{i}_{ks} . Muunduri B6
väljundtunnusjoon on toodud joonisel
3.33.

Negatiivse väljundpingega väljundtun-
nusjoone osa vastab muunduri vaheldi-
talitlusele, mis tekib siis, kui muunduri
väljundisse ühendada pingeallikas nii, et
pingeallika plussklemm on alaldi mii-
nuskleemi pool ja tüürnurk ületab 90° .



Joonis 3.33. Alaldi B6 väljundtunnusjoon

Väljundtunnusjoone kalle sõltub kommutatsioonitingimustest, mille alusel on tunnusjoon
jaotatud kolmeks vahemikuks I, II ja III.

Vahemik I ($\mu < 60^\circ$)

Voolu I_d kasvades suureneb kommutatsiooni algnurk μ_0 (vastab kommutatsiooninurgale nullise
tüürnurga puhul):

$$\mu_0 = \arccos\left(1 - \frac{I_d}{\hat{i}_k}\right) = \arccos\left(1 - \frac{2X_S I_d}{\hat{u}_k}\right), \quad (3.113)$$

kus kommutatsioonipinge amplituud $\hat{u}_k = \sqrt{2}\sqrt{3}U_S$.

Kommutatsiooninurk, kui $\alpha > 0$:

$$\mu = \arccos(\cos \alpha + \cos \mu_0 - 1) - \alpha, \quad (3.114)$$

Voolu juhivad korraga 2 türistori. Väljundtunnusjoonel, joonis 3.33, vastab sellele vahemik I ($\mu < 60^\circ$). Kommutatsiooni mõjul väheneb muunduri väljundpinge U_d selles vahemikus võrdeliselt vooluga I_d :

$$U_d = U_{di} \cos \alpha - \frac{3X_s}{\pi} I_d. \quad (3.115)$$

Jagades viimase võrrandi läbi muunduri tühijooksupingega $U_{di} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_s$ saadakse:

$$\frac{U_d}{U_{di}} = \cos \alpha - \frac{X_s I_d}{\sqrt{6} U_s}. \quad (3.116)$$

Faasi lühisvoolu amplituudväärtus

$$\hat{i}_{ks} = \frac{\sqrt{2} U_s}{X_s}. \quad (3.117)$$

Väljundtunnusjoone avaldis vahemikus I (joonis 3.33):

$$\frac{U_d}{U_{di}} = \cos \alpha - \frac{I_d}{\sqrt{3} \hat{i}_{ks}} \quad (3.118)$$

I vahemiku lõpule vastab pinge $0,75 U_{di}$ ja alalisvool $0,433 \hat{i}_{ks}$. Normaalses tööolukorras vool suuremaks ei muutu. II ja III väljundtunnusjoone vahemik tekivad üldjuhul ülekoormuse või lühise olukorras.

Vahemik II ($\mu = 60^\circ$)

Kui μ saavutab väärtuse 60° , siis tekib olukord, kus hakkavad korraga voolu juhtima 3 türistori. Avatud türistoride kommutatsioon hakkab halvendama sisselülitatava türistori kommutatsioonitingimusi. Türistor ei saa sisse lülituda enne, kui tekib päripinge. (Juhtsüsteem peab sellise talitluse võimalikkuse korral andma türistoridele korduvaid tüürimpulsse.)

Voolu edasisel suurendamisel kommutatsiooninurga μ väärtus enam ei suurene, kuid tekib täiendav viivitus α' tööd alustava türistori sisselülitumisel. Viivituse α' ehk pseudo-tüürnurga mõjul hakkab alaldi väljundpinge voolu suurendamisel üha järsemalt vähenema. Talitlusele, kus $\alpha' < 30^\circ$ ja $\mu = 60^\circ$ vastab väljundtunnusjoone vahemik II.

Kui tüürnurk $\alpha = 0^\circ$, siis suhteline väljundpinge vahemikus II:

$$\frac{U_d}{U_{di}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{3} \left(\frac{I_d}{\hat{i}_{ks}} \right)^2}. \quad (3.119)$$

Voolu edasisel suurendamisel α' kasvab, kuni saavutab väärtuse 30° . Sellele punktile vastab väljundpinge $U_d=0,433 U_{di}$ ja väljundvool $I_d=0,75 \hat{i}_{ks}$. Kui tüürnurk $\alpha>0^\circ$, siis tekib II vahemik ainult siis, kui $\alpha<30^\circ$.

Vahemik III ($\mu > 60^\circ$)

Viivitusel $\alpha' = 30^\circ$ hakkab korraga toimuma 2 kommutatsiooni, mille kestel kõik toitepinge faasid on omavahel lühistatud ja väljundpinge u_d on null. Kommutatsiooni ajal on korraga avatud 4 türistori. Talitlusele $\alpha'=30^\circ$ ja $\mu>60^\circ$ vastab väljundtunnusjoone vahemik III. Väljundtunnusjoone viirutatud ala tähistab kahekordse kommutatsiooni ala.

Tüürnurga $\alpha=0^\circ$ korral sõltub väljundpinge vahemikus III voolust I_d lineaarselt:

$$\frac{U_d}{U_{di}} = \sqrt{3} \left(1 - \frac{I_d}{\hat{i}_{ks}} \right). \quad (3.120)$$

Kui vool veelgi kasvab, siis suureneb kommutatsiooninurk veelgi ja lühise kestus pikeneb, kuni lõpuks tekib pidev 3-faasiline lühis ja väljundpinge muutub nulliks.

Kui tüürnurk $\alpha>0^\circ$, siis pinge III vahemikus:

$$\frac{U_d}{U_{di}} = \sqrt{3} \left(\sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) - \frac{I_d}{\hat{i}_{ks}} \right). \quad (3.121)$$

3.6 Üldistatud p-pulsiline muundur

Alaldite ja vaheldite käsitlemist saab lihtsustada, kui kasutada üldistatud p-pulsilise muunduri mõistet. p-pulsilise muunduri teoorias võetakse kasutusele järgmised suurused:

- p - pulsilisus ehk väljundpinge pulsside arv ühes vahelduvpinge perioodis,
- q - kommutatsiooni arv ehk kommutatsioonide arv ühes võrguperioodis,
- s - jadamisi ühendatud faasiharude (kommutatsioonirühmade) arv,
- g - rööbiti ühendatud kommutatsioonirühmade arv ehk faasiharude arv, millele alalisvool jaguneb,
- δ - üheaegselt kommuteeruvate kommutatsioonirühmade arv.

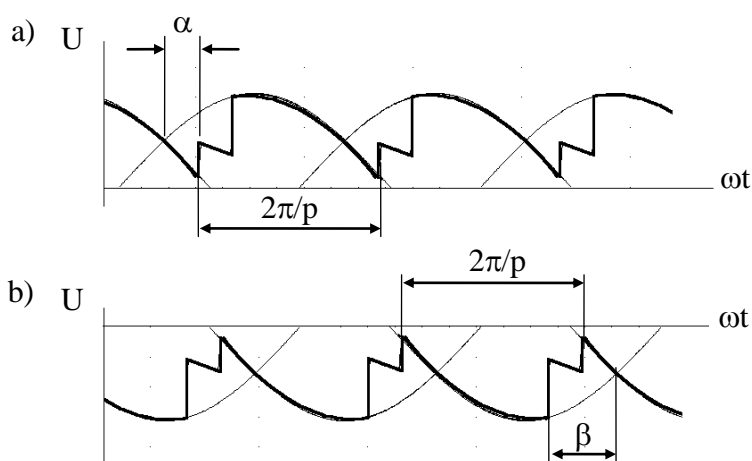
Tabelis 3.1 on toodud erinevate muundurite p, q, s, g ja δ väärtused.

Tabel 3.1. Erinevate muundurite tegurite p, q, s, g ja δ väärtused.

Muundur	p	q	s	g	δ
M1	1	1	1	1	1
M2	2	2	1	1	1
M3	3	3	1	1	1
M6	6	6	1	1	1
B2	2	2	2	1	2
B6	6	3	2	1	1
B6.2S	12	3	4	1	1
B6.2C	12	3	2	2	1

3.6.1 Väljundpinge

p-pulsilise muunduri väljundpinge diagramm on toodud joonisel 3.34.



Joonis 3.34. p-pulsilise muunduri väljundpinge diagrammid: a) alaldi, b) vaheldi

See diagramm kehtib keskväljavõttega muundurite kohta. Sildlülituses muunduritel on jadamisi ühendatud 2 faasiharu ($s=2$) ja neid käsitletakse 2 keskväljavõttega muunduri jadaühendusena. Sildlülituses muunduri väljundpinge keskvaartus on seetõttu s korda suurem kui vastaval keskväljavõttega muunduril. Üldistatud muunduri väljundpinge keskvaartus tühijooksul:

$$U_{di\alpha} = \frac{sq}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{q}}^{\alpha + \frac{\pi}{q}} \sqrt{2} U_s \cos \omega t d\omega t = \frac{sq\sqrt{2}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{q} U_s \cos \alpha. \quad (3.122)$$

Muunduri koormamisel väljundpinge väheneb, sest tekivad mitmesugused pingelangud.

Väljundpinge

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - U_{dx} - U_{dr} - U_F, \quad (3.123)$$

kus

U_{dx} - pingelang trafo puisteinduktiivsustel ehk kommutatsioonipingelang:

$$U_{dx} = \frac{\delta \text{sq}}{g} \frac{X_s}{2\pi} I_d, \quad (3.124)$$

U_{dr} - aktiivpingelang:

$$U_{dr} = (sR_{tr} + sr_T + R_d) I_d = I_d \Sigma R, \quad (3.125)$$

Ventiili päripingelang (vt. p. 2.1.1):

$$U_F = U_{F0} + I_d r_T. \quad (3.126)$$

Enamus juhtudel võib suurt viga tegemata aktiivpingelangud ja ventiilide päripingelangud jätta arvestamata, sest $\Sigma R \ll X_s$. Trafo faasimähise puisteinduktiivtakistuse X_s saab arvutada valemiga (3.44). Väljundpinge keskväärtus arvestades kommutatsiooni mõju:

$$U_{d\alpha} = \frac{\text{sq}\sqrt{2}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{q} U_s \cos \alpha - \frac{\text{sq}}{g} \frac{I_d X_s}{2\pi}. \quad (3.127)$$

See on üldistatud muunduri väljundtunnusjoone valem. Tegelik väljundpinge kujuneb valemiga (3.127) arvatud pingest trafomähise ja siludrosseli aktiivtakistuste pingelangude ja ventiilide päripingelangude võrra veidi väiksemaks.

Näiteks muunduri B6 väljundtunnusjoon:

$$U_{d\alpha B6} = \frac{2 \cdot 3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} U_s \cos \alpha - I_d \left(\frac{2 \cdot 3}{1} \frac{X_s}{2\pi} \right) \approx 2,34 U_s \cos \alpha - 0,955 I_d X_s. \quad (3.128)$$

Valemi 3.128 järgi arvatud väljundtunnusjoon vastab väljundtunnusjoone I vahemikule, kus kommutatsiooninurk $\mu < \pi/3$ (joonis 3.33).

3.6.2 Arvutamine suhteliste suurustega

Muunduri tunnusjoonte arvutusi saab lihtsustada suhteliste suuruste kasutamisega. Vaatleme näiteks väljundtunnusjoone arvutamist suhteliste suurustega.

Jagades väljundtunnusjoone avaldise (3.123) läbi ideaalse alalispingega U_{di} saadakse muunduri suhteline väljundpinge:

$$\frac{U_{d\alpha}}{U_{di}} = \frac{U_{d\alpha}}{U_{di}} - \frac{U_{dx}}{U_{di}} - \frac{U_{dr}}{U_{di}} - \frac{U_F}{U_{di}} = \cos \alpha - dx - dr - df. \quad (3.129)$$

Suhteline kommutatsioonipingelang

$$dx = \frac{sq}{g} \frac{X_s}{2\pi} \frac{I_d}{U_{di}}. \quad (3.130)$$

Suhteline kommutatsioonipingelang nimikoormusel:

$$dx_n = \frac{\delta sq}{g} \frac{X_s}{2\pi} \frac{I_{dn}}{U_{din}}. \quad (3.131)$$

Kuna muunduri väljundpinge U_{di} on võrdeline trafo sekundaarpingega U_s , siis

$$\frac{U_{din}}{U_{di}} = \frac{U_{sn}}{U_s}. \quad (3.132)$$

Seega suhteline kommutatsioonipingelang:

$$dx = dx_n \frac{U_{din}}{U_{di}} \frac{I_d}{I_{dn}} = dx_n \frac{U_{sn}}{U_s} \frac{I_d}{I_{dn}}. \quad (3.133)$$

Suhteline aktiivpingelang

Suhteline aktiivpingelang:

$$dr = \frac{I_d \sum R}{U_{di}}. \quad (3.134)$$

Suhteline aktiivpingelang nimikoormusel:

$$dr_n = \frac{I_{dn} \sum R}{U_{din}}. \quad (3.135)$$

Suhteline aktiivpingelang:

$$dr = dr_n \frac{U_{din}}{U_{di}} \frac{I_d}{I_{dn}} = dr_n \frac{U_{sn}}{U_s} \frac{I_d}{I_{dn}}. \quad (3.136)$$

Suhteline aktiivpingelang nimikoormusel dr_n moodustab suhtelisest kommutatsioonipingelangust dx ainult mõne protsendi, s. t. $dr \ll dx$. Suurt viga tegemata võib suhtelise aktiivse pingelangu dr jätta arvestamata.

Väljundtunnusjoon

Koormatud muunduri väljundpinge:

$$U_{d\alpha} = U_{di} \cos \alpha - dx U_{di} - dr U_{di} - U_F. \quad (3.137)$$

Muunduri ideaalne väljundpinge (tühijooksupinge):

$$U_{di} = U_{din} \frac{U_s}{U_{sn}}. \quad (3.138)$$

Muunduri väljundtunnusjoon suhteliste pingelangudega:

$$U_{d\alpha} = U_{din} \frac{U_s}{U_{sn}} \cos \alpha - (dx_n + dr_n) \frac{U_{din}}{I_{dn}} I_d - U_F. \quad (3.139)$$

3.6.3 Aseskeem

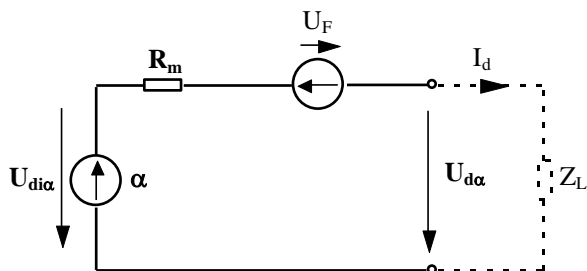
Muunduri väljundtunnusjoone avaldisest (3.137) leitakse muunduri ideaalne alalispinge, mis vastab pingevalika elektromotoorjõule:

$$U_{d\alpha} = U_F + (dr_n + dx_n) \frac{U_{din}}{I_{dn}} I_d + U_{d\alpha} = U_F + R_m I_d + U_{d\alpha}, \quad (3.140)$$

kus R_m - muunduri sisetakistus:

$$R_m = (dr_n + dx_n) \frac{U_{din}}{I_{dn}}. \quad (3.141)$$

Tüüritava muunduri aseskeem on joonisel 3.35.



Joonis 3.35. Tüüritava muunduri väljundahela aseskeem

Sama aseskeem kehtib nii alaldite kui vaheldite kohta. Suhteliste suuruste kasutamisel saab sellisele lihtsale kujule taandada ükskõik kui keerulise muundurilülituse.

3.7 Võrguga sünkroniseeritud muundurite andmed

Levinumate võrguga sünkroniseeritud muundurite tähtsamad parameetrid on tabelis 3.2. Andmed kehtivad mittetüüritavate, osaliselt tüüritavate ja tüüritavate muundurite kohta ning vastavad pidevvoolurežiimile induktiivkoormusel.

Tabel 3.2. Võrguga sünkroniseeritud muundurite parameetrid

Para-meeter	Muundurilülitus							
	M1 ¹⁾	M2	M3	M6 ⁴⁾	B2	B6 ⁵⁾	B6.2S ⁶⁾	B6.2C ⁶⁾
U_{di}/U_S	0,45	0,9	1,17	1,35	0,9	2,34	4,68	2,34
w	1,211	0,483	0,183	0,042	0,483	0,042	0,0103	0,0103
I_{TAV}/I_d	1,571	0,5	0,333	0,167	0,5	0,333	0,333	0,167
\hat{u}_T/U_S	1,414	2,828	2,45	2,45	1,414	2,45	2,45	2,45
\hat{u}_T/U_{di}	3,14	3,14	2,09	2,09	1,57	1,047	0,523	1,047
p	1	2	3	6	2	6	12	12
q	1	2	3	6	2	3	3	3
s	1	1	1	1	2	2	4	2
g	1	1	1	1	1	1	1	2
δ	1	1	1	1	2	1	1	1
I_S/I_d	0,707	0,707	0,577	0,408	1,0	0,816	0,816	0,408
$S_p/U_{di}I_d$	2,69	1,111	1,209	1,28	1,111	1,047	1,012	1,012
$S_S/U_{di}I_d$	3,49	1,571	1,481 ²⁾ 1,710 ³⁾	1,81	1,111	1,047	1,047	1,047
$S_{nt}/U_{di}I_d$	3,09	1,341	1,345 ²⁾ 1,460 ³⁾	1,55	1,111	1,047	1,029	1,029
cosφ	0,37	0,90	0,83	0,95	0,90	0,95	0,99	0,99
P_d	<0,1 kW	<1 kW	keskmine	suur	<4 kW	suur	suur	suur

1) Aktiivkoormusel.

2) Trafo ühendusskeem

Δ/Yn 5.

3) “ “

Δ/Zn0, Y/Zn5, Δ/Zn6 või Y/Zn11.

4) “ “

Δ/Yn(5+11).

5) “ “

Y/Y0, Δ/Y5 või Δ/Y11.

6) “ “

Δ/Y5, Δ6 või Y/Δ 5, Y6.

Muundurilülituse valik

Muundurilülitus valitakse lähtudes muunduri võimsusest, sobivast pingete vahekorrast ja pinge pulsatsioonitegurist. Sildlülituses muundurite tehnilis-majanduslikud näitajad on üldiselt paremad kui keskväljavõttega muunduritel. Sildlülituses muundurite omadused keskväljavõttega muunduritega võrreldes on järgmised:

- Sildlülituses muundureid saab kasutada ka toitetrafoto, kui pole nõutav alalis- ja vahelduvvoolu võrgu galvaaniline eraldamine. Keskväljavõttega muunduritel on trafo kasutamine mõõdapääsmatu. See-eest vajatakse keskväljavõttega muundurites vähem jõupooljuhte.
- Sildlülituses muundurite ventiilide vastupinged on 2 korda väiksemad ja ka trafo võimsus on väiksem, sest sekundaarvool ei sisalda alaliskomponenti nagu keskväljavõttega muunduritel.
- Suurtel võimsustel osutuvad sildlülituses muundurid keskväljavõttega muunduritest 20 - 50 % odavamaks. Suurtel võimsustel kasutatakse kõige enam 3-fasilist sildlülituses muundurit B6.

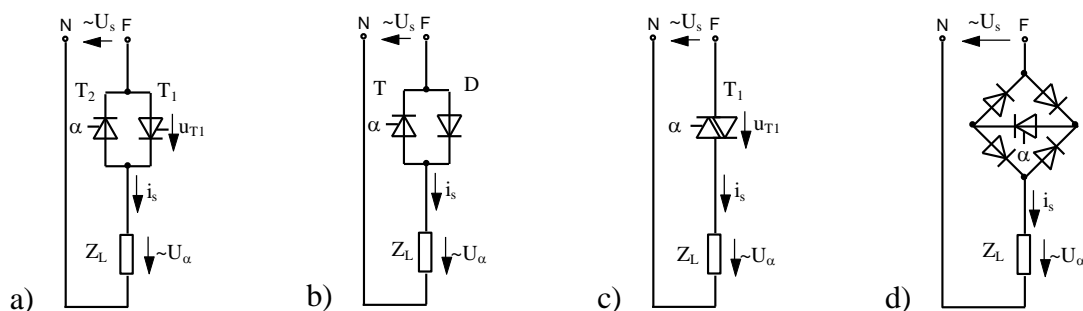
4. VAHELDUVPINGEREGULAATORID JA -LÜLITID

Vahelduvpingeregulaator muundab vahelduva võrgupinge muudetava efektiivväärtusega väljundpingeks. **Vahelduvvoolulüliti** võimaldab vahelduvvoolu tarbijaid kontaktivabalt sisse ja välja lülitada. Vahelduvvoolulüliti on vahelduvpingeregulaatori üks erijuhtum, kus lüliti

sisselülitatud olekus on tarbija pinge võrdne võrgupingega ja väljalülitatud olekus null. Vahelduvvoolulüliteite jõuskeemid on identsed vahelduvpingeregulaatorite jõuskeemidega ja seetõttu käsitleme neid üheskoos vahelduvpingeregulaatoritega.

4.1 Ühefaasiline vahelduvpingeregulaator

Vahelduvpingeregulaator koosneb kahes suunas juhtivast pooljuhtventiilist, mis koostatakse nt. vasturööpsetest türistoridest, sümistorist või diodidest ja türistoridest. Levinumate ühefaasiliste vahelduvpingeregulaatorite skeemid on joonisel 4.1.



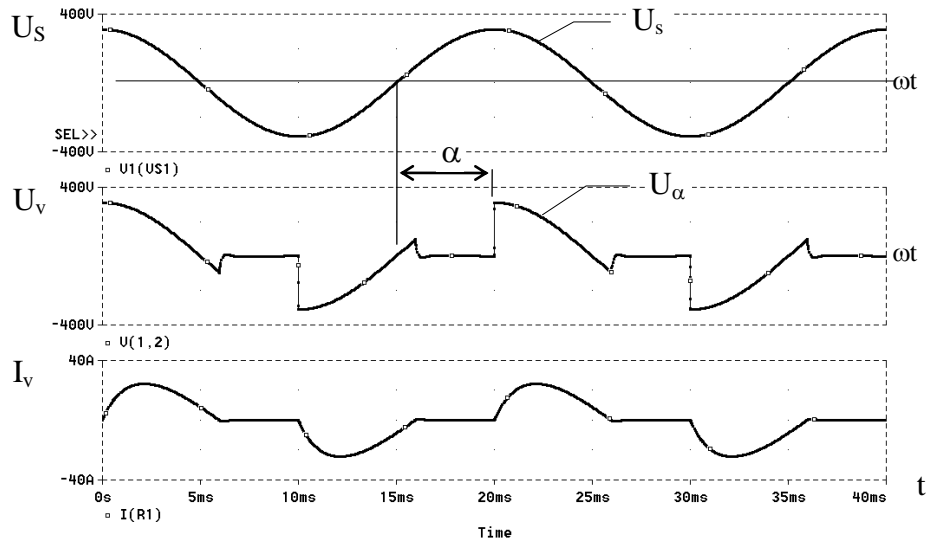
Joonis 4.1. Ühefaasiliste vahelduvpingeregulaatorite ja -lülitite levinumad skeemid: a) WIC kahe vasturööbitise türistoriga, b) diodi ja türistoriga, c) sümistoriga, d) diodsilla ja türistoriga

Ühefaasilisi vahelduvpingeregulaatoreid kasutatakse laialdaselt kodumasinade (elektritrellid, pesumasinad, tolmuimejad jne.) mootorite kiiruse reguleerimiseks ja valgustugevuse regulaatorites. Pinget reguleeritakse nullist või mingist alpingest võrgupingeni. Pinget reguleerimiseks on kaks põhilist võimalust: faasi- ja impulssreguleerimine.

Faasireguleerimise korral lülitatakse pooljuhtventiilid sisse teatud hilistusega alates momendist, mil ventiilil tekkis päripinge. Hilistumisele vastavat elektrilist nurka nimetatakse tüürnurgaks α . Tüürnurga suurendamisel väljundpinge efektiivväärtus väheneb. Ventiilid sulguvad loomuliku kommutatsiooniga.

Impulssreguleerimise korral kasutatakse näiteks pulsilaiuse modulatsiooni, s. t. täielikult juhitavaid jõupooljuhte lülitatakse võrgupinge sagedusest tunduvalt suurema sagedusega sisse ja välja. Pinget efektiivväärtuse reguleerimine toimub sisselülituskestuse muutmisega.

Faasireguleerimine võimaldab pinget sujuvamat muutmist, kuid tekitab rohkem elektromagnetilisi häireid kui impulssreguleerimine. Kuna enamasti kasutatakse faasireguleerimist, siis impulssreguleerimist me ei käsitle. Ühefaasilise vahelduvpingeregulaatori pingete ja voolude diagrammid faasireguleerimisel aktiiv-induktiivkoormusel on joonisel 4.2.



Joonis 4.2. Ühefaasilise vahelduvpingeregulaatori pingete ja voolude diagrammid aktiiv-induktiivkoormusel, kui $\alpha=90^\circ$, $U_s=220\text{ V}$, $R=10\ \Omega$, $L=10\text{ mH}$

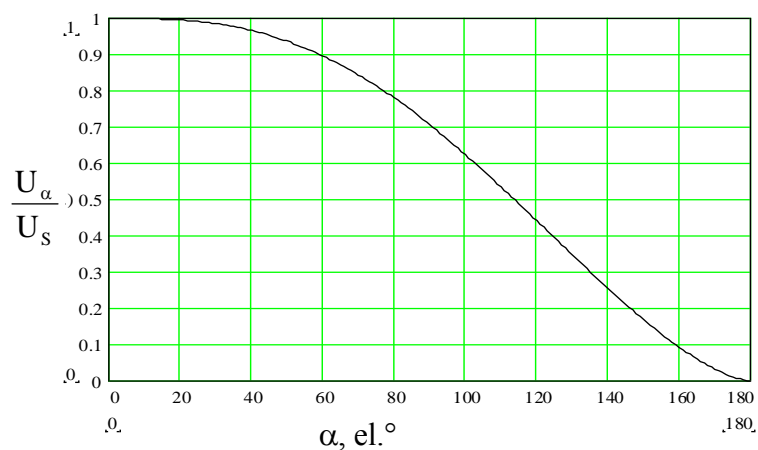
Vahelduvpinge aktiivtarbijal tüürnurga α korral:

$$U_\alpha = U_s \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}. \quad (4.1)$$

Reguleerimistunnusjoon aktiivkoormusel:

$$\frac{U_\alpha}{U_s} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}. \quad (4.2)$$

Ühefaasilise vahelduvpingeregulaatori WIC reguleerimistunnusjoon aktiivkoormusel on joonisel 4.3.



Joonis 4.3. Muunduri WIC reguleerimistunnusjoon aktiivkoormusel

Induktiivse iseloomuga koormusel muunduri töö halveneb ja väljundpinge suureneb ventiilide sulgumise hilinemise tõttu.

Ventiili voolu efektiivväärtus

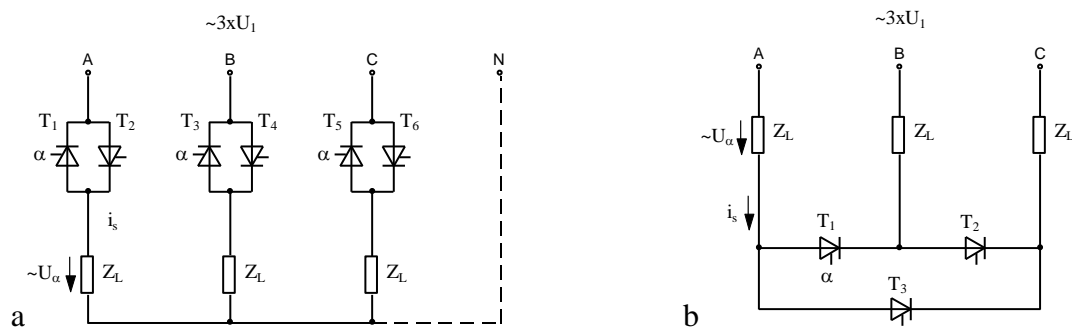
$$I_T = \frac{I_s}{\sqrt{2}}. \quad (4.3)$$

Ventiili vastupinge

$$\hat{u}_T = \sqrt{2}U_s. \quad (4.4)$$

4.2 Kolmefaasiline vahelduvpingeregulaator

Kolmefaasiline vahelduvpingeregulaator koosneb kolmest ühefaasilisest vahelduvpingeregulaatorist, mis paiknevad igas faasis. Kasutatakse mitmesuguseid skeeme, kuid levinuim on W3C, mis on kujutatud joonisel 4.4, a.



Joonis 4.4. Kolmefaasiline vahelduvpingeregulaator: a) W3C, b) P3C

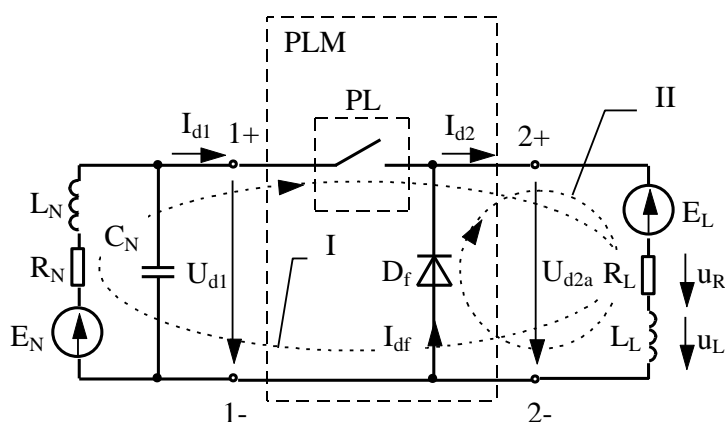
Muunduris W3C võidakse türistorpaaride asemel kasutada ka sümistore või türistori ja diodi. Koormus võidakse ühendada ka toitevõrgu poolele. Kui koormuse keskpunkt on ühendatud töönulliga N, siis on kolmefaasilise vahelduvpingeregulaatori reguleerimiskarakteristik identne 1-faasilise vahelduvpingeregulaatori omaga (joonis 4.3). Tarbija pingele U_L vastab siis faasipinge. Kui ühendus töönulliga puudub, siis peavad türistorid voolu tekkimiseks lülituma sisse paarikaupa. Muundur P3C (joonis 4.4, b) on muundurist W3C odavam, sest vajatakse ainult kolme türistori. See-eest on türistoridele rakendatud liinipinged.

Kolmefaasilised vahelduvpingeregulaatorid sobivad kuumutussüsteemide juhtimiseks ja asünkronmootorite pehmeks käivitamiseks. Muundurit W3C on kasutatud ka sulametalli magnethüdrodünaamiliste pumpade tootlikkuse reguleerimiseks. Muundurit W3C kasutatakse 3-faasiliste ahelate kontaktivaba lülitina. Kontaktivabade lülitite kasutamine elektromagnetiliste kontaktorite asemel on õigustatud suurte lülitussageduste puhul (alates 1000 lülitust tunnis) või siis, kui on nõutav sädemevaba lülitamine. Praeguse tehnika taseme juures kujuneb kontaktivaba lüliti siiski oma elektromagnetilisest analoogist kogukamaks ja kallimaks.

5. ALALISPINGE-PULSILAIUSMUUNDURID

5.1 Ühekvastrandiline pinget vähendav pulsilaiusmuundur

Ühesuunalise voolu ja ühepolaarse emj-ga ehk ühekvastrandiline alalispinge **pulsilaiusmuundur** (PLM) võimaldab muundada alalispinget toitepingest allapoole. Tema põhiliseks rakenduseks on alalisvoolumootorite kiiruse juhtimine. Sealt tuleneb ka nimetus ühekvastrandiline alalispingemuundur, mis tähendab seda, et alalisvoolumasin saab töötada mehaanilise karakteristiku ühes kvadrantis, mis vastab mootoritalitlusele. Ühekvastrandilise PLMi põhjalik analüüs võimaldab aru saada keerulisematest lülitustest, sest ta on aluseks kõigile autonoomsetele (toitevõrgust sõltumatutele) muunduritele. Ühekvastrandilise PLM-i lülitus on toodud joonisel 5.1.

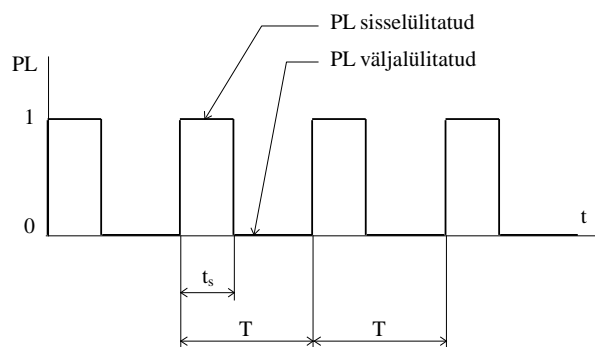


Joonis 5.1. Lihtne ühekvastrandiline alalispinge-pulsilaiusmuundur (PLM), mis koosneb pooljuhtlülitist PL ja vabavooludiodist D_f

Ühekvastrandilise pulsilaiusmuunduri põhielementideks on pooljuhtlülitist PL ja vabavooludiodid D_f . Pooljuhtlülitist tähistab täielikult juhitavat pooljuhti – transistori, suletavat türistori või türistori koos sulgeahelaga. Käsitluse lihtsustamiseks eeldame, et pooljuhtlülitist ja diodid on ideaalsed. **Ideaalne pooljuhtlülitist** kujutab endast sisselülitatud asendis lihtsat ühendust (takistus null) ja väljalülitatud asendis katkestust (lõpmatu takistus). Ideaalse diodi takistus tõkkesuunas on lõpmatu, pärisuunas aga null. Ideaalse lülitist seisundite vahetus toimub hetkeliselt.

Alalisvoolu toitevõrk jääb joonisel 5.1 muunduri klemmidest 1+ ja 1- vasakule, koormus klemmidest 2+ ja 2- paremale.

Toitevõrk koosneb elektromotoorjõust E_N , takistusest R_N , induktiivsusest L_N ja nii suurest mahtuvusest C_N , et pinge klemmidel 1+ ja 1- on ligikaudu konstantne. Koormus, nt. alalisvoolumasin, sisaldab elektromotoorjõudu E_L , takistust R_L ja induktiivsust L_L . Muunduri ja koormuse vahele lülitatakse enamasti LC-filtri. Esialgu vaatleme muunduri tööd ilma filtrita, sest nii saame tuletada üldised valemid, mis kehtivad ka teiste autonoomsete muundurite puhul.



Joonis 5.2. Pooljuhtlüliti PL seisundid:
1 - sisselülitatud (transistor avatud),
0 - väljalülitatud (transistor suletud)

Eeldame, et $E_L < E_N$. Ideaalset pooljuhtlüliti PL lülitatakse suure sagedusega perioodiliselt sisse ja välja (vt. joonis 5.2).

Pooljuhtlüliti kommuteeritakse konstantse perioodiga T , kusjuures sisselülituskestus on t_s . Kui pinget juhitakse t_s muutmisega, siis on tegemist **pulsilaiuse modulatsiooniga (PLM)** ehk laiusimpulssmodulatsiooniga (LIM).

Sisselülituskestuse t_s ja perioodi kestuse T jagatist nimetatakse suhteliseks lülituskestuseks:

$$a = \frac{t_s}{T} . \quad (5.1)$$

Kui PL on sisse lülitatud (joonis 5.1), siis on vool I kontuuris (joonis 5.1) ja koormusele rakendatakse pinge U_{d1} . Kuna eelduse kohaselt $E_L < E_N$, siis vool i_{d1} on positiivne. Seega antakse energiat toiteallikalt koormusele. Vool $i_{d2} = i_{d1}$, kuna diodil D_f on vastupinge ja ta voolu ei juhi. Vool kasvab kiirusega $di/dt = -u_L / L_L$.

PL väljalülitamisel vooluahel läbi toiteallika katkeb. Vool i_{d1} väheneb kiiresti nulliks. Induktiivsuse tõttu ei saa vool koormuses hetkeliselt nulliks muutuda, sest siis kasvaks pinge induktiivsusel lõpmata suureks. Diod D_f avaneb ja vool kommuteerub kontuuri II (joonis 5.1). Vool kahaneb nii aeglaselt, et pinge $u_{d2a} = 0$. Induktiivsuses salvestunud energia muundub aktiivtakistuses soojuseks. Voolu jätkumise kontuuris II tagab induktiivsuses salvestunud energia, mis ei saa hetkeliselt nulliks muutuda. Pinge $u_{d2a}(t)$ keskväärtnus ehk alaliskomponent koormuse poolel U_{d2a} avaldatakse järgnevalt:

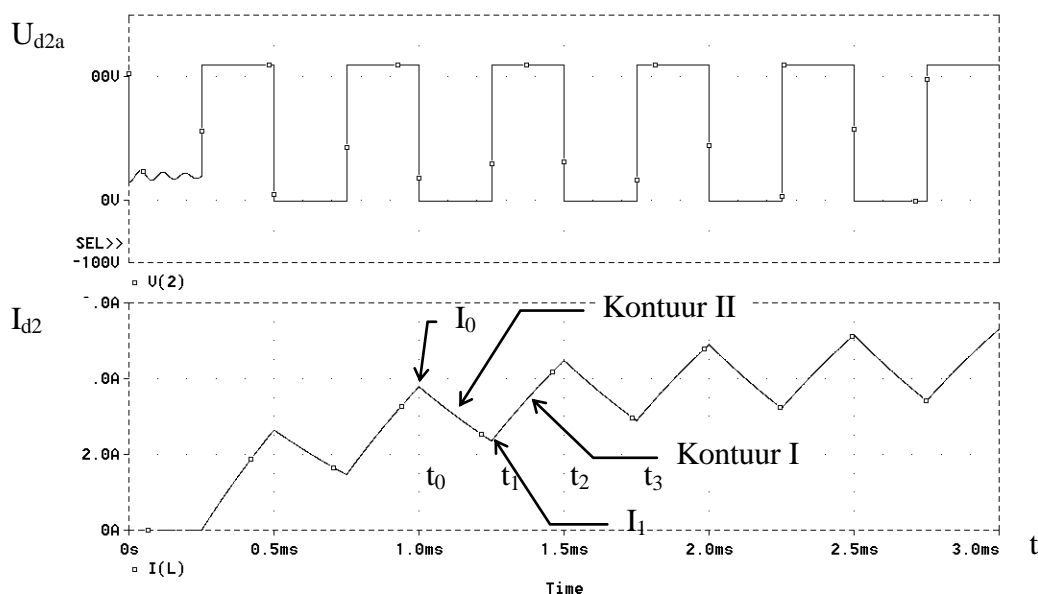
$$U_{d2a} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{d2a}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_s} U_{d1}(t) dt = a U_{d1} . \quad (5.2)$$

Kuna $0 < a < 1$, siis $0 < U_{d2a} < U_{d1}$. Väljundpinget saab sisendpinge suhtes ainult vähendada. Seetõttu nimetatakse seda muundurit pinget vähendavaks muunduriks (*buck-converter*, *step-down converter*).

5.1.1 Voolu arvutamine pidevvoolutiltluses

Voolukuju arvutamisel eeldatakse, et väljundvoolus pole katkestusi ehk tegemist on pidevvooluga, s. t. igal ajamomendil väljundvool $i_{d2} > 0$ (vt. joonis 5.1). Lüliti ja diod olgu ideaalsed.

Joonis 5.3 kujutab voolu diagrammi, kui pooljuhtlüliti lülitamine algab hetkel $t=0$ ja kui $U_{d2}=220$ V, $R_L=15$ Ω , $L_L=15$ mH, $E_L=40$ V, $T=0,5$ ms. Joonis näitab, et teatud aja jooksul pärast võnkumise algust kujuneb välja olek, kus vool võngub konstantse sagedusega konstantse keskvärtuse ümber.



Joonis 5.3. Koormuse pinge u_{d2a} ja vool i_{d2} suhtelise lülituskestuse $a=0.5$ puhul arvatatult programmiga PSpice

Pooljuhtlüliti PL juhib voolu ja ajahetkel t_0 lülitatakse ta välja. Vool kommuteeritakse kontuuri II (vabavooluahelasse). Väljundpinge

$$u_{d2} = E_L + i_{d2}R_L + L_L \frac{di_{d2}}{dt} = 0. \quad (5.3)$$

Diferentsiaalvõrrandi (5.3) lahendamisel leitakse väljundvoolu võrrand kontuuris II (ajavahemikus $t_0 < t < t_1$):

$$i_{d2}(t) = \left(I_0 + \frac{E_L}{R_L} \right) e^{-\left(\frac{t_0-t}{\tau} \right)} - \frac{E_L}{R_L}, \quad (5.4)$$

kus

$I_0 = i_{d2}(t=t_0)$ - vool hetkel t_0 ,

$\tau = L_L / R_L$ - koormusahela ajakonstant.

Vool väheneb eksponentsiaalselt. Hetkel t_1 lülitatakse pooljuhtlülitit PL jälle sisse. Pingete võrrand:

$$E_L + i_{d2}R_L + L_L \frac{di_{d2}}{dt} = U_{d1}. \quad (5.5)$$

Selle diferentsiaalvõrrandi lahendiks on voolu kasvamise võrrand kontuuris I (ajavahemikus $t_1 < t < t_2$):

$$i_{d2}(t) = \frac{U_{d1} - E_L}{R_L} \left(I_1 - \frac{U_{d1} - E_L}{R_L} \right) e^{\left(\frac{t_1 - t}{\tau} \right)}, \quad (5.6)$$

kus $I_1 = i_{d2}(t = t_1)$ - vool hetkel t_1 .

Vool kasvab eksponentsiaalselt kuni ajahetkel t_2 lülitatakse pooljuhtlülitit PL jälle välja. Siis võib voolu uuesti kirjeldada valemi 5.4 abil, kui vahetada t_0 t_2 -ga ja I_0 I_2 -ga. Samuti võib voolu kuju pärast PL väljalülitamist hetkel t_3 kirjeldada valemiga 5.6 jne.

Väljakujunenud olukorras saab voolu kirjeldada vaheldumisi valemitega 5.4 ja 5.6. Püsiolekut iseloomustab voolu pulseerimine minimaal- ja maksimaalvoolu vahel. Valemist 5.4 saadakse minimaalne vooluväärtus:

$$I_1 = i_{d2}(t = t_1) \quad (5.7)$$

ja valemist 5.6 maksimaalne vool:

$$I_0 = i_{d2}(t = t_2). \quad (5.8)$$

Siit saab tuletada kaks võrrandit voolude I_0 ja I_1 leidmiseks:

$$I_0 = \frac{U_{d1}}{R_L} \left(\frac{1 - e^{\frac{-aT}{\tau}}}{1 - e^{\frac{-T}{\tau}}} \right) - \frac{E_L}{R_L}; \quad (5.9)$$

$$I_1 = \frac{U_{d1}}{R_L} \left(\frac{e^{\frac{aT}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right) - \frac{E_L}{R_L}. \quad (5.10)$$

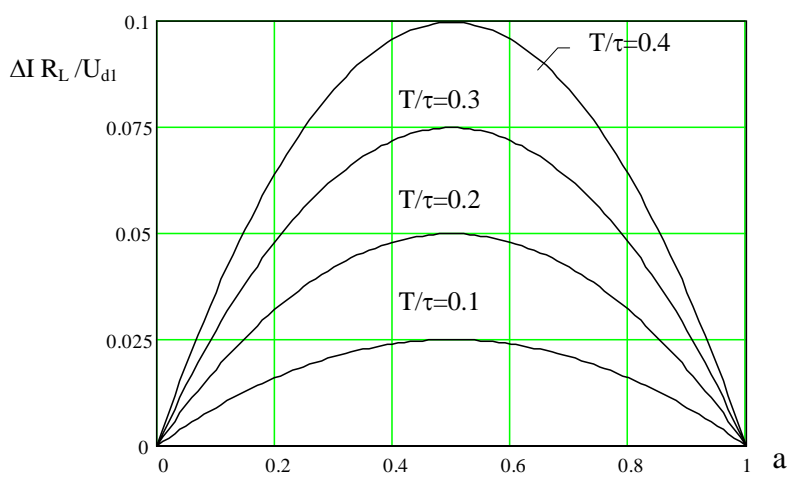
Voolumuut $\Delta I = I_0 - I_1$ avaldatakse järgnevalt:

$$\Delta I = \frac{U_{d1}}{R_L} \frac{1 - e^{\frac{-aT}{\tau}} - e^{\frac{-(1-a)T}{\tau}} + e^{\frac{-T}{\tau}}}{1 - e^{\frac{-T}{\tau}}}. \quad (5.11)$$

Koormusvoolu muut ehk voolu pulsatsioon sõltub koormuse ajakonstantidest ja lülitussagedusest. Voolu pulseerimise vähendamiseks tuleb tõsta lülitussagedust ja/või suurendada ajakonstante näiteks täiendava siludrosseli lisamisega.

Muunduri projekteerimisel tuleb voolumuuduga tingimata arvestada, kuna näiteks alalisvoolumootori juhtimisel kutsub voolu pulsatsioon esile mootori pöördemomendi pulsatsiooni ja vibratsioonid.

Voolumuudu ΔI sõltuvus suhtest U_{d1}/R_L funktsioonina suhtelisest lülituskestusest a on esitatud joonisel 5.4.



Joonis 5.4. Suhteline voolumuut $\Delta I/(U_{d1}/R_L)$ sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest a ; parameetriks on suhe T/τ

Suhte T/τ kasvades voolumuut suureneb. Voolu pulsatsiooni vähendamiseks tuleb seega vähendada lülitusperioodi T ja suurendada ajakonstanti τ , s. t. suurendada induktiivsust L_L ning vähendada aktiivtakistust R_L .

Koormusvoolu arvutamisel eeldatakse, et induktiivsuse L_L energia pärast tsükli lõppu on sama suur kui eelmise tsükli lõpus. Induktiivsusele L_L langeva pinge u_L keskvärtus on null. Järelikult võib koormusvoolu keskvärtuse arvutamisel jätta induktiivsuse L_L arvestamata. Voolu keskvärtus (alaliskomponent)

$$I_{d2} = \frac{aU_{d1} - E_L}{R_L}. \quad (5.12)$$

Arvutusnäide [4]

Püsimagnet-ergutusega alalisvoolumootorit koormatakse keskmise momendiga $T_L = 3,5 \text{ Nm}$. Mootorit toidetakse PLM-st, mille $T = 100 \text{ } \mu\text{s}$. Toitevõrgu pinget $U_{d1} = 220 \text{ V}$.

Mootori andmed on järgmised:

- nimipinge $U_{AN} = 220 \text{ V}$,
- tühijooksukiirus nimipingel $n_0 = 2400 \text{ 1/min}$,
- ankruahela takistus $R_A = 1 \text{ } \Omega$.
- ankruahela induktiivsus $L_L = 10 \text{ mH}$.

Leida vastused järgmistele küsimustele:

1. Milline on mootori pöörlemiskiirus suhtelise lülituskestusel $a = 0,4$?
2. Kui suur on maksimaalvool, minimaalvool ja voolumuut ΔI maksimaal- ja minimaalvoolu vahel, kui $a = 0,4$?
3. Kui suur on selle voolumuudu poolt põhjustatud pöördemomendi muut ΔT_M ?

Kõik kaod masinas v. a. vaseskadu ankruahelas jätta arvestamata.

Lahendus p. 1.

Alalisvoolumasina ankrupinge:

$$u_A = e_A + i_A R_A + L_A \frac{di}{dt},$$

kus

u_A - masina ankrule rakendatud pinge,

i_A - ankruvool ($i_{d2} = i_A$),

L_A - ankruahela induktiivsus ($L_L = L_A$).

Alalisvoolumasina elektromotoorjõud e_A sõltub pöörlemissagedusest ω :

$$e_A = k_E \Phi \omega,$$

kus

k_E - masina konstant;

Φ - masina aheldusvoog.

Tühijooksu pöörlemiskiirusest saab arvutada suurus $k_E \Phi$. Tühijooksul kadusid arvestamata $i_A = 0$. Mootori nimipinge:

$$U_{AN} = k_E \Phi \omega_0$$

ja seega:

$$k_E \Phi = U_{AN} / \omega_0;$$

$$\omega_0 = \pi n_0 / 30.$$

Pannes valemitesse lähteandmed sisse saadakse masina konstant:

$$k_E \Phi = 0,875 \text{ Vs.}$$

Pöördemomendi keskvaärtus püsiolukorras:

$$T_M = k_E \Phi I_A.$$

Ankruvool:

$$I_A = T_M / (k_E \Phi);$$

$$I_A = 4,0 \text{ A.}$$

Masina elektromotoorjõu keskvaärtus valemist (5.12):

$$E_A = a U_{d1} - I_A R_A$$

Masina elektromotoorjõud: $E_A = 84 \text{ V.}$

Pöörlemissagedus masina elektromotoorjõu E_A järgi:

$$n = \frac{30}{\pi} \frac{E_A}{k_E \Phi}.$$

$$n = 916 \text{ min}^{-1}.$$

Lahendus p. 2.

Nõutavad voolu maksimaal- ja minimaalvaartused arvutatakse kasutades valemeid 5.9 ja 5.10.

Ajakonstandiga $\tau = L_A / R_A = 10 \text{ ms}$ saadakse:

$$I_0 = 4,265 \text{ A;}$$

$$I_1 = 3,736 \text{ A;}$$

$$\Delta I = 0,528 \text{ A.}$$

Lahendus p. 3.

Pöördemomendi muut:

$$\Delta T_M = k_E \Phi \Delta I_A;$$

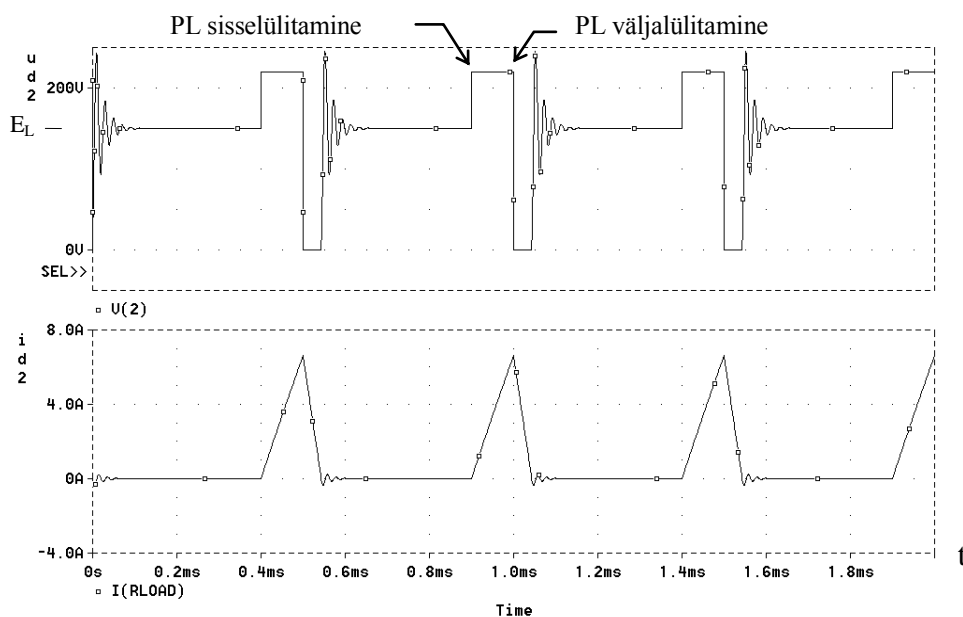
$$\Delta T_M = 0,46 \text{ Nm.}$$

5.1.2 Katkevool ja väljundpinge kasvamine

Võrrandist (5.11) järeldub, et voolumuut ΔI ei sõltu vastuelektromotoorjõust E_L . Koormusvoolu keskvärtus I_{d2} aga sõltub vastuelektromotoorjõust E_L vastavalt võrrandile (5.12). Voolu vähendamisel muutub voolu minimaalvärtus I_1 lõpuks nulliks ja jõutakse **katkevoolupiirile**. Voolu keskvärtust, mille puhul voolu minimaalvärtus $I_1 = 0$ nimetatakse **minimaalvooluks** (minimaalseks pidevvooleks). Kui vastuelektromotoorjõudu veelgi suurendada, siis tekib **katkevoolutalitlus**.

Vabavooludiod D_f saab voolu juhtida ainult I_{df} positiivses suunas (vt. joonis 5.1). Kui vool i_{d2} muutub nulliks, siis diod D_f sulgub. Pärast seda hetke on koormusahel kuni PL järgmise sisselülitumiseni vooluta. Väljundpinge selles vahemikus $u_{d2a} = E_L$. Pideva voolu korral on samades tingimustes pinge võrdne diodi D_f päripingelanguga. Pinge keskvärtus koormusel tõuseb pidevvoolealitusel võrreldes. Kui koormuseks on nt. alalisvoolumasin, siis koormusmomendi vähendamisel allapoole kriitilist piiri muutub koormusvool katkevaks ja mootori pöörlemiskiirus võib järsult kasvada. Kui muunduri väljundis on LC-filter, siis minimaalvoolust väiksemal voolul hakkab väljundpinge kasvama.

Üks sagedasim PLM rakendus on alalisvoolumootori juhtimine. Kui vool pole pidev, siis võib mootori pöörlemissagedus järsult kasvada. Voolu ja pinge kujud katkevvoolealitusel, kui koormuseks on alalisvoolumootor, on kujutatud joonisel 5.5.



Joonis 5.5. Koormuse pinge U_{d2a} kasvamine katkeva koormusvoolu i_{d2a} korral: $a = 0,2$, $E_L = 150$ V, $U_{d2} = 220$ V, $R_L = 1$ Ω , $L_L = 1$ mH, $T = 0,5$ ms (simuleeritud programmiga PSpice)

Diagrammil (joonis 5.5) on näha, et voolu katkemise hetkel tekivad pingevõnkumised, mis on tingitud peamiselt diodi parameetritest. Ideaalsete elementide korral neid võnkumisi ei tekiks.

Vool on katkevoolu piiril veel pidev (katkeid ei teki), järelkult kehtivad valemid (5.3) ... (5.12). Minimaalvool I_1 on katkevoolupiiril täpselt null.

Suhtelise lülituskestuse katkevoolu piiril a_{kv} arvutamiseks võrdsustatakse vool I_1 valemis (5.10) nulliga:

$$I_1 = \frac{U_{d1}}{R_L} \left(\frac{e^{\frac{a_{kv}T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{e^{\tau} - 1}} \right) - \frac{E_L}{R_L} = 0.$$

Siit saadakse:

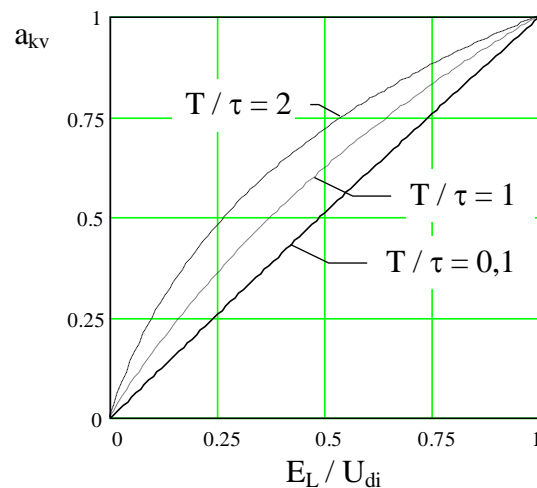
$$\frac{e^{\frac{a_{kv}T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{e^{\tau} - 1}} = \frac{E_L}{U_{d1}}. \quad (5.13)$$

Suhteline lülituskestus katkevvoolu piiril (joonis 5.6):

$$a_{kv} = \frac{\tau}{T} \ln \left[1 + \frac{E_L}{U_{d1}} \left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) \right]. \quad (5.14)$$

Katkevvool tekib niipea, kui suhteline lülituskestus $a < a_{kv}$.

Väikese suhte T / τ korral on vool hästi silutud ja minimaalne vool väiksem ning sellele vastav suhteline lülituskestus on ainult veidi suurem kui suhe E_L / U_{d1} . Suure suhte T / τ korral pulsatsioon suureneb. Seega tuleb katkevvoolu vältimiseks suhtelist lülituskestust suurendada.



Joonis 5.6. Suhteline lülituskestus a_{kv} sõltuvalt vastuelektromotoorjõu ja toitepinge jagatisest E_L / U_{d1} ning lülitusperioodi ja koormuse ajakonstandi jagatisest T / τ arvutatult valemiga 5.14

Piirkatkevvoolu (katkevvoolu piirile vastava voolu keskväärtuse) I_{d2kv} arvutamiseks lahendatakse võrrand (5.12) vastuelektromotoorjõu E_L suhtes:

$$E_L = aU_{d1} - I_{d2kv}R_L. \quad (5.15)$$

Kasutades valemeid (5.15) ja (5.13) saame:

$$\frac{e^{\frac{a_{kv}T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{\tau} - 1} = \frac{a_{kv}U_{d1} - I_{d2kv}R_L}{U_{d1}} = a_{kv} - \frac{I_{d2kv}}{U_{d1}/R_L} = a_{kv} - \frac{I_{d2kv}}{I_{d2k}},$$

kus I_{d2k} on lühisvool, mis kujuneks ahelas, kui $E_L = 0$ ja pooljuhtlülitid PL on pidevalt sisse lülitatud. $I_{d2k} = U_{d1} / R_L$.

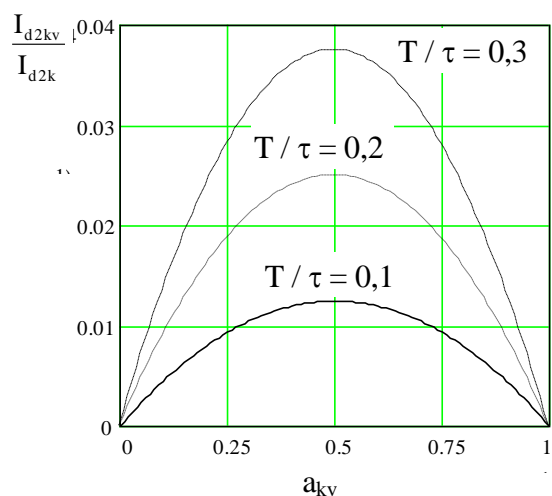
Voolu i_{d2} keskväärtus, mis vastab katkevoolu-piirile:

$$I_{d2kv} = I_{d2k} \left(a_{kv} - \frac{e^{\frac{a_{kv}T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{\tau} - 1} \right). \quad (5.16)$$

Katkevoolu piiri avaldise saab teisendada lihtsamale kujule:

$$\frac{I_{d2kv}}{I_{d2k}} = \frac{T}{2\tau} a(1 - a). \quad (5.17)$$

Joonisel 5.7 on kujutatud suhe I_{d2kv} / I_{d2k} sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest katkevoolu-piiril a_{kv} , kusjuures parameetrik on T / τ . Katkevool tekib siis, kui voolu keskväärtus muutub väiksemaks kui I_{d2kv} . Kui näiteks alalisvoolumootorit toidetakse alalispingemuundurist, on vool võrdeline mootorile rakendatud koormusmomendiga. Katkevoolu vältimiseks peab mootoril olema teatud minimaalmoment ehk algkoormus. Mida suurem on suhe T / τ ja seega ka voolumuut ΔI , seda suurem peab olema algkoormus.



Joonis 5.7. Koormusvoolu ja lühisvoolu suhe I_{d2kv} / I_{d2k} katkevoolu piiril sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest katkevoolu piiril a_{kv} ; parameetrik on lülitusperioodi ja koormuse ajakonstandi suhe T / τ

Alalisvoolumootori katkevoolutalitusel tõuseb muunduri väljundpinge keskväärtus võrreldes pidevoolutalitusel. Mootori pöörlemisagedus ja vastuelektromotoorjõud E_L suurenevad.

5.1.3 Voolumuudu lihtsustatud arvutus

Jaotistes 5.1.1 ja 5.1.2 käsitletud võrrandid kehtivad mistahes voolukujudele. Nende kasutamine ilma personaalarvutita on tülikas. Lisaks ei saa mõnda võrrandit lahendada mõne meid huvitava suuruse suhtes. Näiteks ei saa võrrandist (5.11) avaldada suhet

T / τ . See lahendus on aga siiski vajalik, et vältida mahukaid arvutusmeetodeid, kui muunduri elemendid tuleb projekteerida etteantud voolumuudu ΔI järgi. Piisava täpsusega hinnangute andmiseks on välja töötatud voolumuudu lihtsustatud arvutusvalemid.

Lõigukaupa eksponentsiaalse vooludiagrammi võib suurt viga tegemata asendada sirglõikudega ja kasutada lineaarset lähendust, mis võimaldab võrrandeid lihtsustada.

Väljundvool pidevvoolurežiimis ajavahemikus $t_0 < t < t_1$ (vt. joonis 5.3), mil vool kulgeb kontuuris II (joonis 5.1):

$$i_{d2}(t) = \left(I_0 + \frac{E_L}{R_L} \right) e^{\left(\frac{t_0 - t}{\tau} \right)} - \frac{E_L}{R_L}. \quad (5.18)$$

Tähistatakse $t - t_0 = \Delta t$ ja $e^{\frac{\Delta t}{\tau}} \approx 1 - \frac{\Delta t}{\tau}$, kui $\frac{\Delta t}{\tau} \ll 1$. Järelikult vool PL väljalülitatud olekus

$$i_{d2}(t) = I_0 - \frac{\Delta t}{\tau} \left(I_0 + \frac{E_L}{R_L} \right). \quad (5.19)$$

Väljundvool pidevvoolurežiimis ajavahemikus $t_1 < t < t_2$, mil vool läbib pooljuhtlülitit PL:

$$i_{d2}(t) = \frac{U_{d1} - E_L}{R_L} \left(I_1 - \frac{U_{d1} - E_L}{R_L} \right) e^{\left(\frac{t_1 - t}{\tau} \right)}. \quad (5.20)$$

Tähistatakse $t - t_1 = \Delta t$ ja $e^{\frac{\Delta t}{\tau}} \approx 1 - \frac{\Delta t}{\tau}$, kui $\frac{\Delta t}{\tau} \ll 1$. Järelikult vool PL sisselülitatud olekus

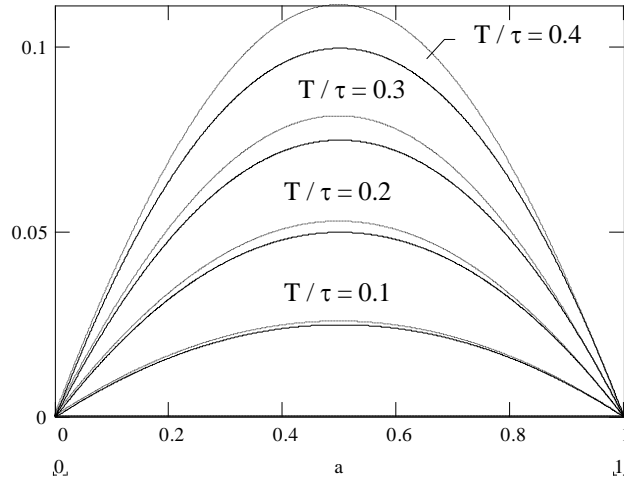
$$i_{d2}(t) = I_1 + \frac{\Delta t}{\tau} \left(\frac{U_{d1} - E_L}{R_L} - I_1 \right). \quad (5.21)$$

Eeldatakse, et väljakujunenud olukorras voolukujud korduvad pidevalt. Sisselülituskestuse lõpus saavutatakse alati sama maksimaalvool I_0 , väljalülituskestuse lõpus saavutatakse alati sama minimaalvool I_1 . Siit saadakse kaks võrrandit tundmatutele I_0 ja I_1 . Voolumuut:

$$\Delta I = I_0 - I_1,$$

$$\Delta I = \frac{U_{d1}}{R_L} \frac{a(1-a) \frac{T}{\tau}}{1 - a(1-a) \frac{T}{\tau}}. \quad (5.22)$$

Võrrandi (5.22) alusel arvatud suhteline voolumuut $\Delta I R_L / U_{d1}$ sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest a , kui parameetrik on suhe T / τ , on kujutatud joonisel 5.8. Joonis näitab, et lihtsustatud valem annab ΔI suuremad väärtused, kui täpne valem (5.11). Valemi (5.22) kasutamisel võib olla kindel, et tegelik voolumuut on väiksem kui arvutuslik.



Joonis 5.8. Voolumuut ΔI sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest a arvatuna täpse (5.11) ja lihtsustatud valemiga (5.22) (punktirjoon); parameetrik on lülitusperioodi ja koormuse ajakonstandi suhe T / τ

5.1.4 Siludrosseli induktiivsuse arvutus

Pärast asendust $\tau = L_L / R_L$ saadakse valemist (5.22) induktiivsus:

$$L_L = \frac{TR_L a(1-a) \left(\Delta I + \frac{U_{di}}{R_L} \right)}{\Delta I} \approx \frac{a(1-a)TU_{di}}{\Delta I}. \quad (5.23)$$

Valem (5.23) kehtib, kui $\Delta I \ll U_{di} / R_L$. Siludrosseli induktiivsus L_L valitakse tavaliselt nii suur, et suurimale voolumuudule ΔI vastaval suhtelise lülituskestuse a väärtusel on ΔI veel etteantust väiksem. Vastava suhtelise lülituskestuse väärtus saadakse, kui määratakse kindlaks suurus $a(1-a)$. Diferentseerides ja tuletise võrdsustamisel nulliga saadakse $a_{\max} = 0,5$ ja seega $a_{\max}(1-a_{\max}) = 0,25$. Siit tuleneb drosseli induktiivsuse L_L lihtsustatud arvutusvalem:

$$L_L = \frac{U_{di}T}{4\Delta I}. \quad (5.24)$$

5.1.5 Ideaalne silumine ja voolu kõrgemad harmoonilised

Siluinduktiivsuse suurendamisel $L_L \rightarrow \infty$ lähenevad suhe T / τ ja voolumuut ΔI nullile. Koormusvool:

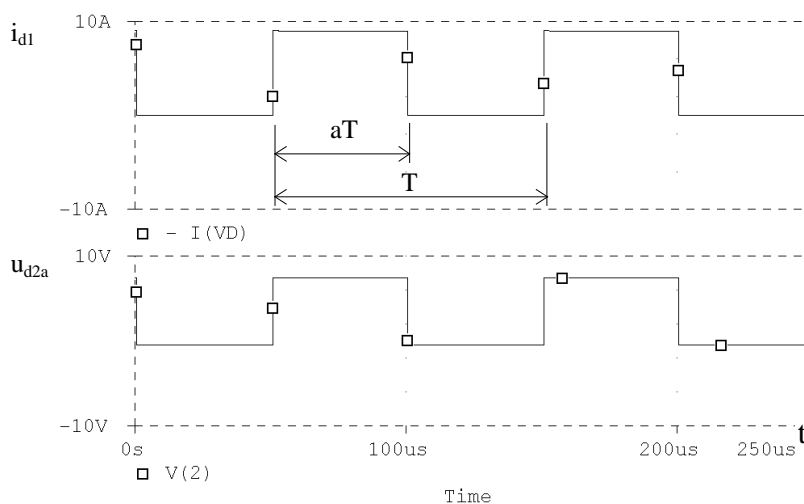
$$I_0 = I_1 = I_{d2} = \frac{aU_{di} - E_L}{R_L}. \quad (5.25)$$

Ideaalset silumist pole praktiliselt võimalik saavutada. Sellele vaatamata arvestatakse ideaalse silumisega näiteks voolu vahelduvkomponentide arvutamisel, kuna seljuhul saab kasutada

lihtsamaid valemeid. Nende võrrandite vead võib jätta arvestamata, kui koormusvoolu keskväärts I_{d2} on palju suurem kui voolumuut ΔI .

Harmoniliste analüüs ideaalsel silumisel

Muunduri sisendvoolus i_{d1} ja väljundpinges u_{d2a} esinevad vahelduvkomponendid. Mõlemad suurused võib kujutada ristikülikfunksioonina (joonis 5.9).



Joonis 5.9. Sisendvoolu $i_{d1}(t)$ ja väljundpinge $u_{d2a}(t)$ diagrammid ideaalse silumise korral

Funktsiooni $i_{d1}(t)$ võib lahutada Fourier ritta:

$$i_{d1}(t) = I_{d1} + \sum_{v=1}^{\infty} a_v \cos(v\omega_1 t) + b_v \sin(v\omega_1 t), \quad (5.26)$$

kus

$\omega_1 = 2\pi / T$ - põhiharmonilise nurksagedus;

T - periood;

v - harmoonilise järk.

Sisendvoolu keskväärts (alaliskomponent) I_{d1} :

$$I_{d1} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_{d1}(t) dt. \quad (5.27)$$

Tegurid a_v ja β_v :

$$a_v = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_{d1}(t) \cos(v\omega_1 t) dt, \quad (5.28)$$

$$b_v = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_{d1}(t) \sin(v\omega_1 t) dt. \quad (5.29)$$

v -nda harmoonilise amplituud c_v :

$$c_v = \sqrt{a_v^2 + b_v^2}. \quad (5.30)$$

v -ndat järku vooluharmoonilise I_{vd1} efektiivväärtus:

$$I_{vd1} = \frac{c_v}{\sqrt{2}}. \quad (5.31)$$

Sisendvool avaldatakse kasutades Fourier integraali (5.27 - 5.29):

$$I_{d1} = a I_{d2}, \quad (5.32)$$

$$a_v = \frac{2I_{d2}}{v\pi} \sin(v\pi a), \quad (5.33)$$

$$b_v = 0, \quad (5.34)$$

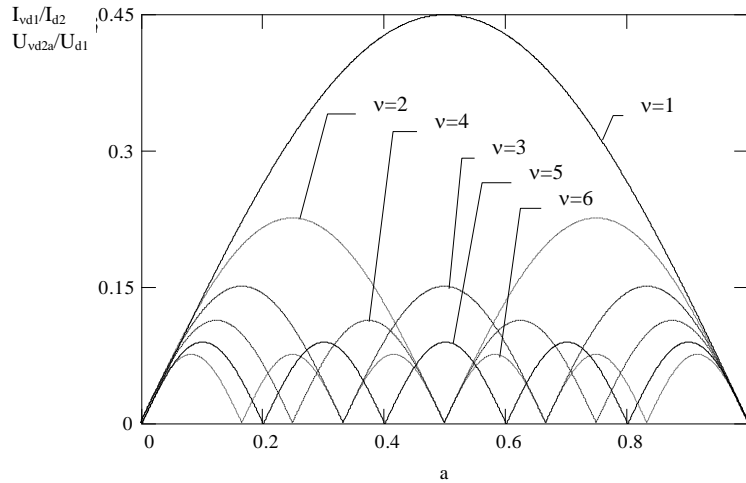
$$c_v = \left| \frac{2I_{d2}}{v\pi} \sin(v\pi a) \right|, \quad (5.35)$$

$$I_{vd1} = \frac{\sqrt{2}I_{d2}}{v\pi} |\sin(v\pi a)|. \quad (5.36)$$

Väljundpinge kuju vastab sisendvoolu kujule. Järelikult saadakse analoogsed tulemused ja väljundpinge arvutamiseks võib Fourier analüüsi tulemustes asendada I_{d2} U_{d1} -ga. Pinge v -nda harmoonilise U_{vd2a} efektiivväärtus koormusel avaldub võrrandiga

$$U_{vd2a} = \frac{\sqrt{2}U_{d1}}{v\pi} |\sin(v\pi a)|. \quad (5.37)$$

Suhted I_{vd1} / I_{d2} ja U_{vd2a} / U_{d1} sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest a on joonisel 5.10. Parameetrik on harmoonilise järk v .



Joonis 5.10. Suhted I_{vd1} / I_{d2} ja U_{vd2a} / U_{d1} sõltuvalt suhtelisest lülituskestusest a ; parameetrik on harmoonilise järk v

5.1.6 Sisendvoolu ja väljundpinge vahelduvkomponendid

Väljundpinge vahelduvkomponendi efektiivväärtus:

$$U_{2-a} = \sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_{vd2a}^2} \quad (5.38)$$

Arvutus muutub lihtsamaks, kui pinge u_{d2a} diagrammist lahutada alalispinge keskvärtus U_{d2a} , mis joonisel 5.9 vastab pingediagrammi nihutamisele allapoole väljundpinge alaliskomponendi $U_{d2a} = aU_{d1}$ võrra. Uue väljundpinge $u_{d2a}(t)$ tähistatakse $u_{2-}(t)$.

Pinge $u_{2-}(t)$ vahemikus $0 < t < aT$:

$$u_{2-}(t) = U_{d1} - U_{d2a} = U_{d1} - aU_{d1} = U_{d1}(1-a) \quad (5.39)$$

ja vahemikus $aT < t < T$:

$$u_{2-}(t) = -U_{d2a} = -aU_{d1} \quad (5.40)$$

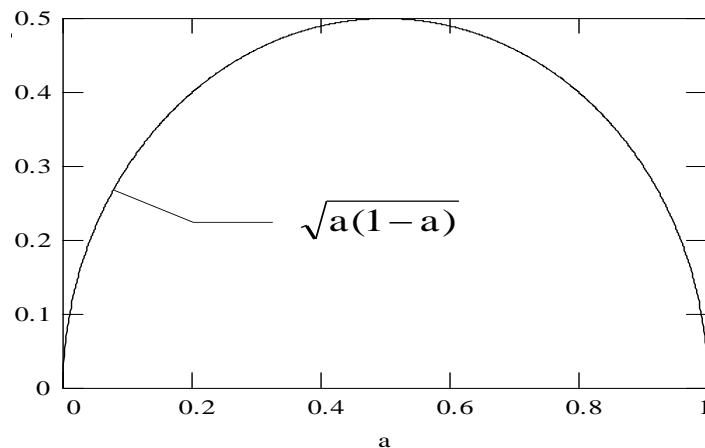
Pinge vahelduvkomponentide efektiivväärtus:

$$U_{2\sim a} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{2\sim}^2(t) dt} = U_{d1} \sqrt{a(1-a)}. \quad (5.41)$$

Samuti arvutatakse sisendvoolu vahelduvkomponent:

$$I_{1\sim a} = I_{d2} \sqrt{a(1-a)}. \quad (5.42)$$

Funktsiooni $\sqrt{a(1-a)}$ graafik on kujutatud joonisel 5.11.



Joonis 5.11. Funktsiooni $\sqrt{a(1-a)}$ graafik

5.1.7 Alalispingemuundurit läbiv võimsus

Toiteallika ja tarbija võimsuse keskvaartused on kadusid arvestamata võrdsed:

$$P_1 = P_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_{d1}(t) i_{d1}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{d2a}(t) i_{d2}(t) dt. \quad (5.43)$$

Sisendpinge hetkväärtuse võib asendada keskvaartusega $u_{d1}(t) = U_{d1}$. Ideaalse silumise korral $i_{d2}(t) = I_{d2}$ ning

$$P_d = \frac{U_{d1}}{T} \int_0^T i_{d1}(t) dt = \frac{I_{d2}}{T} \int_0^T u_{d2a}(t) dt. \quad (5.44)$$

Valemiga (5.2) tõestati, et

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_{d2}(t) dt = aU_{d1}. \quad (5.45)$$

Samuti ka sisendvool

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{d1}(t) dt = aI_{d2}. \quad (5.46)$$

Tarbija ja toiteallika võimsus valemite (5.44) ... (5.46) alusel:

$$P_d = aU_{d1}I_{d2}. \quad (5.47)$$

Võimsus P_d on keskmine ülekantav võimsus, mida nimetatakse ka alalisvoolumuundurit läbivaks võimsuseks. Kui pooljuhtlüliti PL on sisselülitatud, siis kantakse võimsust üle, kui PL on väljalülitatud, siis võimsust üle ei kanta. Keskmist võimsust P_d võib siiski vaadelda kui pidevalt ülekantavat võimsust, millele lisandub edasi-tagasi võnkuv reaktiivvõimsus Q , mis laadib energiat induktiivsuse magnetvälja.

Reaktiivvõimsuse arvutamiseks teisendatakse muunduri sisend-näivvõimsuse valemit

$$S = U_{d1ef}I_{d1ef}. \quad (5.48)$$

Kasutades võrrandeid (5.41) ja (5.42) saadakse muunduri näivvõimsus:

$$S = \sqrt{a}U_{d1}I_{d2}. \quad (5.49)$$

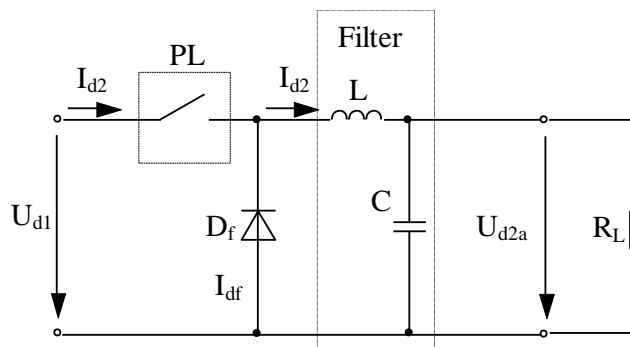
Reaktiivvõimsus:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = U_{d1}I_{d2}\sqrt{a(1-a)}. \quad (5.50)$$

Funktsioon $\sqrt{a(1-a)}$ on kujutatud joonisel 5.11.

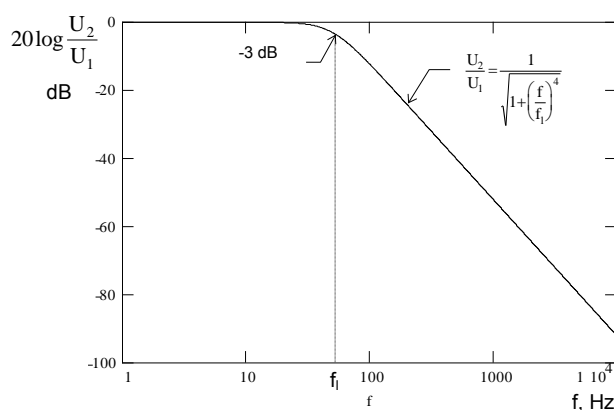
5.1.8 Töö LC-väljundfiltriga

Alalispingemuunduri väljundpinge silumiseks kasutatakse sageli LC-madalpääsfiltreid (joonis 5.12). Samasugust filtrit võidakse kasutada lisaks ka muunduri sisendvoolu silumiseks.



Joonis 5.12. Alalispingemuunduri väljundpinge silumine LC-madalpääsfiltriga

LC-filtri amplituud-sageduskarakteristik on joonisel 5.13.



Joonis 5.13. Teist järku LC-madalpääsfiltri amplituud-sageduskarakteristik

LC-filtri lõikesagedus:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (5.51)$$

Filtri lõikesagedus valitakse PL lülitussagedusest $f_s = 1 / T$ tunduvalt väiksem. Seega vähenevad piirsagedusest suurema sagedusega pinged kõrgemad harmoonilised tugevalt. Pinged, mille sagedus on üle (2 ... 3) f_1 , filtrist praktiliselt enam läbi ei pääse.

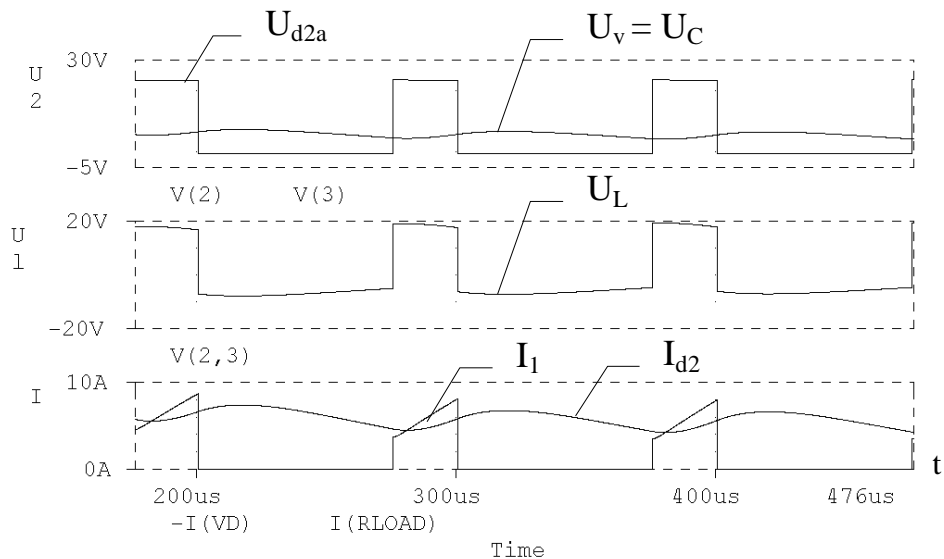
Väljundpinge pulsatsioon:

$$\frac{\Delta U_{d2a}}{U_{d2a}} = \frac{\pi^2}{2} (1-a) \left(\frac{f_1}{f_s} \right)^2, \quad (5.52)$$

kus $\Delta U_{d2a} = U_{d2\max} - U_{d2\min}$.

Tavalistes toiteplokkides piisab enamasti, kui pulsatsioon on alla 1 %.

Alalispingemuunduri väljundpinge diagrammid LC-väljundfiltriga on toodud joonisel 5.14.



Joonis 5.14. Alalispingemuunduri pingete ja voolude diagrammid, kui lülitussagedus $f_s = 10 \text{ kHz}$, löikesagedus $f_l = 3,5 \text{ kHz}$, $L = 100 \text{ } \mu\text{H}$, $C = 20 \text{ } \mu\text{F}$, $R = 1 \Omega$, $U_{d1} = 24 \text{ V}$ ja suhteline lülituskestus $a = 0,25$

5.1.9 Väliskarakteristik

Alalispingemuunduri väliskarakteristiku arvutamiseks eeldatakse, et muunduri sisendpinge U_{d1} on konstantne ja toiteallika võimsuse võib lugeda lõpmata suureks.

Valemi (5.2) kohaselt pidevvoolurežiimi väljundpinge $U_{d2} = aU_{d1}$. Arvestades ka pingelange muunduri ja filtri elementides on väljundpinge:

$$U_{d2} = aU_{d1} - I_{d2}R_m \quad (5.53)$$

Suhtelistesse ühikute rakendamiseks avaldatakse muunduri takistus:

$$R_m = \frac{U_{d1}}{I_{d2k}} \quad (5.54)$$

kus I_{d2k} on muunduri lühisvool.

Muunduri suhteline väljundpinge pidevvoolurežiimis:

$$\frac{U_{d2a}}{U_{d1}} = a - \frac{I_{d2}}{I_{d2k}}. \quad (5.55)$$

Katkevoolu korral on muunduri suhteline väljundpinge [20]:

$$\frac{U_{d2a}}{U_{d1}} = \frac{a^2}{a^2 + \frac{1}{4} \frac{I_{d2}}{I_{dkv \max}}}, \quad (5.56)$$

kus $I_{dkv \max}$ on maksimaalne katkevoolu väärtus.

Katkevoolupiir [20]:

$$I_{dkv} = \frac{TU_{d1}}{2L} a(1-a). \quad (5.57)$$

Eespool näidati, et katkevoolu maksimaalväärtusele vastab suhteline lülituskestus $a = 0,5$. Katkevoolu maksimaalväärtus valemist (5.57), kui $a = 0,5$:

$$I_{dkv \max} = \frac{TU_{d1}}{8L}. \quad (5.58)$$

Suhteliste ühikute rakendamiseks asendatakse sisendpinge pingelanguga muunduri takistusel:

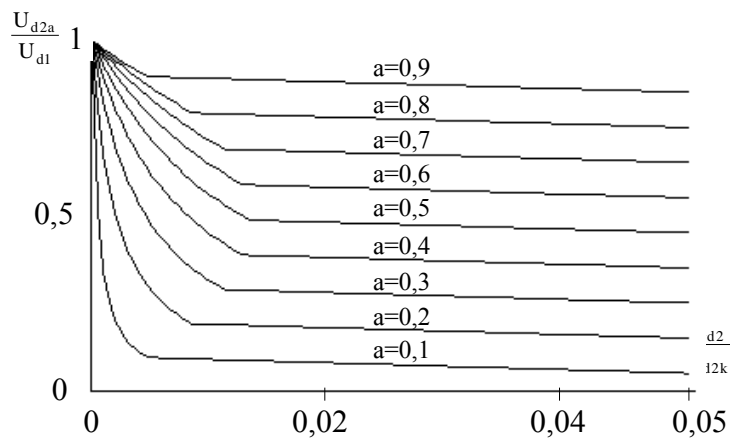
$$U_{d1} = I_{d2k} R_m. \quad (5.59)$$

Alalispingemuunduri väljundpinge katkevoolurežiimis:

$$\frac{U_{d2a}}{U_{d1}} = \frac{a^2}{a^2 + \frac{2\tau}{T} \frac{I_{d2}}{I_{d2k}}}, \quad (5.60)$$

kus $\tau = L / R_m$.

Valemite (5.55) ja (5.60) põhjal arvutatud alalispingemuunduri väljundtunnusjoon erinevatel a väärtustel, kui $T / \tau = 0,1$, on joonisel 5.15.

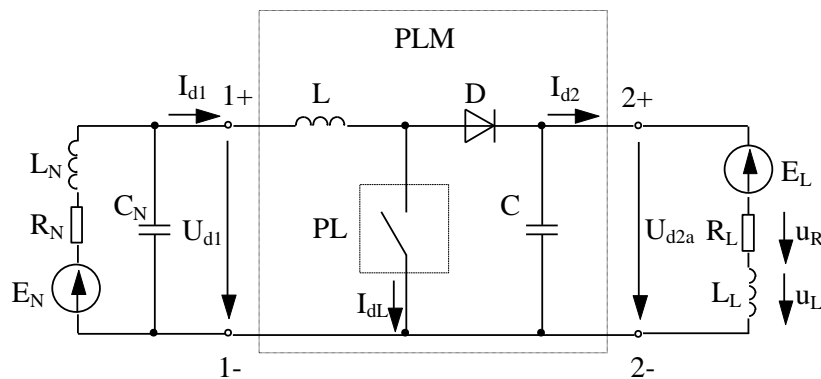


Joonis 5.15. Alalispingemuunduri väljundtunnusjoon suhtelise lülituskestuse a ja konstantsete väärtuste korral, kui $T / \tau = 0,1$

Nagu jooniselt 5.15 näha, suureneb muunduri väljundpinge katkevoolu alas. Selle vältimiseks on vajalik alkoormus, mis on seda väiksem, mida suurem on lülitussagedus $1 / T$ ja induktiivsus L .

5.2 Pinget kõrgendav pulsilaiusmuundur

Pinget kõrgendav alalispingemuundur (*Boost converter*) võimaldab väljundpinget muundada toitepingest kõrgemaks. Sellised muundureid kasutatakse näiteks aktiivsetes filtrites ja reaktiivvõimsuse kompensaatorites. Ühe võimaliku pinget kõrgendava alalispingemuunduri skeem on joonisel 5.16.



Joonis 5.16. Pinget kõrgendav alalispingemuundur

Kui pooljuhtlülitite PL juhib voolu, siis salvestatakse energiat induktiivsuse L magnetvälja. PL avamisel kommuteerub vool indutseeritud elektromotoorjõu mõjul diodile D ja kondensaatorile C . Induktiivsuses salvestunud magnetvälja energia $LI^2 / 2$ muundub kondensaatoris elektrivälja energiaks $CU^2 / 2$.

Muunduri väljundpinge sõltub PL lülituskestusest. Väljundpinge:

$$U_{d2a} = \frac{T}{T - t_s} U_{d1} = \frac{1}{1 - a} U_{d1} \quad (5.61)$$

Minimaalne pinget $U_{d2min} = U_{d1}$ saadakse siis, kui pooljuhtlüliti PL on pidevalt avatud (ei juhi voolu).

Vajalik induktiivsus:

$$L = (U_{d2a} - U_{d1}) \frac{U_{d1}^2}{U_{d2a}^2} \frac{T}{2I_{d2min}}. \quad (5.62)$$

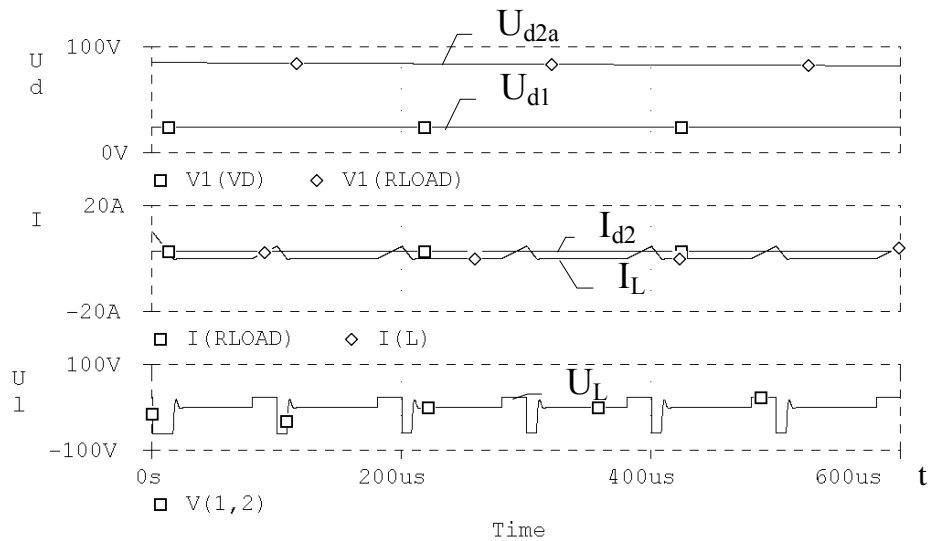
Kondensaatori mahtuvus:

$$C \geq \frac{TI_{d2max}}{\Delta U_{d2a}}. \quad (5.63)$$

Vool I_{d2} ei tohi olla väiksem minimaalsest voolust

$$I_{d2min} = (U_{d2a} - U_{d1}) \frac{U_{d1}^2}{U_{d2a}^2} \frac{T}{2L}. \quad (5.64)$$

Pinget kõrgendava alalispingemuunduri pingete ja voolude diagrammid on joonisel 5.17.



Joonis 5.17. Pinget kõrgendava alalispingemuunduri pingete ja voolude diagrammid, kui $U_{d1} = 24 \text{ V}$, $T = 100 \text{ } \mu\text{s}$, $a = 0,8$, $I_{d2} = 2,8 \text{ A}$, $U_{d2a} = 85 \text{ V}$, $L = 100 \text{ } \mu\text{H}$, $C = 500 \text{ } \mu\text{F}$

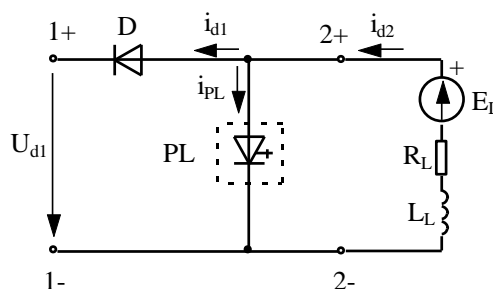
Kui ühendada pinget vähendav alalispingemuundur järjestikku pinget kõrgendava muunduriga, siis saadakse pinget vähendav ja kõrgendav alalispingemuundur (*Buck-boost converter*). Kasutatakse ka pinget pööravaid alalispingemuundureid (*Cuk-converter*), mida käesolevas raamatus ei käsitleta.

5.3 Kahekvadrantiline pulsilaiusmuundur

Jaotises 5.1 kirjeldatud lülitus võimaldab alalisvoolumasina töötamist ainult mootorina, kuna väljundvool ja -pinge võivad olla ainult ühepolaarsed (1-kvadrantiline talitus). Pöörlemissuuna muutmine on võimalik ainult koormuse ümberlülitamisega. Muudetava voolusuunaga või kahepolaarse pingega ehk kahekvadrantiline alalispinge pulsilaiusmuundur võimaldab alalisvoolumasina tööd mehaanilise tunnusjoone $\omega = f(T)$ kahes kvadrantis (mootori-, generaatori- ja pidurina).

5.3.1 Kahekvadrantiline voolusuunda muutev PLM

Voolusuuna muutmine on vajalik nt. juhul, kui alalisvoolumootori pöördemomendi märki tuleb muuta, nt. elektritranspordis rekuperatiivpidurdusel, kui mehaaniline energia selle asemel, et piduriklotsides soojuseks muuta, muundatakse tagasi elektrienergiaks ja tagastatakse toiteallikasse. Lihtne lülitus alalisvoolumasina pidurdusenergia toitevõrku tagastamiseks on kujutatud joonisel 5.18.

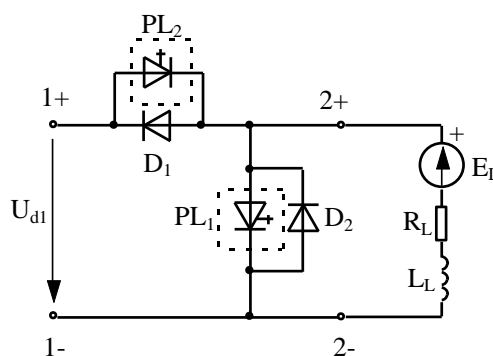


Joonis 5.18. Skeem, mis võimaldab alalisvoolumasina pidurdusenergia tagastamist toitevõrku

Lülitus töötab sarnaselt pinget kõrgendava alalispingemuunduriga. Koormuse elektromotoorjõud E_L on väiksem kui U_{d1} . Kui pooljuhtlülitit PL on sisselülitatud, tekib suletud vooluring - R_L , L_L , E_L ja PL. Pingeallika E_L mõjul tekib vool i_{d2} ; vool kasvab eksponentsiaalselt nagu ühekvadrantilise alalispingemuunduri puhul. Diiod D väldib sisendpingeallika lühist. Kui PL välja lülitada, siis läbib vool diiodi pingeallika "++" suunas, kuna siluinduktiivsuse L_L pinge muutub kõrgeks. Kui valida elektromotoorjõuga E_L ja seega ka mootori pöörlemissagedusega sobitatud suhteline lülitussagedus, on rekuperatiivpidurdus võimalik kuni madalate pöörlemissagedusteni. Mootoritalitus pole võimalik.

Kui joonisel 5.18 näidatud skeemile lisada rööbiti ühekvadrantiline alalispingemuundur, saadakse ka mootoritalitlust võimaldav muundur. Niisugune 2-kvadrantiline voolu pöörav alalispingemuundur on joonisel 5.19.

Voolusuuna muutmine muudab masina pöördemomendi märki (tekib kiirendav või aeglustav moment), kuid pinge polarisus ja seega pöörlemissuund ei muutu.



Joonis 5.19. Muudetava voolusuunaga 2-kvadrantiline alalispingemuundur

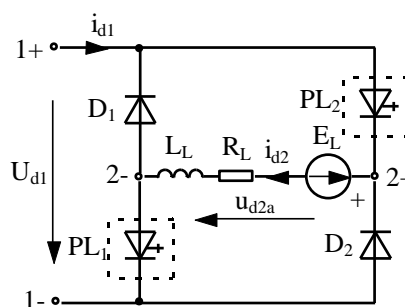
Mootoritalitluses töötab 1-kvadrantiline alalispingemuundur, mis koosneb pooljuhtlülitist PL₂ ja D₂. PL₁ on pidevalt väljalülitatud ja diodid D₁ suletud. Generaatoritalitluses töötab pinget suurendav muundur PL₁ ja D₁. PL₂ ja D₂ on väljalülitatud.

5.3.2 Kahekvadrantiline pinge polaarsust muutev PLM

Kui alalisvoolumasinat kasutatakse koormuste tõstmiseks ja langetamiseks on vaja muuta pöörlemissuunda ja momendi märk ei muutu. See tähendab, et voolusuund peab jääma samaks, kuid ankrupinge polaarsust tuleb muuta.

Kahepolaarne talitus ehk üheaegne lülitamine

Muudetava pinge polaarsusega PLM on kujutatud joonisel 5.20. Kahepolaarset talitluse korral lülitatakse pooljuhtlülititeid PL₁ ja PL₂ koos sisse ja välja. Vool koormuses on alati ühesuunaline. Pinge polaarsuse muutmine muudab masina pöörlemissuunda, kuid voolu suund ja seega ka momendi suund ei muutu.



Joonis 5.20. Muudetava pinge polaarsusega 2-kvadrantiline alalispingemuundur:

Kui PL₁ ja PL₂ on sisselülitatud, siis $u_{d2a} = +U_{d1}$. Koormuses tekkiv vool i_{d2} ja pinge u_{d2a} on mõlemad joonisel 5.20 kujutatud noolte suunas. Võimsus, s. t. pinge ja voolu korrutis, on samuti positiivne, mis tähendab energia tarbimist.

Toiteallika vool i_{d1} ja pinge U_{d1} on vastassuunalised. Seega on toiteallika võimsus negatiivne, mis tähendab energia väljastamist. Energia kulgeb toiteallikalt koormusele.

Kui PL₁ ja PL₂ sulgeda, lülitatakse koormusvool i_{d2} diodidele D₁ ja D₂. Voolu suund läbi klemmidele 1+ ja 1- ühendatud pingeallika on vastupidine. Koormuse on toiteallikaga ühendatud esialgsele vastupidiselt ja vool hakkab kiiresti vähenema. Väljundpinge: $u_{d2a} = -U_{d1}$. Vastavalt:

$$u_{d2a} = L_L \frac{di_{d2a}}{dt} + i_{d2} R_L + E_L. \quad (5.65)$$

Siluinduktiivsuse L_L omainduktsiooni emj. peab pinge $u_{d2a} = -U_{d1}$ ja positiivsete i_{d2} ja E_L puhul olema negatiivne ja ületama absoluutväärtuselt pinget U_{d1} . Pinge koormusel on negatiivse pinge u_{d2a} tõttu samuti negatiivne, s. t. koormus annab energiat ära ja toiteallikas võtab negatiivse voolu i_{d1} tõttu energiat vastu.

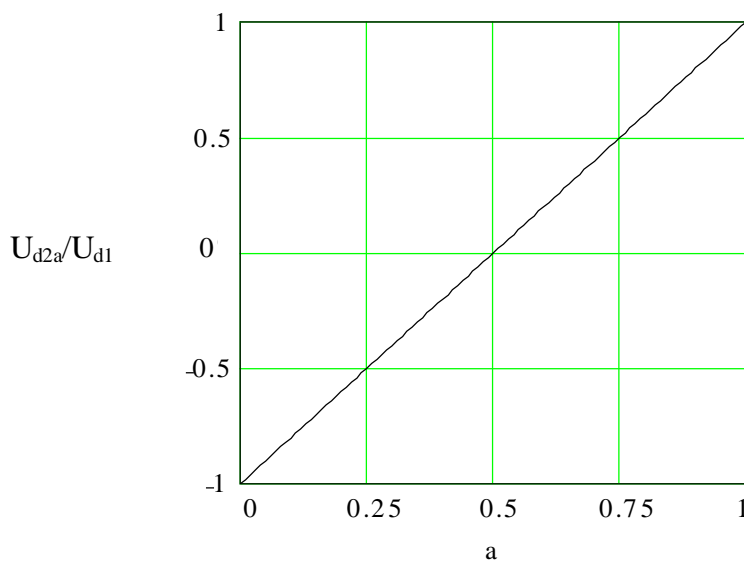
Perioodiliselt toimub toiteallika energia tarbimine koormuses ja seal ülejäänud energia tagastamine toiteallikasse. Seda, kas energiat keskmiselt tarbitakse või antakse toiteallikasse

tagasi, saab reguleerida PL_1 ja PL_2 suhtelise lülituskestusega $a = t_s / T$, kus t_s on pooljuhtlülitite PL_1 ja PL_2 sisselülituskestus ja T on lülitusperiood.

Väljundpinge keskvaärtus:

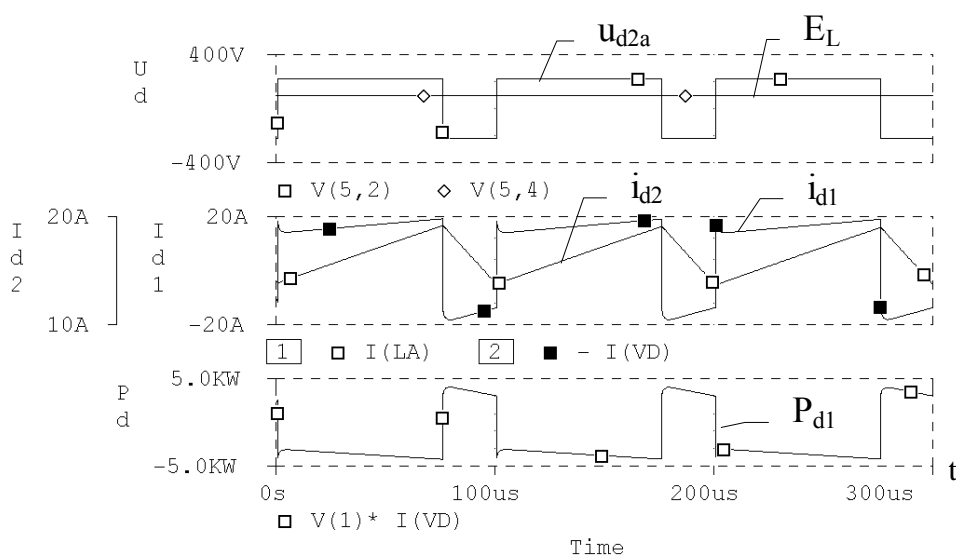
$$U_{d2a} = U_{d1}(2a-1). \quad (5.66)$$

Seega on pinge U_{d2a} muudetav vahemikus $-U_{d1}$ kuni $+U_{d1}$. Kahekvadrantilise PLM-i reguleerimistunnusjoon $U_{d2a} / U_{d1} = f(a)$ on esitatud joonisel 5.21.



Joonis 5.21. Kahekvadrantilise PLM-i reguleerimistunnusjoon kahepolaarses talitluses

Kahekvadrantilise PLM-i pingete ja voolude diagrammid kahepolaarses talitluses on näidatud joonisel 5.22.



Joonis 5.22. Kahekvadrantilise PLM-i pingete ja voolude diagrammid kahepolaarses talitluses, kui $U_{d1} = 220 \text{ V}$, $E_L = 96 \text{ V}$, $R_L = 1 \text{ } \Omega$, $L_L = 1,5 \text{ mH}$, $T = 100 \mu\text{s}$ ja $a = 0,75$

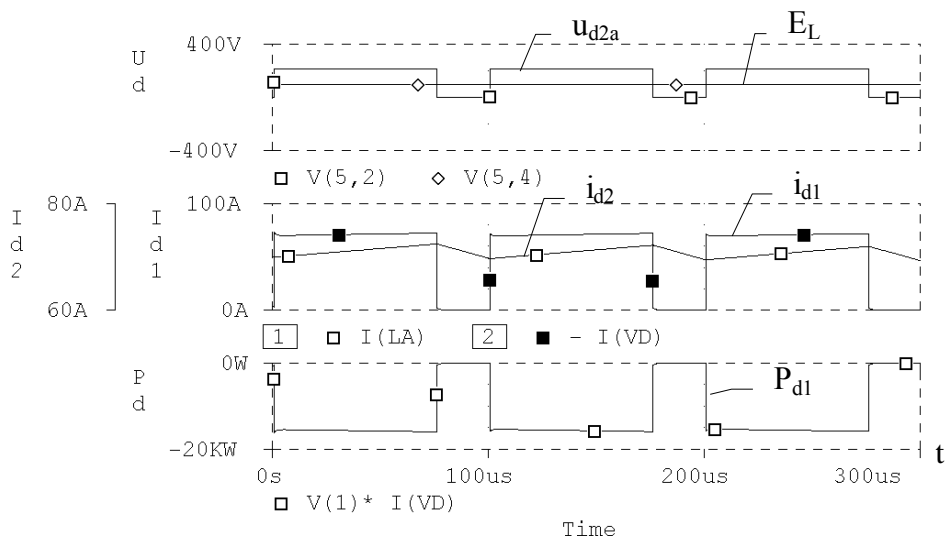
Üheaegse lülitamise puuduseks on see, et sisendvoolu ja väljundpinge vahelduvkomponendid on ühekvaadrantilise alalispingemuunduriga võrreldes kahekordsed. Teatud tingimustes, kui toiteallikas ei suuda energiat tarbida, võib toiteallika pinge silukondensaatorite laadumise tõttu tõusta kahekordseks. Kui diodid ei sulgu küllalt kiiresti, siis tekib pooljuhtlülitite avamisel hetkelisest lühisest tingitud suur vooluimpulss. See impulss võib häirida muunduri juhtsüsteemi ja ka teiste seadmete tööd. Katkevoolupiir vastab voolu suuremale väärtusele ja seepärast on vajalik suurem algkoormus.

Lülituse eeliseks on palju suurem toimekiirus, mis on tingitud voolu kiiremast kahanemisest negatiivse pinge toimel.

Ühepolaarne talitus ehk vahelduv lülitamine

Joonisel 5.20 toodud muundurit võib juhtida sarnaselt ühekvaadrantilise alalispingemuunduriga. Sel juhul on sisselülituskestuse t_s jooksul, s. t. energia võtmisel toiteallikast, mõlemad pooljuhtlülitid sisselülitatud. Ülejäänud ajavahemikuks $T-t_s$ jääb üks pooljuhtlülititest sisselülitatuks. Seega välistatakse energia tagastamine toiteallikasse. Kui nt. pooljuhtlülitid PL_1 jääb sisselülitatuks, tekib vabavooluring läbi PL_1 ja diodi D_2 . Koormusvool sulgub vabavooluahelas. Ristkülikukujuline sisendvool i_{d1} ei omanda hea silumise korral seega väärtusi $+I_{d2a}$ ja $-I_{d2a}$, vaid I_{d2a} ja null. Ristkülikukujuline väljundpinge u_{d2a} ei omanda väärtusi $+U_{d1}$ ja $-U_{d1}$, vaid U_{d1} ja null, s. t. samad väärtused mis ühekvaadrantilise alalisvoolumuunduriga. Et mõlemaid pooljuhtlülitid termiliselt ühtlaselt koormata, lülitatakse pooljuhtlülitid PL_1 ja PL_2 ajavahemikus $T-t_s$ kordamööda sisse.

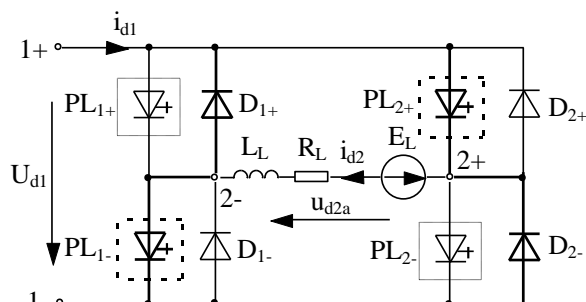
Talitluses $U_{d2a} < 0$ annab koormus (nt. alalisvoolugeneraator) energiat toiteallikasse. Ühepolaarse talitlusega välditakse energia hetkelist võtmist toiteallikast sellega, et sisselülituskestuse t_s jooksul lülitatakse sisse ainult üks pooljuhtlülitid, nt. PL_1 . Seega läbib koormusvool I_{d2a} PL_1 ja D_2 ja ei läbi toiteallikat. Väljalülituse kestuse $T-t_s$ jooksul on mõlemad pooljuhtlülitid suletud. Selles ajavahemikus tagastatakse energiat koormusest läbi diodide D_1 ja D_2 toiteallikasse. Sisendvoolu väärtused on null ja $-I_{d2a}$, väljundpinge väärtused null ja $-U_{d1}$. See tähendab, et ristkülikuliste suuruste puhul on nende erinevus antud juhul sama suur kui ühekvaadrantilise alalisvoolumuunduri puhul. Seega on sisendvoolu ja väljundpinge vahelduvkomponendid sama suured, kui jaotises 5.1 arvatud väärtused. Kahekvaadrantilise PLM-i pingete ja voolude diagrammid ühepolaarses talitluses on toodud joonisel 5.23.



Joonis 5.23. Kahekvadrantilise PLM-i pingete ja voolude diagrammid ühepolarses talitluses, kui $U_{d1} = 220$ V, $E_L = 96$ V, $R_L = 1$ Ω , $L_L = 1,5$ mH, $T = 100$ μ s ja $a = 0,75$

5.4 Neljakvadrantiline pulsilaiusmuundur

Muudetava voolusuuna ja kahepoolaarse emj-ga ehk neljakvadrantilise sildlülituses alalispingemuunduri saamiseks tuleb kahekvadrantilisele alalispingemuundurile lisada samasugune kahekvadrantiline alalispingemuundur teise voolusuuna jaoks (vt. joonis 5.24).



Joonis 5.24. Neljakvadrantiline alalispingemuundur

Seega on neljakvadrantiline alalispingemuundur kahe kahekvadrantilise alalispingemuunduri rööplülitus, mis võimaldab tarbijal nii pinget kui voolu reverseerida. Postitiivsele väljundvoolule vastav kahekvadrantiline alalispingemuundur on joonisel 5.24 kujutatud jämejoonega ja negatiivsele väljundvoolule vastav peenjoonega.

Neljakvadrantilist alalispingemuundurit nimetatakse ka reversiivseks alalispingemuunduriks. Neljakvadrantilist alalispingemuundurit kasutatakse reversiivsetes alalisvoolu elektriagamites. Samasugust sildskeemi kasutatakse aga ka ühefaasilistes vaheldites. Alalispingemuundur ja ühefaasiline sildlülitus vaheldi erinevad ainult pooljuhtlülitite juhtimise iseärasuste poolest. Alalispingemuunduril töötavad korraga ainult ühe silladiagonaali pooljuhtlülitid, vaheldil lülitatakse mõlema diagonaali pooljuhtlülititeid sisse vaheldumisi (vt. p. 6.1.2).

Analüüsimise alalispingemuunduri töötamist, kui koormuseks on võõrergutusega alalisvoolumasin.

Oletagem, et mootori päripäeva pöörlemissuunale vastab positiivne elektromotoorjõud E_L . Pinge $|E_L| < U_{d1}$. Mootoritalitluse vool on siis positiivne ja pidevalt töötab jämedalt joonestatud kahekvadrantiline alalispingemuundur. Teise muunduri pooljuhtlülitid PL_{1+} ja PL_{2-} on pidevalt välja lülitatud. Pinge reguleerimine toimub pooljuhtlülititega PL_{2+} ja PL_{1-} . Kui PL_{2+} ja PL_{1-} on sisse lülitatud, siis on pinge U_{d1} rakendatud mootorile ja vool mootoris kasvab eksponentsiaalselt, nagu ühekvadrantilise muunduri puhul. Kui nüüd üks kahest pooljuhtlülitist, nt. PL_{2+} välja lülitatakse, jääb voolu suund koormuse induktiivsuses samaks, nt. läbi PL_{1-} ja diodi D_{2-} . Muunduri väljundpinge on siis võrdne PL_{1-} ja D_{2-} päripingelangude summaga (mõni volt). Mootori pinge keskvaartust, s. t. mootori pöörlemissagedust, saab reguleerida muutes pooljuhtlülitite suhtelist lülituskestust.

Mootori vastupäeva pöörlemiseks peab muutma pinget ja voolu suunda. Selleks juhitakse joonisel 5.24 peenjoonega näidatud pooljuhtlülititeid PL_{1+} ja PL_{2-} samuti, kui eespool vaadeldud pooljuhtlülititeid PL_{1-} ja PL_{2+} , mis mootori vastupäeva pöörlemisel ei tööta. Elektrilised omadused vastavad ülalpool toodule, ainult koormuse pinged on vahetatud.

Generaatoritalitluses päripäeva pöörlemisel muutub päripäeva mootoritalitlusega võrreldes ainult voolu suund negatiivseks, pinge suund jääb samaks (U_{d2a} noole suunas). Kui üks peenelt joonestatud ahela pooljuhtlülitist, nt. PL_{1+} , lülitub sisse, siis generaatoritalitluses töötava masina vool kasvab eksponentsiaalselt vabavooluringis D_{2+} ja PL_{1+} . Kui nüüd PL_{1+} suletakse, siis tekib induktiivsuse tõttu vooluahel läbi diodi D_{2+} , toiteallika U_{d1} ja diodi D_{1-} . Kuna vool ja pinge toiteallikas on erisuunalised, siis antakse energiat toiteallikasse. Ka siin

reguleeritakse pinget keskväärtust suhtelise lülituskestuse muutmisega. Generaatoritalitluses vastupäeva pöörlemisega töötab vastavalt teine kahekvadrantiline alalispingemuundur.

Eelnevast selgus, et neljakvadrantilises alalispingemuunduris töötab korraga ainult üks kahekvadrantiline alalispingemuundur. Seega on pingete ja voolude diagrammid identsed kahekvadrantilise alalispingemuunduri diagrammidega (joonised 5.22 ja 5.23). Ka arvutusvalemid on samad - ühepolaarses talitluses kehtivad ühekvadrantilise, kahepolaarses talitluses kahekvadrantilise alalispingemuunduri valemid.

Neljakvadrantilise ehk reversiivse alalispinge pulsilausmuunduri väljundpinge diagrammid ühe- ja kahepolaarses talitluses on toodud tabelis 5.1.

Tabel 5.1. Neljakvadrantilise alalispinge pulsilausmuunduri väljundpinge diagrammid ühe- ja kahepolaarses talitluses

Väljundpinge	Ühepolaarne talitus	Kahepolaarne talitus
$U_{d2a} > 0$		
$U_{d2a} < 0$		

6. AUTONOOMSED VAHELDID

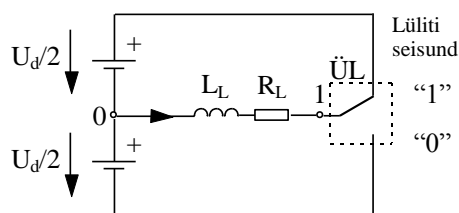
Autonoomne vaheldi ehk autonoomne inverter muundab alalispinge vahelduvpingeks. Vaheldit nimetatakse autonoomseks siis, kui tema töö ei sõltu võrgupingest. Autonoomsete vaheldite põhilisteks kasutusalaudeks on staatilised sagedusmuundurid, katkematu toite allikad (UPS), avariitoiteallikad, pardavõrgud ja pingemuundurid.

Autonoomsed vaheldid liigitatakse pinge- ja vooluvahelditeks. Pingevaheldi toiteallikaks on väikese sisetakistusega pingeallikas. Tavaliselt on pingeallika tunnuseks toitepingega rööbiti lülitatud suure mahtuvusega kondensaator, mida kasutatakse pinge silumiseks. Vaheldi väljundvool kujuneb vastavalt tarbijale rakendatud vahelduvpinge keskvaärtusele. Vooluvaheldi toiteallikaks on alalisvooluallikas, mis toidab vaheldit konstantse alalisvooluga. Vooluallikas moodustatakse tavaliselt alalispingeallikast, millega jadamisi lülitatakse suur induktiivsus. Vool juhitakse pooljuhtlülitite abil vaheldi väljunditesse. Vooluvaheldi väljundpinge tekib koormuse pingelangu mõjul.

6.1 Pingevaheldid

6.1.1 Vaheldi tööpõhimõte

Lihtsa vaheldi põhimõtteskeem on kujutatud joonisel 6.1, kus ümberlülitit $\ddot{U}L$ ühendab koormuse vaheldumisi sümmeetrilise toiteallika positiivse ja negatiivse potentsiaaliga.



Joonis 6.1. Lihtne sümmeetrilise pingeaallika ja ümberlülitiga vaheldi

Eeldame, et ümberlülitus toimub hetkeliselt. Kui ümberlülitit $\ddot{U}L$ juhitakse nii, et koormuse klemm 1 on ühendatud toiteallika positiivse ja negatiivse klemmiga võrdse ajavahemiku jooksul, siis rakendatakse koormuse klemmidele 1 ristkülikukujuline nulli suhtes sümmeetriline pinge. Sellist juhtimist nimetatakse vaheldi plokkjuhtimiseks.

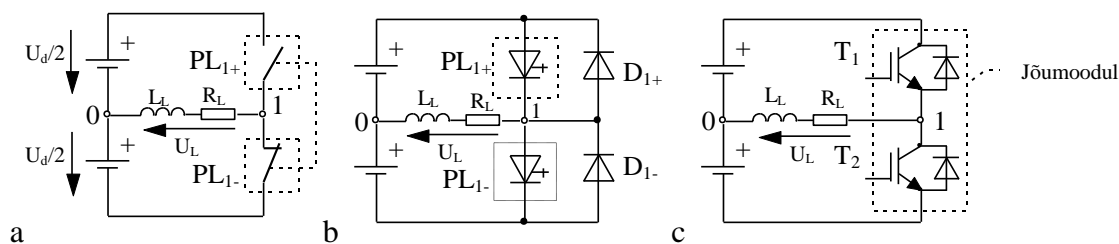
Voolu ja pinge kuju saab siiski paremini siinuselisele lähendada, kui lülitit ühe põhiharmoonilise perioodi jooksul korduvalt ümber lülitada ning muuta seejuures suhtelist lülituskestust klemmidega "1" ja "0". Seda juhtumit nimetatakse vaheldi pulssjuhtimiseks (pulsilaiusjuhtimiseks).

Plokkjuhtimine

Plokkjuhtimise korral on koormusele rakendatud ristkülikukujuline ehk plokk-pinge. Pinge põhiharmoonilise sagedus sõltub lülitit ümberlülitumiskiirusest. Väljundpinges tekivad kõrgemad harmoonilised. Plokkjuhtimisega ei ole võimalik saavutada siinuselist vahelduvpinget. Koormuse vahelduvvool on lõigukaupa eksponentsiaalne, s. t. mittesiinuseline.

Pooljuhtlülite ümberlülitamise juures tuleb arvestada, et induktiivse iseloomuga koormuse korral vool jätkub pärast kommutatsiooni samas suunas, kuni indutseeritud pinge muutub väiksemaks toitepingest. Seejärel voolu suund muutub. Seega peavad ka pooljuhtlülid juhtima voolu mõlemas suunas (vrd. mehaaniline kontakt).

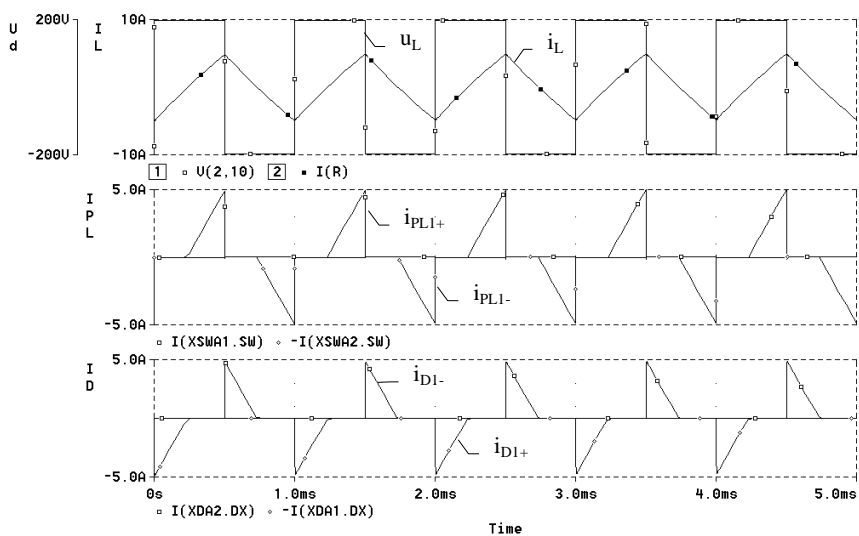
Mehaanilise ümberlüli võib asendada kahe omavahel ühendatud pooljuhtlülitiga nagu on näidatud joonisel 6.2, a. Lüliteid lülitatakse vaheldumisi sisse ja välja. Nii tekib sillaharu (ehk poolsild) kahe lülitiga PL_{1+} ja PL_{1-} . Järgnevalt on lihtne asendada 2 lülitit jõutüristoridega (joonis 6.2, b). Selleks, et koormusvool saaks pärast türistori sulgemist jätkuda samas suunas, lisatakse kaks jõudiodi. Türistoride asemel võib kasutada näiteks IGBT- või MOSFET-transistore, kus vastudiodid on sisse ehitatud (vt. joonis 6.2, c).



Joonis 6.2. Vaheldi kommutaatorid: a) kahe lülitiga, b) kahe jõutüristori ja vastudiodidega c) kahe IGBT-transistoriga

Joonisel 6.2, b on pooljuhtlülid kujutatud suletava türistori tingmäärgiga, s. t. neid saab sisse ja välja lülitada, kuid vool vastupidises suunas pole võimalik. Pooljuhtlülite ümberlülitumisel induktiivsuse tõttu jätkuv vool kulgeb läbi vastudiodide D_{1+} või D_{1-} vastassuunas läbi toiteallika. Koormus ühendatakse klemmide 0 ja 1 vahele. Pinge koormusel U_L on kas $+U_d/2$ või $-U_d/2$.

Transistorkommutaatoriga autonoomse vaheldi voolu ja pinge diagrammid plokkjuhtimisel, kui $U_d = 198 \text{ V}$, $L_L = 10 \text{ mH}$, $R_L = 5 \Omega$ ja lülitusperiood $T = 1 \text{ ms}$, on kujutatud joonisel 6.3.

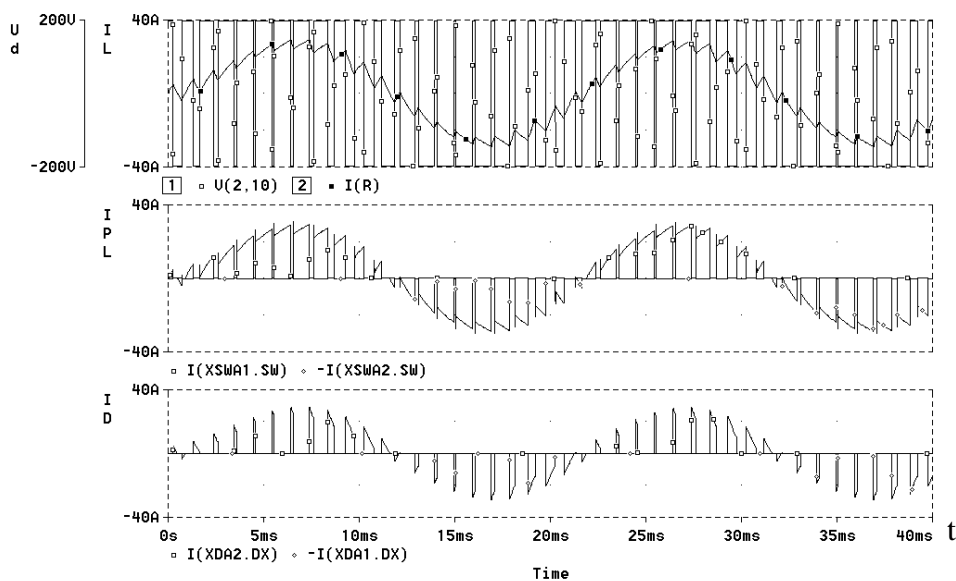


Joonis 6.3. Ühefaasilise autonoomse vaheldi pinge u_L , koormusvool i_L , transistoride voolud i_{PL1} ja i_{PL2} , diodide voolud i_{D1} ja i_{D2} plokkjuhtimisel (arvutatud programmiga PSpice)

Pärast PL_{1+} sisselülitamist ajahetkel $t = 0$, kasvab koormusvool eksponentsiaalselt. Veidi enne ajahetke $t = 0,5$ ms lülitatakse lüliti PL_{1+} välja. Lühise vältimiseks lülitatakse PL_{1-} sisse alles pärast lühikest pausi ajahetkel $t = 0,5$ ms. Pärast PL_{1+} väljalülitamist võtab diod D_{1-} koormusvoolu seniks enda peale, kuni ajahetkel $t = 0,75$ ms vool läbib nulli. Alles pärast seda läheb koormusvool üle transistorile PL_{1-} , kuigi selle baasivool lülitati sisse juba hetkel $t = 0,5$ ms. Veidi enne ajahetke $t = 1$ ms lülitatakse PL_{1-} välja. Veidi pärast ajahetke $t = 1$ ms lülitatakse PL_{1+} uuesti sisse. Pärast PL_{1-} väljalülitumist juhib voolu diod D_{1+} ja pärast nulli läbimist juhib voolu transistor PL_{1+} . Järgnevalt kõik kordub analoogiliselt. Kui pooljuhtlülitite lülitamishetked pole ajaliselt nihutatud, siis tuleb hetkelist lühisvoolu piirata näiteks pooljuhtlülititega jadamisi ühendatud induktiivsustega. Kaasaegsetel jõumoodulitel on transistoride vastastikuse blokeeringu skeemid enamasti sisse ehitatud. (Vrd. kahe kontakti mehaaniline blokeering joonisel 6.2, a.)

Pulssjuhtimine

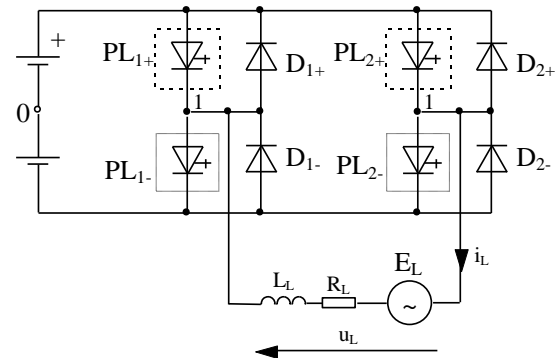
Pulssjuhtimisel ehk pulsilaiusmodulatsiooniga juhtimisel lülitatakse pooljuhtlülitid ühe põhiharmoonilise perioodi jooksul korduvalt sisse ja välja nii, et pinge keskvärtus muutuks ligikaudu siinuseliselt. Saadakse siinuselisele lähedasem väljundpinge ja -vool. Ühefaasilise autonoomse vaheldi pingete ja voolude diagrammid pulssjuhtimise korral, kui $U_d = 198$ V, $L_L = 10$ mH, $R_L = 5 \Omega$, lülitusperiood $T = 1$ ms, on kujutatud joonisel 6.4.



Joonis 6.4. Ühefaasilise autonoomse vaheldi pingete ja voolude diagrammid pulssjuhtimise korral arvutatult programmiga PSpice

6.1.2 Ühefaasiline sildlülituses pingevaheldi

Praktikas kasutatakse tavaliselt lülitust, mis koosneb kahest eelpool kirjeldatud sillaharust (joonis 6.5). Väljundpinge amplituudväärtus on seljuhul kuni 2 korda suurem kui nn. poolsillaga vaheldil (joonis 6.2 c). Sildlülituses pingevaheldi omaduste näitlikuks selgitamiseks kasutatakse sümmeetrilist pingevalikat. Kuna aga pingevalika nullpunkti lülituse ega tarbijaga ei ühendata, pole praktikas sümmeetrilist teostust vaja.

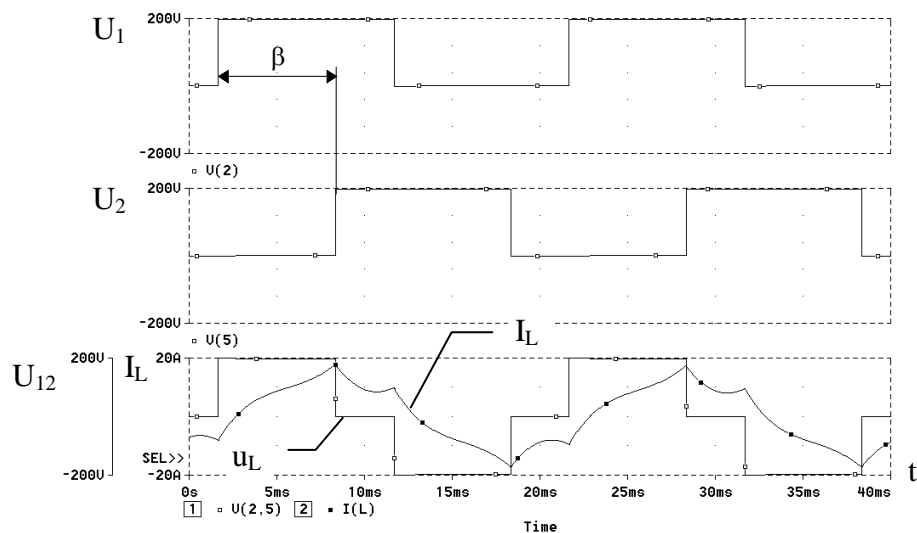


Joonis 6.5. Sildlülituses autonoomne vaheldi

Järgnevalt vaatleme sildlülituses autonoomse vaheldi töötamist mõlema juhtimisviisi korral.

6.1.2.1 Plokkjuhtimine

Vaheldi mõlemad sillaharused juhitakse plokkjuhtimisega nii, et harude väljundpinged on teineteise suhtes nihutatud nurga β võrra. Kui faasinihkenurk mõlema sillaharu pinge vahel $\beta = 0$, siis on sillaharude pinged samafaasilised ja koormuse pinge $U_L = 0$. Kui aga $\beta = \pi$, siis on osapinged vastasfaasis ja resulteeriv pinge efektiivväärtus koormusel U_L on maksimaalne. Pinge u_L efektiivväärtus sõltub seega faasinihkest β . Vahelduvvoolu elektrimootoriga koormatud vaheldi pinged ja koormusvoolu kõverad faasinihkenurga $\beta = 120^\circ$ korral, kui $U_d = 198$ V, $R_L = 2 \Omega$, $L = 15$ mH, $E_L = 150\sin(314t)$ V, on kujutatud joonisel 6.6.

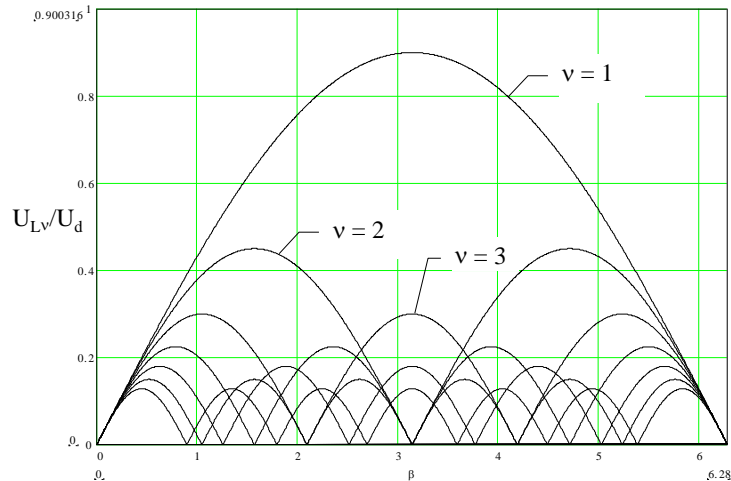


Joonis 6.6. Plokkjuhtimisega vaheldi pinge- ja vooludiagrammid: faasipinged U_1 ja U_2 , pinge koormusel U_L ja koormuse vool I_L

Nagu jooniselt 6.6 näha, pole väljundpinge siinuseline, vaid sisaldab kõrgemaid harmoonilisi komponente. Pinge harmooniliste komponentide efektiivväärtused saab arvutada järgmise valemiga:

$$U_{Lv} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_d}{v} \left| \sin\left(v \frac{\beta}{2}\right) \right|. \quad (6.1)$$

Väljundpinge U_L / U_d kõrgemate harmooniliste komponentide efektiivväärtused sõltuvalt poolsildade pingete vahelisest faasinihkest β on kujutatud joonisel 6.7.



Joonis 6.7. Väljundpinge U_L / U_d harmooniliste efektiivväärtused sõltuvalt faasinihkest β poolsildade pingete vahelisest faasinihkest β on kujutatud joonisel 6.7.

Koormuse pingete efektiivväärtus:

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\beta U_d^2 d\omega t} = U_d \sqrt{\frac{\beta}{\pi}}. \quad (6.2)$$

Põhiaharmoonilise osakaalu saame avaldada valemist 6.1:

$$g_1 = \frac{U_{L1}}{U_L} = \left| \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \right| \sqrt{\frac{8}{\pi\beta}}. \quad (6.3)$$

Põhiaharmoonilise osakaal on nurga β vahemikus $\pi/2 < \beta < \pi$ küllalt suur ulatudes 80 ... 90 %-ni. Selles vahemikus on plokkjuhtimine hästi rakendatav ning lisaks väljundpinge sagedusele saab reguleerida ka põhiaharmoonilise efektiivväärtust.

6.1.2.2 Pulssjuhtimine

Pinget juhitakse mõlema poolsilla keskpunktis pulsilaiusmodulatsiooniga ehk pingeplokk jaotatakse ühe poolperioodi jooksul mitmeks eri kestusega pulsiks, kusjuures suhtelist lülituskestust muudetakse nii, et väljundpinge keskvärtus ja vool muutuvad ligikaudu siinuseliselt (vt. joonis 6.4).

Asünkroonmootori sagedusjuhtimisel tuleb koos sagedusega muuta ka vaheldi väljundpinge efektiivväärtust. Sageduse ja toitepinge reguleerimisel kasutatakse ligikaudu lineaarset sõltuvust (vt. joonis 7.2, a).

Vaheldit võib juhtida sümmeetriliselt, s. t. poolsildade faasipingete põhiharmoonilised ja juhtfunktsioonid on vastasfaasis, või mittesümmeetriliselt, s. t. muudetakse faasipingete vahelist nurka β .

Sümmeetrilise juhtimise korral moodustatakse juhtsüsteemis ainult üks juhtfunktsioon, mis lülitab näiteks pooljuhtlülitit PL_{1+} (vt. joonis 6.5). Teise pooljuhtlülitit PL_{1-} juhtfunktsioon saadakse esimese invertteerimisega. Teise poolsilla juhtfunktsioonid saadakse esimese poolsilla juhtfunktsioonide invertteerimisega, s. t. sisuliselt lülitatakse kordamööda sisse silla erinevaid vastasõlgu. Väljundpinge efektiivväärtuse reguleerimiseks muudetakse pulsside laiusi.

Mittesümmeetrilise juhtimise korral on vaja kummagi poolsilla jaoks teineteise suhtes ajaliselt nihutatud juhtfunktsioone, millede pulsside kestused ei sõltu väljundpingest. Väljundpinge efektiivväärtust reguleeritakse faasinihkenurgaga nagu plokkjuhtimise korral (vt. joonis 6.6) juhtfunktsioonide kuju muutmata. Faasinihkenurka β muudetakse vahemikus $0 \dots \pi$.

Järgnevalt vaatleme, kuidas moodustatakse vaheldi pooljuhtlülitite juhtfunktsioone. Pidevatoimelistes ehk analoog-juhtseadmetes kasutati kolmnurk-nelinurk- ja kolmnurk-siinus-modulatsiooni. Diskreetses ehk digitaal-juhtseadmetes moodustatakse juhtfunktsioon loendurite ja taimerite abil. Tänapäeval juhitakse jõumuundureid mikroprotsessorite ja mikrokontrolleritega, kus juhtfunktsioon moodustatakse programselt ja programmeeritavate taimerite abil. Juhtfunktsioonide tekitamise esialgsete meetodite tundmine võib olla abiks tänapäevaste vaheldite programmeerimisel (vt. p. 8.3.2).

Kolmnurk-nelinurk-modulatsioon

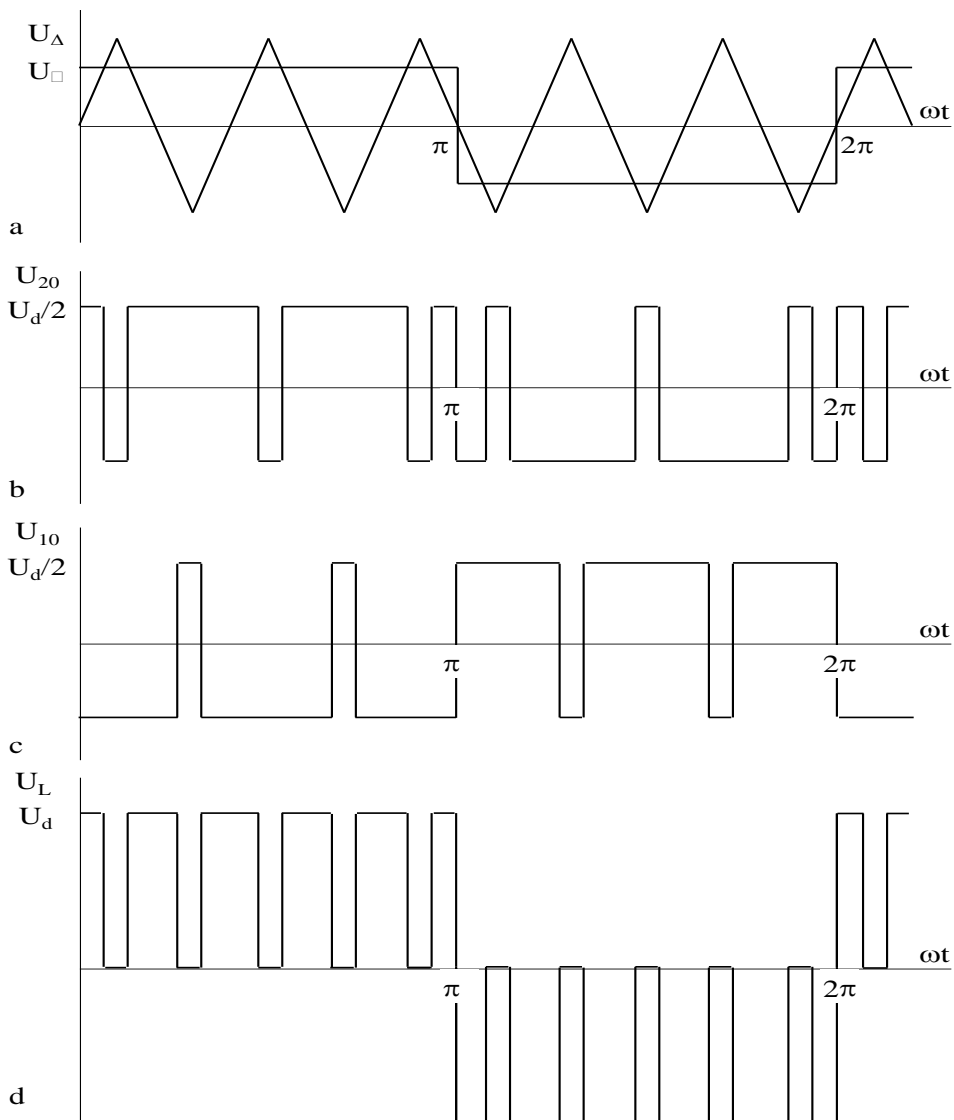
Lihtsaim vaheldi pulssjuhtimise meetod on kolmnurk-nelinurk-modulatsioon. Väljundpinge põhiharmoonilise sagedusega nelinurkset väljundpinget (joonis 6.8, a) võrreldakse kõrgema sagedusega kolmnurkpingega. Kui nelinurkpinge hetkväärtus on suurem kui vastav kolmnurkpinge, siis on suletud (juhib voolu) poolsilla ülemine pooljuhtlülitit ja alumine pooljuhtlülitit on avatud, s. t. ei juhi voolu (ümberlülitit seisund "1"). Kui nelinurkpinge hetkväärtus on väiksem vastavast kolmnurkpingest, siis on poolsilla ülemine lülitit avatud ja alumine suletud (ümberlülitit seisund "0"). Nii tekivad pingepulsid 2. poolsillas (joonis 6.8, b). Nelinurk- ja kolmnurkpinge maksimaalväärtuste suhet nimetatakse juhtimisteguriks R . Väljundpinge põhiharmoonilise efektiivväärtust saab reguleerida R väärtuse muutmisega.

Esimese poolsilla pulssid saadakse kolmnurkpinge võrdlemisel vastandfaasis nelinurkpingega, mida joonisel 6. 8 pole näidatud. Sel puhul saadud pingepulsid on kujutatud joonisel 6.8, c.

Pinge koormusel (liinipinge):

$$u_L = u_{20} - u_{10} \quad (6.4)$$

Liinipinge diagramm on kujutatud joonisel 6.8, d.



Joonis 6.8. Kolmnurk-nelinurk-modulatsioon sildlülituses autonoomse vaheldi puhul:
a) juhtsignaali tekitamine, b) 2. poolsilla faasipinge, c) 1. poolsilla faasipinge,
d) pinge koormusel (liinipinge)

Kolmnurk-nelinurk-modulatsiooni puhul saadakse vaheldi väljundpinge Fourier analüüsiga järgmised tulemused:

- 1) Väljundpinge põhiharmoonilise efektiivväärtus U_{L1} kasvab praktiliselt võrdeliselt juhtimisteguriga R . Väljundpinge suurim väärtus $R = 1$ korral:

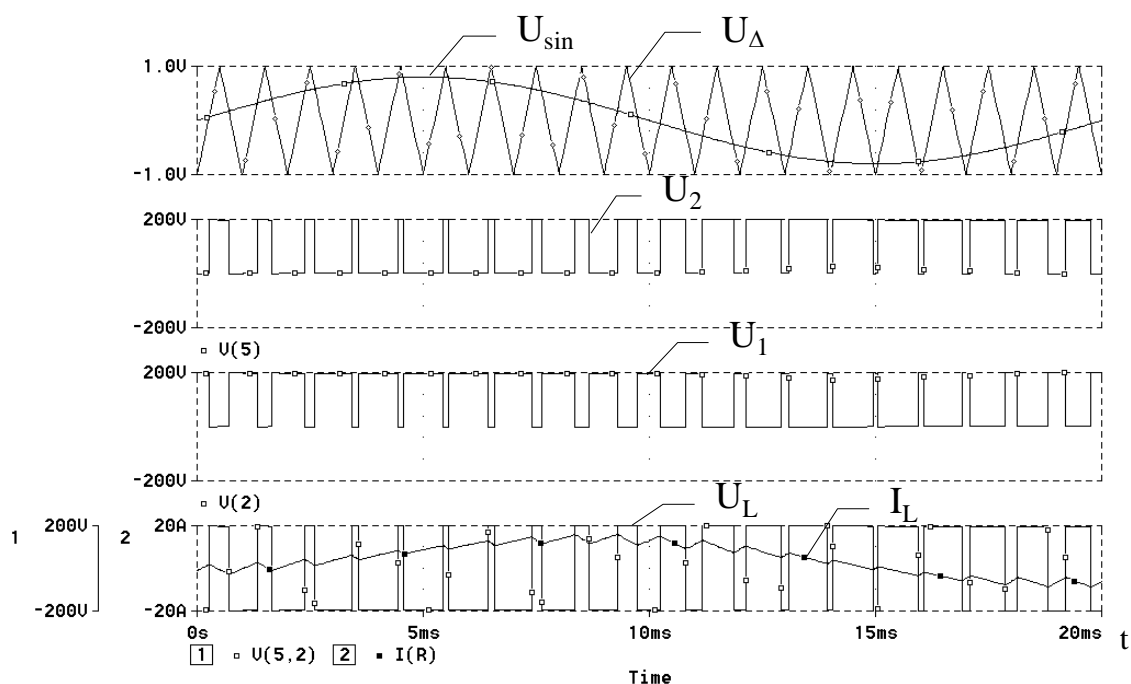
$$U_{L1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \approx 0,9U_d. \quad (6.5)$$

- 2) Põhiharmoonilise osakaal on väiksem kui plokkuhtimisel, kuid kõrgemad harmoonilised on nihkunud kõrgemale sagedusele ja seetõttu on neid lihtsam välja filtreerida.

Kolmnurk-sinus-modulatsioon

Kolmnurk-sinus-modulatsioon võimaldab madalama sagedusega kõrgemaid harmoonilisi komponente põhiharmoonilise suhtes veelgi vähendada. Erinevalt kolmnurk-nelinurk-modulatsioonist võrreldakse siin kolmnurkpinget sinuspingega. Juhtimisteguri R all mõistetakse siin sinus- ja kolmnurkpinge amplituudide suhet. Selle modulatsioonimeetodi üheks puuduseks on see, et maksimaalselt saavutatav põhiharmoonilise efektiivväärtus on ainult ca 80 % võrreldes kolmnurk-nelinurk-modulatsiooniga. Seda meetodit kasutatakse, kui väljundpinge siinuselisus on väga oluline.

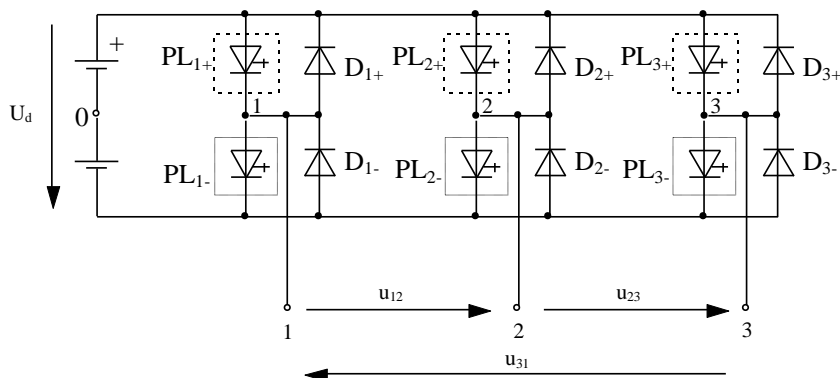
Pooljuhtlülitite juhtsignaalide moodustamine kolmnurk-sinus-modulatsiooniga on näidatud joonisel 6.9. Samas on kujutatud ka faasipinged U_2 ja U_1 , pinge koormusel (liinipinge) U_L ning koormusvool I_L .



Joonis 6.9. Pooljuhtlülitite juhtsignaalide moodustamine kolmnurk-sinus-modulatsiooniga: sinuspinge U_{sin} , kolmnurkpinge U_{Δ} , faasipinged U_2 ja U_1 ning pinge koormusel (liinipinge) U_L ning koormusvool I_L .

6.1.3 Kolmefaasiline pingevaheldi

Kolmefaasilist sildlülituses autonoomset pingevaheldit (joonis 6.10) saab kasutada kolmefaasilise koormuse toiteallikana. Joonisel on pooljuhtlülititena kujutatud suletavad türistorid, kuid laialdaselt kasutatakse ka IGBT-transistore. Näiteks sobib see vaheldi 3-faasiliste elektrimootorite sagedusjuhtimiseks.



Joonis 6.10. Kolmefaasilise autonoomse pingevaheldi põhimõtteskeem:

Lülituse tööpõhimõtte selgitamiseks eeldame, et pingevallikas on nullpunkti suhtes sümmeetriline. Sümmeetriline koormus, näiteks asünkroonmootor, ühendatakse klemmidega 1, 2, 3. Selleks, et koormust toita sümmeetriliste vooludega, peavad vaheldi tekitatud pinged olema samuti sümmeetrilised, s. t. faasipingete amplituudid peavad olema võrdsed ja üksteise suhtes 120° nihutatud:

$$u_{12}(\omega t) = u_{23}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = u_{31}(\omega t - \frac{4\pi}{3}). \quad (6.6)$$

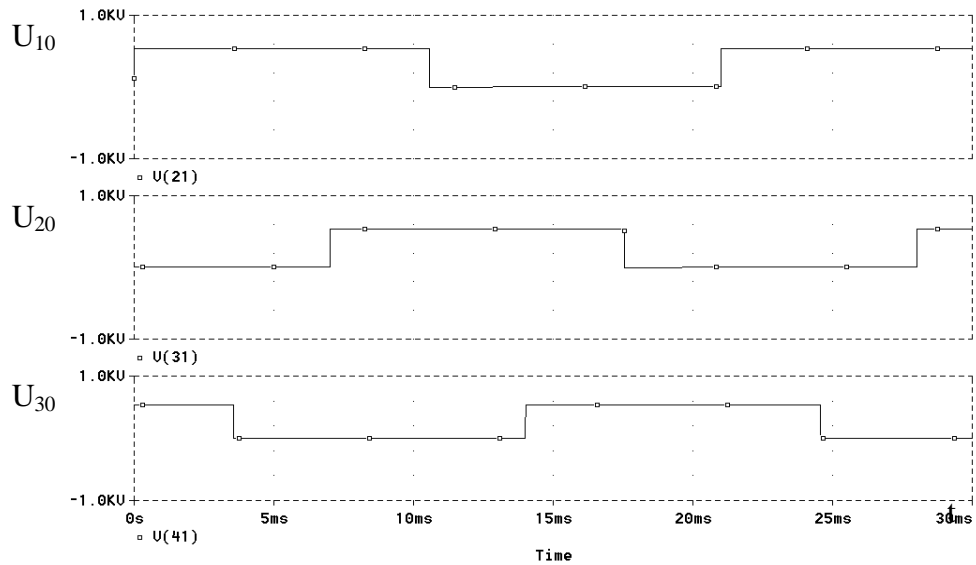
Nende sümmeetriliste pingete tekitamiseks peavad kolme poolsilla juhtsignaalid samuti olema $1/3$ perioodi võrra üksteise suhtes nihutatud. Juhtsignaalid

$$g_1(\omega t) = g_2(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = g_3(\omega t - \frac{4\pi}{3}). \quad (6.7)$$

Analoogiliselt sildlülituses vaheldiga kasutatakse ka 3-faasilise vaheldi puhul plokkjuhtimist ja pulssjuhtimist.

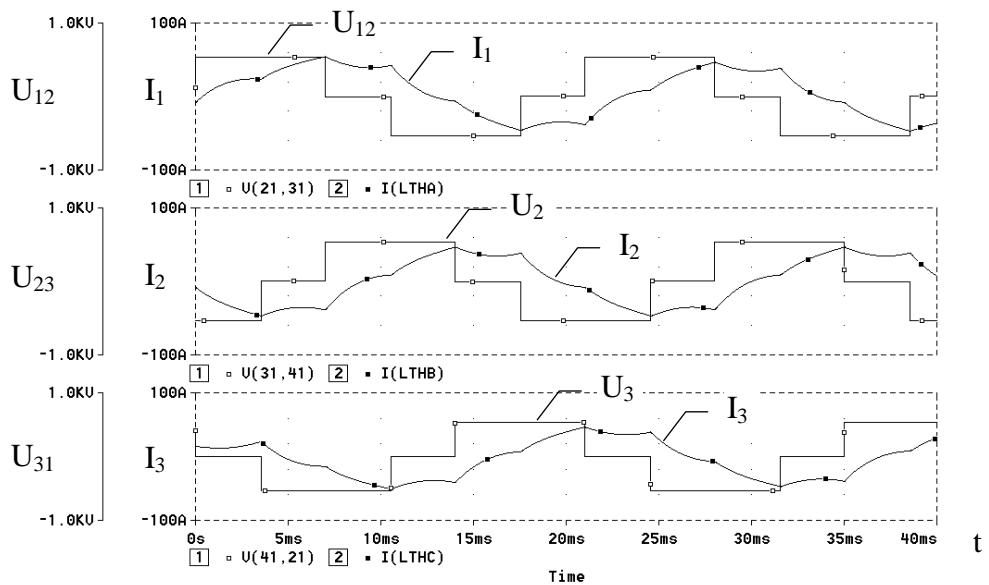
6.1.3.1 Plokkjuhtimine

Lihtsaim võimalus pooljuhtlülitite juhtimiseks on plokkjuhtimine. Plokkjuhtimise korral tõuseb iga poolsilla potentsiaal (faasipinge) põhiharmoonilise poolperioodi jooksul väärtuseni $U_d / 2$. Teise poolperioodi jooksul on potentsiaal $-U_d / 2$. Faasipingete diagrammid on üksteise suhtes 120° võrra nihutatud. Kolmefaasilise autonoomse vaheldi faasipingete diagrammid plokkjuhtimise korral on kujutatud joonisel 6.11.



Joonis 6.11. Poolsildade keskpunktide potentsiaalidiagrammid toiteallika miinuspotentsiaali suhtes (simuleeritud programmiga PSpice)

Liinipinged on trepikujulised (vt. joonis 6.12).

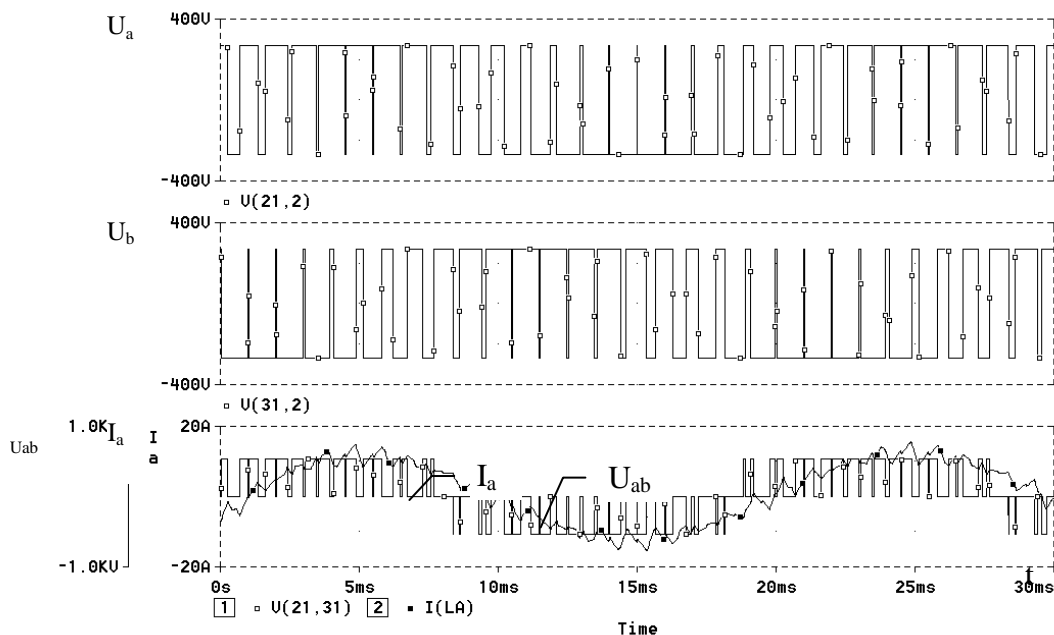


Joonis 6.12. Poolsildade vaheliste pingete ehk liinipingete U_{12} , U_{23} ja U_{31} ning faasivoolude I_1 , I_2 , I_3 diagrammid (simuleeritud programmiga PSpice)

Seega saadakse antud juhul siinuselisele lähedased voolud (vt. joonis 6.12). Voolukõvera kuju võib veelgi parandada pulssjuhtimisega.

6.1.3.2 Pulssjuhtimine

Vaatleme näiteks kolmnurk-siinuse modulatsiooniga 3-faasilise autonoomse vaheldi tööd. Faasi- ja liinipingete ning koormusvoolu diagrammid pulssjuhtimise puhul on joonisel 6.13.



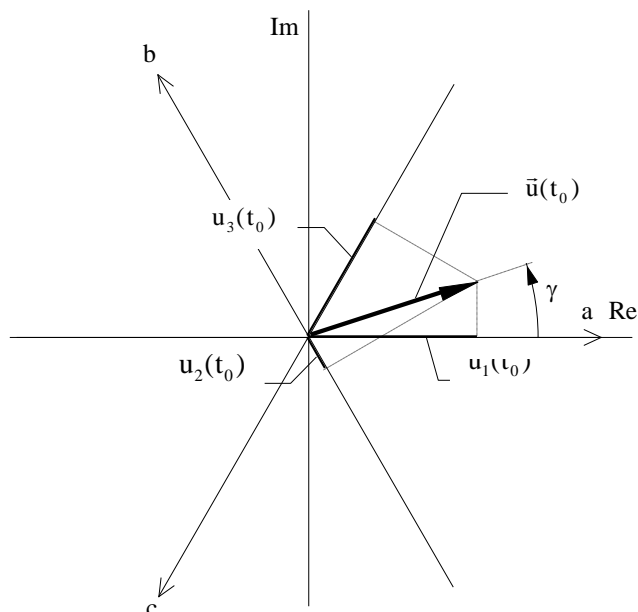
Joonis 6.13. Kolmeefaasilise autonoomse pingevaheldi faasi- ja liinipingete ning koormusvoolu diagrammid pulssjuhtimisel

Muunduri pooljuhtlülitite lülituskestust muudetakse nii, et faasipingete keskvaärtused (aU_{d1}) muutuksid ligikaudu siinuseliselt. Vajalik lülituskestus on võrdeline väljundpinge põhiharmonilise hetkväärtusega ($a = \sin\omega t$). Pooljuhtlülitite juhtfunktsioonide saamiseks kasutatakse ka pingevektori juhtimist (p. 6.1.3.3).

6.1.3.3 Pingevektori juhtimine

Nüüdisaegsete muundurite paindlikuks juhtimiseks kasutatakse väljundpinge vektori amplituudi ja nurga pulssjuhtimist. Seda põhimõtet nimetatakse vektorjuhtimiseks (vektormodulatsiooniks) ja vastavaid muundureid vektorjuhtimisega muunduriteks. Eristatakse pinge- ja vooluvektori juhtimist (vt. p. 6.2.1).

Kolmeefaasilist pingesüsteemi saab kujutada komplekstasandil nurksagedusega ω pöörleva vektorina, mille pikkus vastab faasipinge amplituudile ja mille projektsioonid kolmele üksteise suhtes 120° võrra nihutatud teljele vastavad faasipingete hetkväärtustele. Seega saab kõiki faasipingeid esitada ühe vektoriga nagu on näidatud joonisel 6.14.



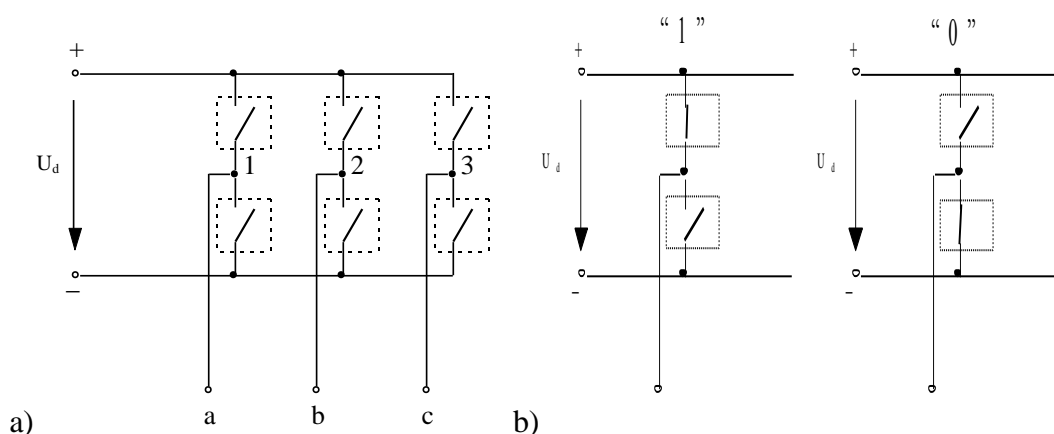
Joonis 6.14. Kolmefaasilise pingesüsteemi esitamine kompleksstasandil

Faasipinge U_1 hetkväärtus on ajahetkel t_0 positiivne, faasipingete U_2 ja U_3 hetkväärtused aga negatiivsed. Faasipingete vektorsumma on igal ajahetkel null. Pöörlevat pingevektorit tähistatakse järgmiselt:

$$\vec{u}(t) = \hat{u}e^{j\gamma} = \hat{u}e^{j\omega t}. \tag{6.8}$$

Sama tähistus kehtib nii püsiolukorras kui siirdeprotsessides.

Kolmefaasiline vaheldi koosneb 6 pooljuhtlülitist, mis perioodiliselt ühendavad koormuse kolme faasijuht toiteallika pluss- või miinuspoolusega (vt. joonis 6.15).



Joonis 6.15. Kolmefaasilise vaheldi a) kontakt-aseskeem ja b) sillaharu pooljuhtlülitite olekud: “1” väljund ühendatud toiteallika plusspoolusega, “0” väljund ühendatud miinuspoolusega

Sillaharude olekuid tähistatakse järgmiselt: oleku “1” korral on vaheldi väljund ühendatud toiteallika plusspoolusega, oleku “0” korral aga miinuspoolusega. Olekut, milles korraga juhivad sillaharu mõlemad pooljuhtlülitid, ei tohi tekkida, sest see tähendaks toiteallika lühistamist.

Samuti peab igal ajahetkel kõigis faasides olema üks lüliti sisse lülitatud, sest vastupidisel juhul oleks koormusel mittesümmeetrilised pinged. Seega peab igal ajahetkel olema 3 lüliti sisse lülitatud.

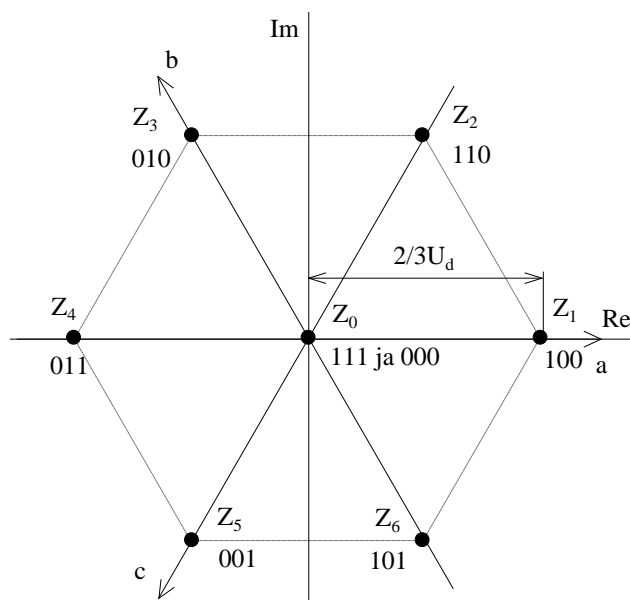
Lülite olekuid saab kirjeldada 3-kohalise kahendarvuga, mis võimaldab kirjeldada 8 olekut. Kahendarvu vasakupoolne number tähistab 1. faasi ehk a-faasi, järgmine number teise ehk b-faasi ja 3. number kolmanda ehk c-faasi lülite olekuid. Lülite olekud on toodud tabelis 6.1.

Tabel 6.1. Kolmefaasilise pingevaheldi pooljuhtlülite olekud

Olek	Faasid a, b, c	Olek	Faasid a, b, c
Z_1	100	Z_5	001
Z_2	110	Z_6	101
Z_3	010	Z_7	111
Z_4	011	Z_8	000

Lülite olekute järgi saab kanda kompleksstasandile olekutele vastavad punktid. Näiteks olekus 100 on a-faas ühendatud plusspoolusega ning b- ja c-faas miinuspoolusega. Eeldusel, et tarbija on ühendatud tähte, on pinge a-faasi ja nullpunkti vahel $2/3 U_d$. Märgime selle punkti kompleksstasandile a-faasi teljele. Analoogiliselt talitame kõigi olekutega. Erinevatele olekutele vastavad pinged on kujutatud joonisel 6.16.

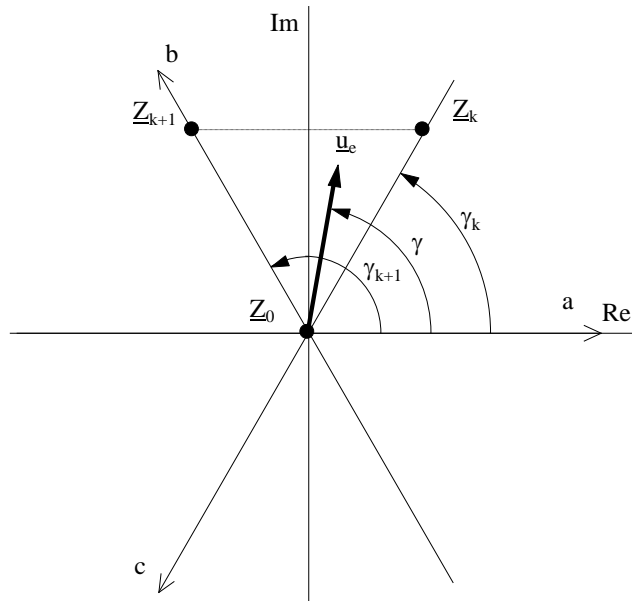
Näeme, et olekute Z_7 ja Z_8 korral on faasipinged võrdsed nulliga. Tähistame need võrdväärsed olekud Z_0 -ga ($Z_0 = Z_7 = Z_8$). Kuna olekuid vaadeldakse kompleksstasandil, siis võib neid tähistada kompleksuurustena \underline{Z}_0 kuni \underline{Z}_6 .



Joonis 6.16. Kolmefaasilise vaheldi lülite eri olekutele vastavad pinged kompleksstasandil

Pulsilaiusmodulatsiooniga saab tekitada mistahes pingevektori, mis jääb joonisel 6.16 kujutatud kuusnurga sisse. Seejuures eeldame, et lülitussagedus on palju suurem väljundpinge sagedusest ja vaatleme pinge keskväärtust lülitusperioodi jooksul.

Moodustada saab mistahes vektori kolmnurga $\underline{Z}_0, \underline{Z}_k, \underline{Z}_{k+1}$ sees (joonis 6.17).



Joonis 6.17. Pingevektori \underline{u}_e (keskväärtuse) moodustamine olekute $\underline{Z}_0, \underline{Z}_k, \underline{Z}_{k+1}$ kiire vahetamisega ehk pulsilaiusmoduleeritud olekute ümberlülitamisega

Nõutava pingevektori \underline{u}_e (keskväärtuse) kolmnurga $\underline{Z}_0, \underline{Z}_k, \underline{Z}_{k+1}$ sees saab moodustada olekute $\underline{Z}_0, \underline{Z}_k, \underline{Z}_{k+1}$ kiire vahetamisega hoides neiles olekutele vastavaid lüliteid vajaliku aja jooksul suletuna või avatuna. Niisugust pingevektori moodustamise viisi nimetatakse pulsilaiusmoduleeritud olekute ümberlülitamiseks ehk pinge **vektormodulatsiooniks**.

Erinevatele olekutele vastavate lülituskestuste summa annab kokku lülitusperioodi:

$$t_0 + t_k + t_{k+1} = T. \quad (6.9)$$

Erinevatele olekutele vastavad suhtelised lülituskestused:

$$a_0 = \frac{t_0}{T}, \quad a_k = \frac{t_k}{T}, \quad a_{k+1} = \frac{t_{k+1}}{T}. \quad (6.10)$$

Suhteliste lülituskestuste summa:

$$a_0 + a_k + a_{k+1} = 1. \quad (6.11)$$

Olekute $\underline{Z}_0, \underline{Z}_k$ ja \underline{Z}_{k+1} pingevektorid:

$$\underline{Z}_k = Z e^{j\gamma_k}; \quad \underline{Z}_{k+1} = Z e^{j\gamma_{k+1}}; \quad \underline{Z}_0 = 0, \quad (6.12)$$

$$\text{kus } Z = \frac{2}{3} U_d.$$

Pingevektori \underline{u}_e nurk γ asub olekutele \underline{Z}_k ja \underline{Z}_{k+1} vastavate väärtuste γ_k ja γ_{k+1} vahel

$$\gamma \in [\gamma_k, \gamma_{k+1}],$$

$$\gamma_k = (k-1) \frac{\pi}{3}, \quad (6.13)$$

$$\gamma_{k+1} - \gamma_k = \frac{\pi}{3}. \quad (6.14)$$

Pingevektor:

$$\underline{u}_e = \hat{u} e^{j\gamma} = a_0 \underline{Z}_0 + a_k \underline{Z}_k + a_{k+1} \underline{Z}_{k+1};$$

kuna $\underline{Z}_0 = 0$, siis

$$\underline{u}_e = a_k \underline{Z}_k + a_{k+1} \underline{Z}_{k+1}. \quad (6.15)$$

Asendades $\underline{Z} = \frac{2}{3} \underline{U}_d$ saame:

$$\hat{u} e^{j\gamma} = \frac{2}{3} \underline{U}_d (a_k e^{j\gamma_k} + a_{k+1} e^{j\gamma_{k+1}}). \quad (6.16)$$

Otsitavate suhteliste lülituskestuste avaldamiseks lahutame pingevektori (6.16) reaali- ja imaginaarosadeks:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \frac{\hat{u}}{\underline{U}_d} \cos \gamma &= a_k \cos \gamma_k + a_{k+1} \cos \gamma_{k+1}; \\ \frac{3}{2} \frac{\hat{u}}{\underline{U}_d} \sin \gamma &= a_k \sin \gamma_k + a_{k+1} \sin \gamma_{k+1}. \end{aligned} \quad (6.17)$$

Võrrandisüsteemi (6.17) lahendamisel leitakse suhtelised lülituskestused a_k ja a_{k+1} .

$$a_k = \sqrt{3} \frac{\hat{u}}{\underline{U}_d} \sin(\gamma_{k+1} - \gamma), \quad (6.18)$$

$$a_{k+1} = \sqrt{3} \frac{\hat{u}}{\underline{U}_d} \sin(\gamma - \gamma_k). \quad (6.19)$$

Suhteline lülituskestus oleku Z_0 korral avaldatakse valemist (6.11).

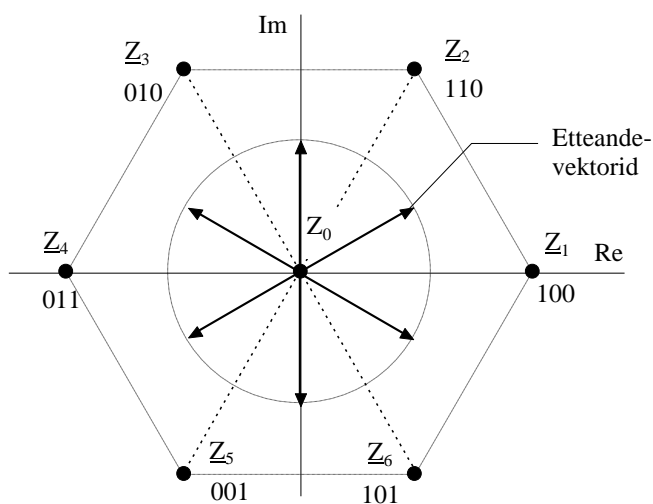
$$a_0 = 1 - \sqrt{3} \frac{\hat{u}}{\underline{U}_d} \cos \left[\gamma - \frac{1}{2} (\gamma_k + \gamma_{k+1}) \right]. \quad (6.20)$$

Mikroprotsessor-juhtsüsteemi korral salvestatakse vaheldi pooljuhtlülitite olekutabel ja varem väljaarvutatud lülituskestused juhtsüsteemi mälusse. Nende andmete ning programmi järgi juhib protsessor taimerit, mis omakorda lülitab transistore või türistore (vt. p. 8.3.2).

Näide

Vaatleme vektorjuhtimisega 3-faasilise vaheldi tööd, kui pingvektori amplituud $u = \frac{2}{3\sqrt{3}} U_d$.

Sel juhul saab lihtsalt määrata lülituskestuse väärtused. Etteandvektori u_e amplituud ja sagedus on konstantsed ning etteandvektor moodustab kompleksstasandil ringi. Lihtsuse mõttes valime väikese lülitussageduse. Moodustame ainult 6 kahe naaberoleku keskel olevat pingvektorit (vt. joonis 6.18).



Joonis 6.18. Ringjoonel asuvad etteandvektorid (vt. näide)

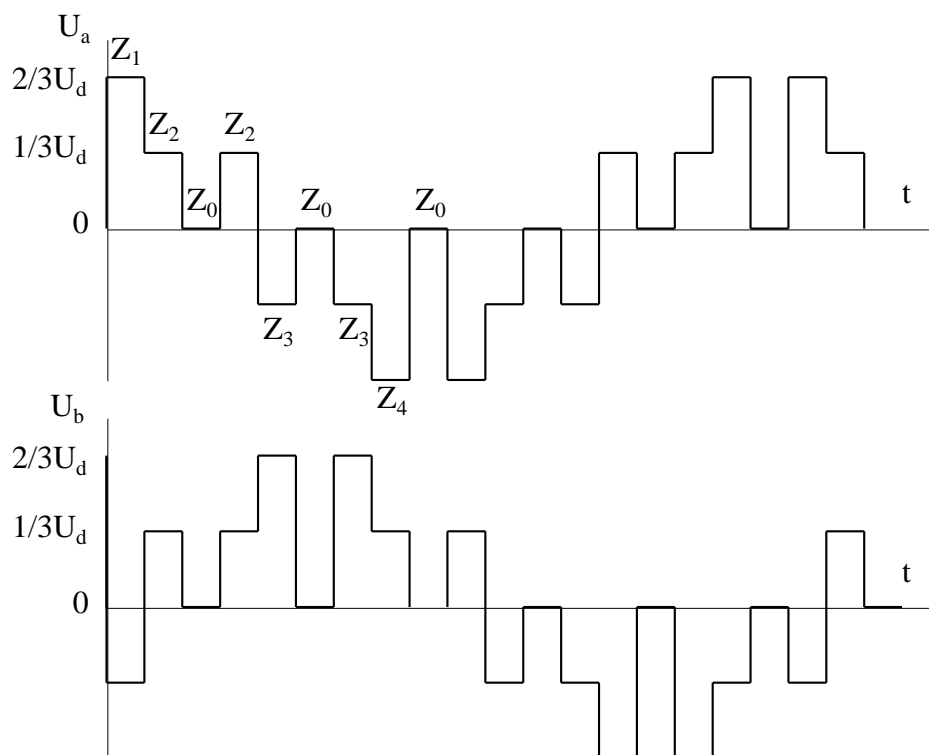
Suhtelised lülituskestused arvutatakse valemite 6.20 - 6.22 ja 6.13 järgi.

$$a_k = \sqrt{3} \frac{\hat{u}}{U_d} \sin(\gamma_{k+1} - \gamma) = \sqrt{3} \frac{2}{3\sqrt{3}} \sin 30^\circ = \frac{1}{3}, \quad (6.21)$$

$$a_{k+1} = \sqrt{3} \frac{\hat{u}}{U_d} \sin(\gamma - \gamma_k) = \sqrt{3} \frac{2}{3\sqrt{3}} \sin 30^\circ = \frac{1}{3}, \quad (6.22)$$

$$a_0 = 1 - a_k - a_{k+1}. \quad (6.23)$$

Vastavad faasipingete diagrammid on kujutatud joonisel 6.19.



Joonis 6.19. Faasipingete diagrammid vektormodulatsiooni korral

Vaatamata väikesele lülitussagedusele on näha, et väljundpinge keskväärtus muutub ligikaudu siinuseliselt. Tegelikult kasutatakse tunduvalt suuremat lülitussagedust, s. t. 18, 24 või enam pingevektori olekut ühe väljundpinge perioodi kohta. Sel juhul väheneb väljundpinge madalamat järku kõrgemate harmooniliste sisaldus. Jõuvaheldite lülitussagedus on 50 Hz väljundpinge sagedusel enamasti 4...16 kHz ja nende väljundpinge on pärast silumist praktiliselt siinuseline.

Võrdlus pulssjuhtimisega

Võrreldes pulssjuhtimisega võimaldab pingevektori juhtimine ehk pinge vektormodulatsioon suuremat faasipinget ja seega ka suuremat väljundvõimsust.

Maksimaalne faasipinge amplituud pulssjuhtimisel:

$$\hat{u}_p = \frac{U_d}{2}. \quad (6.24)$$

Pingevektori juhtimisel on maksimaalne faasipinge amplituud määratud pingevektorite $Z_0...Z_6$ moodustatud kuusnurga siseriingjoone raadiusega:

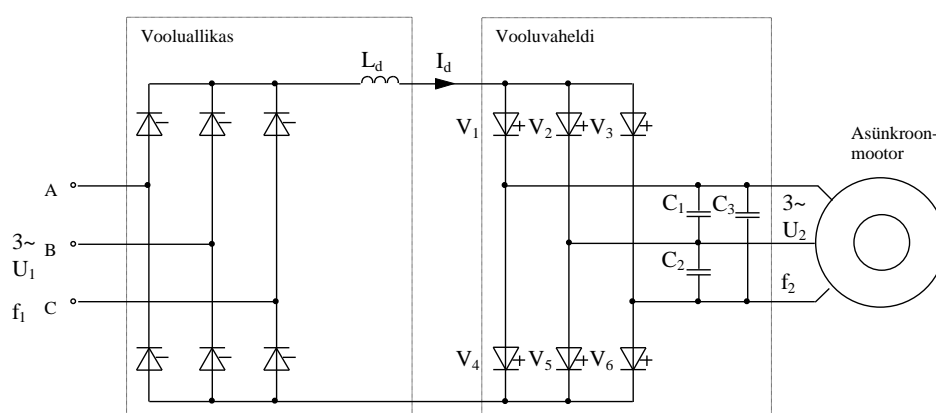
$$\hat{u}_v = Z \cos 30^\circ = \frac{2}{3} U_d \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_d. \quad (6.25)$$

Vektorjuhtimise korral on väljundpinge seega 15,5 % võrra suurem. Vaheldi väljundvõimsus kasvab vektorjuhtimisel sama väljundvoolu korral pulssjuhtimisega võrreldes samuti 15,5 %.

6.2 Vooluvaheldid

Vooluvaheldi on vooluallikas, millega reguleeritakse koormuse vahelduvvoolu ja sagedust. Vaheldit toidetakse konstantse vooluga I_d alalisvooluallikast, milleks võib olla suure siluinduktiivsusega alaldi (joonis 6.20). Vool juhitakse pooljuhtlülititega vaheldi väljunditesse nii, et faasivoolud on ligikaudu siinuselised. Pinge tarbijal kujuneb välja sõltuvalt voolu poolt tekitatud pingelangust. Kasutatakse kas pulss- või vektorjuhtimist. Vooluvaheldite tähtsus võrreldes pingevahelditega väheneb. Vooluvaheldeid käsitletakse põhjalikumalt kirjanduses [22].

Kolmeefaasilise vooluvaheldi jõuahela ning toitealaldi lihsustatud põhimõtteskeem on kujutatud joonisel 6.20. Toitealaldi voolu võib lugeda konstantseks tänu siludrosseli suurele induktiivsusele L_d .



Joonis 6.20. Kolmeefaasilise vooluvaheldi jõuahela lihsustatud põhimõtteskeem täielikult juhitavate jõupooljuhtide korral

Vooluvaheldi väljundis peab olema kondensatoritest $C_1 \dots C_3$ koostatud filter, mis silub järskudest voolumuutustest tingitud pingeid ja hoiab koormuse pingelangu stabiilsena. Et kondensaatoreid mitte lühistada, tohivad korraga voolu juhtida ainult kaks pooljuhtlülitit - üks vaheldi anoodi- ja teine katodigrupist. Vooluvaheldi ei tohi jääda koormuseta.

Erinevalt pingevaheldist läbib vooluvaheldi pooljuhtlülititeid ainult ühesuunaline vool. Vastupingedioode ei kasutata. Pooljuhtlülitit peab taluma pinget nii päri- kui tõkkesuunas, seetõttu sobivad lülititeks nt. GTO-türistorid. Jõutransistorid ei talu vastupinget ja seetõttu võib neid kasutada ainult diodidega jadamisega.

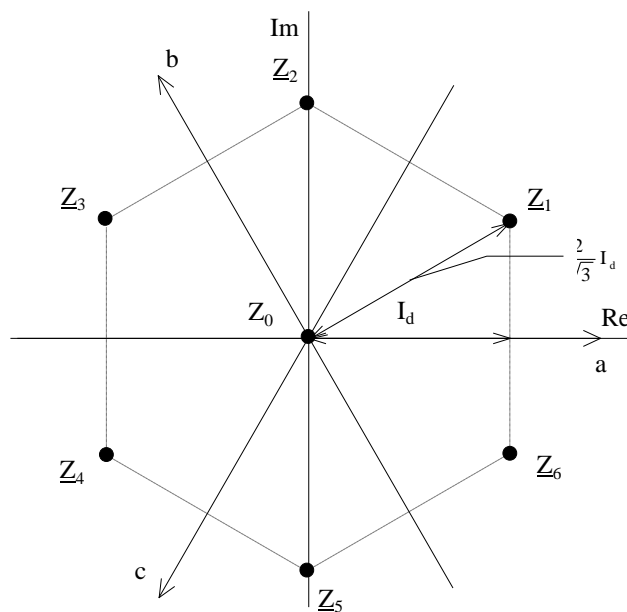
Nagu ülalpool selgitati, tohivad korraga voolu juhtida ainult kaks pooljuhtlülitit - üks vaheldi anoodi- ja teine katodigrupist. Samuti peavad igal ajahetkel kaks pooljuhtlülitit olema sisse lülitatud, et vool saaks pidevalt voolata ja ei tekiks suuri indutseeritud pingepulse siludrosselil. Kokku saab moodustada 9 erinevat lülitite olekut, mis on toodud tabelis 6.2.

Tabel 6.2. Kolmefaasilise vooluvaheldi pooljuhtlülitite olekud vastavalt joonisele 6.20

Oleku tähis	Pooljuhtlülitite olekud*					
	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
Z ₁	1	0	0	0	0	1
Z ₂	0	1	0	0	0	1
Z ₃	0	1	0	1	0	0
Z ₄	0	0	1	1	0	0
Z ₅	0	0	1	0	1	0
Z ₆	1	0	0	0	1	0
Z ₇	1	0	0	1	0	0
Z ₈	0	1	0	0	1	0
Z ₉	0	0	1	0	0	1

* "1" lülitid sisselülitatud, "0" väljalülitatud.

Olekutes Z₇, Z₈ ja Z₉ on korraga sisselülitatud ühe sillaharu mõlemad lülitid. Seega voolab neis olekutes vool koormusest mööda tagasi toiteallikasse. Kõik kolm olekut on võrdväärsed ja neid tähistatakse Z₀ (Z₀ = Z₇ = Z₈ = Z₉). Seega on kokku 7 erinevat olekut Z₀ ... Z₆, mida saab kujutada kompleksstasandil (vt. joonis 6.21).



Joonis 6.21. Vooluvaheldi pooljuhtlülitite olekute kujutamine kompleksstasandil

Vool I_d läbib alati kahte faasi. Summaarse olekuvektori pikkus on seega

$$Z = \frac{I_d}{\cos 30^\circ} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d. \quad (6.26)$$

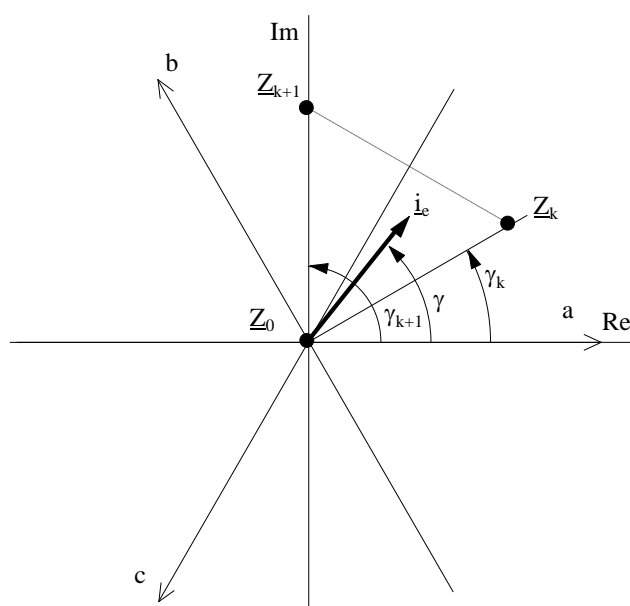
Vaadelgem, kuidas toimub vooluvektori juhtimine.

6.2.1 Vooluvektori juhtimine

Mistahes soovitud vooluvektori joonisel 6.21 kujutatud kuusnurga sees saab tekitada pulsilaiusmodulatsiooniga. Seejuures eeldame, et lülitussagedus on väljundvoolu sagedusest palju suurem ning käsitleme lülitusperioodi voolu keskväärtust.

Pingevektori juhtimise puhul oli pingevektori suurim pikkus piiratud alaldi väljundpingega. Vooluvektori juhtimisel saab vooluvektori suurimat pikkust I_d muuta vastavalt vajadusele.

Oletame, et soovitud vooluvektor \underline{i}_e asub kolmnurgas Z_0, Z_k, Z_{k+1} (joonis 6.22).



Joonis 6.22. Vajaliku vooluvektori \underline{i}_e (keskväärtus) moodustamine olekute Z_0, Z_k, Z_{k+1} kiire vahetamise abil hoides lüliteid neis olekutes vajaliku aja jooksul

Vajaliku vooluvektori \underline{i}_e (keskväärtuse) saab moodustada kolmnurga Z_0, Z_k, Z_{k+1} sees olekute Z_0, Z_k, Z_{k+1} kiire vahetamisega juhtides neile olekutele vastavaid lüliteid.

Erinevatele olekutele vastavate lülituskestuste summa annab kokku lülitusperioodi:

$$t_0 + t_k + t_{k+1} = T. \quad (6.27)$$

Erinevatele olekutele vastavad suhtelised lülituskestused:

$$a_0 = \frac{t_0}{T}, a_k = \frac{t_k}{T}, a_{k+1} = \frac{t_{k+1}}{T}. \quad (6.28)$$

Suhteliste lülituskestuste summa:

$$a_0 + a_k + a_{k+1} = 1. \quad (6.29)$$

Olekute Z_0 , Z_k ja Z_{k+1} vooluvektorid:

$$\underline{Z}_k = \underline{Z}e^{j\gamma_k}; \underline{Z}_{k+1} = \underline{Z}e^{j\gamma_{k+1}}; \underline{Z}_0 = 0, \quad (6.30)$$

kus $Z = \frac{2}{\sqrt{3}}I_d$.

Olekutele Z_k ja Z_{k+1} vastav vooluvektori \underline{i}_e nurk γ on väärtuste γ_k ja γ_{k+1} vahel.

$$\gamma \in [\gamma_k, \gamma_{k+1}],$$

$$\gamma_k = (k-1)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}, \quad (6.31)$$

$$\gamma_{k+1} - \gamma_k = \frac{\pi}{3}. \quad (6.32)$$

Vooluvektor:

$$\underline{i}_e = \hat{i}e^{j\gamma} = a_0\underline{Z}_0 + a_k\underline{Z}_k + a_{k+1}\underline{Z}_{k+1};$$

kuna $\underline{Z}_0=0$, siis

$$\underline{i}_e = a_k\underline{Z}_k + a_{k+1}\underline{Z}_{k+1}. \quad (6.33)$$

Asendades $Z = \frac{2}{\sqrt{3}}I_d$ saame:

$$\hat{i}e^{j\gamma} = \frac{2}{\sqrt{3}}I_d(a_k e^{j\gamma_k} + a_{k+1}e^{j\gamma_{k+1}}). \quad (6.34)$$

Suhtelised lülituskestused avaldatakse vooluvektori (6.34) reaali- ja imaginaarosade kaudu:

$$\text{Re}(\underline{I}) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\hat{i}}{I_d} \cos \gamma = a_k \cos \gamma_k + a_{k+1} \cos \gamma_{k+1};$$

$$\text{Im}(\underline{I}) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\hat{i}}{I_d} \sin \gamma = a_k \sin \gamma_k + a_{k+1} \sin \gamma_{k+1}. \quad (6.35)$$

Suhtelised lülituskestused a_k ja a_{k+1} leitakse võrrandisüsteemist (6.35).

$$a_k = \frac{\hat{i}}{I_d} \sin(\gamma_{k+1} - \gamma), \quad (6.36)$$

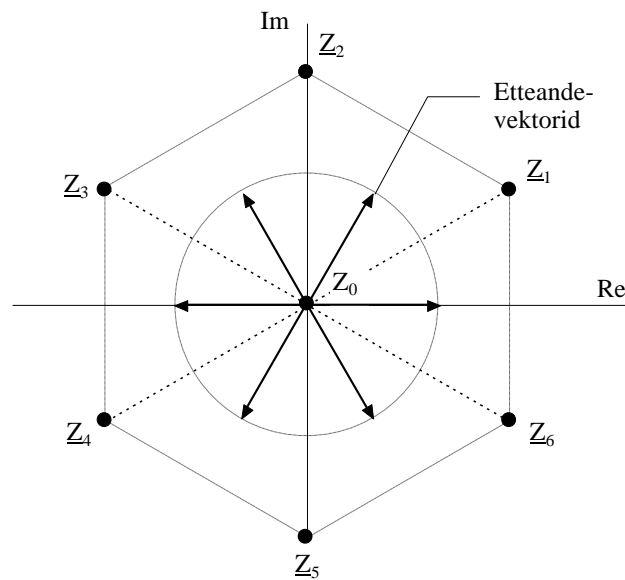
$$a_{k+1} = \frac{\hat{i}}{I_d} \sin(\gamma - \gamma_k). \quad (6.37)$$

Olekule Z_0 vastav suhteline lülituskestus avaldatakse valemist (6.29):

$$a_0 = 1 - a_k - a_{k+1}. \quad (6.38)$$

Näide

Vaatleme kolmefaasilise vektorjuhtimisega vooluvaheldi tööd, kui vooluvektori amplituud on $\hat{i} = \frac{2}{3}I_d$. Sel juhul saab lülituskestuse väärtusi lihtsamalt leida. Etteandevекtori i_e amplituud ja sagedus olgu konstantsed ning etteandevектор moodustab komplekstasandil ringi. Lihtsuse mõttes olgu lülitussagedus hästi väike. Moodustame ainult 6 uut vooluvektorit kahe naaberoleku keskele nagu näidatud joonisel 6.23.



Joonis 6.23. Etteandevекtorid näite 6.2 juurde

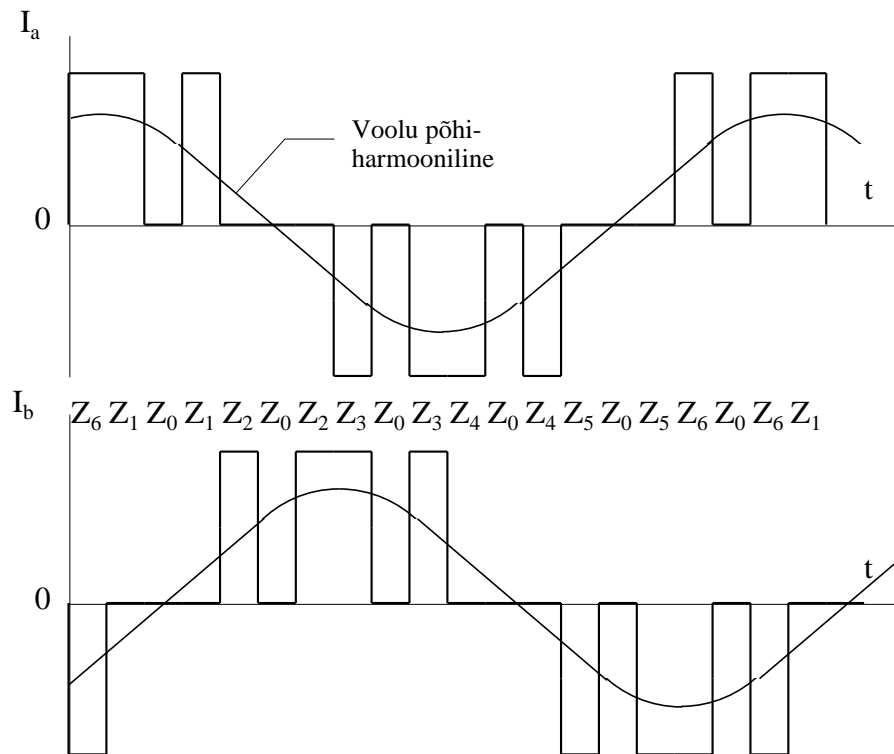
Suhtelised lülituskestused arvutatakse valemite 6.38, 6.39 ja 6.31 järgi:

$$a_k = \frac{\hat{i}}{I_d} \sin(\gamma_{k+1} - \gamma) = \frac{2}{3} \sin 30^\circ = \frac{1}{3},$$

$$a_{k+1} = \frac{\hat{i}}{I_d} \sin(\gamma - \gamma_k) = \frac{2}{3} \sin 30^\circ = \frac{1}{3},$$

$$a_0 = 1 - a_k - a_{k+1} = \frac{1}{3}.$$

Faasivoolude diagrammid on kujutatud joonisel 6.24.



Joonis 6.24. Faasivoolu diagrammid vooluvektori juhtimisel, kui lülitussagedus on lihtsuse mõttes võetud nii väike, et moodustatakse ainult 6 vooluvektorit

Hoolimata madalast lülitussagedusest on väljundvoolu keskväärts ligikaudu siinuseline. Tegelikult kasutatakse tunduvalt suuremat lülitussagedust, kus ühe väljundvoolu perioodi kohta on 18, 24 või rohkem vooluvektorit. Suurema lülitussageduse korral sisaldab väljundvool vähem madalamat järku kõrgemaid harmoonilisi. Jõuvaheldite lülitussagedus on 50 Hz väljundvoolu sagedusel enamasti 4...16 kHz ja nende väljundvool on pärast filtreerimist praktiliselt siinuseline.

6.3 Resonantsvaheldid

Resonantsvaheldi koosneb koosneb kommutaatorist ja LC-võnkeringist, mille väljundist saadakse koormuse vahelduvpinge. Koormusega sünkroniseeritud resonantsvaheldis on LC-võnkering, mis sisaldab ka vahelduvvoolu tarbijat.

Resonantsvaheldi väljundpinge sagedus on ligilähedane võnkeringi omavõnkesagedusele. Pooljuhtlülititeid kommuteeritakse nii, et LC-võnkering töötaks resonantsi läheduses. Türistorlülititega on võimalik saavutada olukord, kus türistorid sulguvad väljundpinge mõjul loomuliku kommutatsiooniga samuti nagu võrguga sünkroniseeritud muundurites. Erinevalt viimastest on väljundpinge sagedus määratud võnkeringi resonantsagedusega, mitte aga võrgusageduse või juhtsüsteemi etteandesagedusega.

Resonantsvaheldite väljundpinge ja -voolu sagedused on suuremad kui varemvaadeldud pingepinge- ja vooluvahelditel. Pooljuhtlülititeid lülitatakse kadude ja raadiohäirete vähendamiseks sisse ja välja ainult üks kord väljundpinge perioodi jooksul, hetkel, kui lüliti pinget ja/või voolu on null. Neid muundureid nimetatakse vastavalt pingevaba (ZVS - Zero Voltage Switching) või vooluvaba (ZCS - Zero Current Switching) kommutatsiooniga resonantsvahelditeks.

Olenevalt sellest, kas vaheldi sisaldab rööpvõnkeringi (vooluresonants) või jadavõnkeringi (pingeresonants), nimetatakse muundureid kas rööp- või jadaresonantsvahelditeks. Skeemi järgi eristatakse sildlülituses, keskväljavõttega ja mitmefaasilisi skeeme. Siinkohal vaatleme ainult mõnda enimlevinumat suurevõimsuselist sildskeemi.

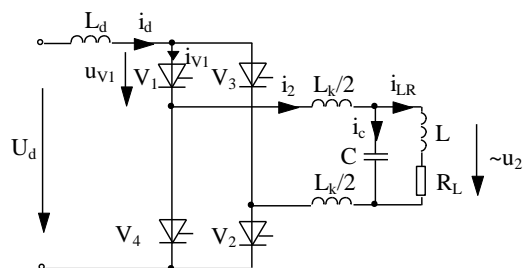
Resonantsvaheldite tähtsaim kasutusala on elektrotermia (induktsioonkuumutus). Levinud rakendusteks on ka mikrolaineahjud ja ultraheliseadmed. Need muundurid töötavad suurtel sagedustel ja nende võimsused ulatuvad kümnete megavattideni. Türistoride kasutamisel on sagedusvahemik 0,75 kHz kuni 20 kHz, jõutransistoride puhul 10 ... 500 kHz ja võimsate elektronlampide kasutamisel kuni 100 MHz ja enam.

Kui resonantsvaheldi väljundisse lülitada alaldi, siis saadakse alalispinge resonantsmuundur. Alalispinge resonantsmuundurites kasutatakse enamasti keskväljavõttega ehk poolsildskeemiga resonantsvaheldej.

6.3.1 Rööpresonantsvaheldi

Koormusega sünkroniseeritud ühefaasilise sildlülituses rööpresonantsvaheldi skeem on joonisel 6.25.

Kondensaator C laadub pinge U_d mõjul türistoride V_1 ja V_2 avanemisel. Vool i_d kahaneb nullini. Kondensaatori pinge kasvab veidi suuremaks kui pinge U_d ja türistorid V_1 ja V_2 sulguvad.

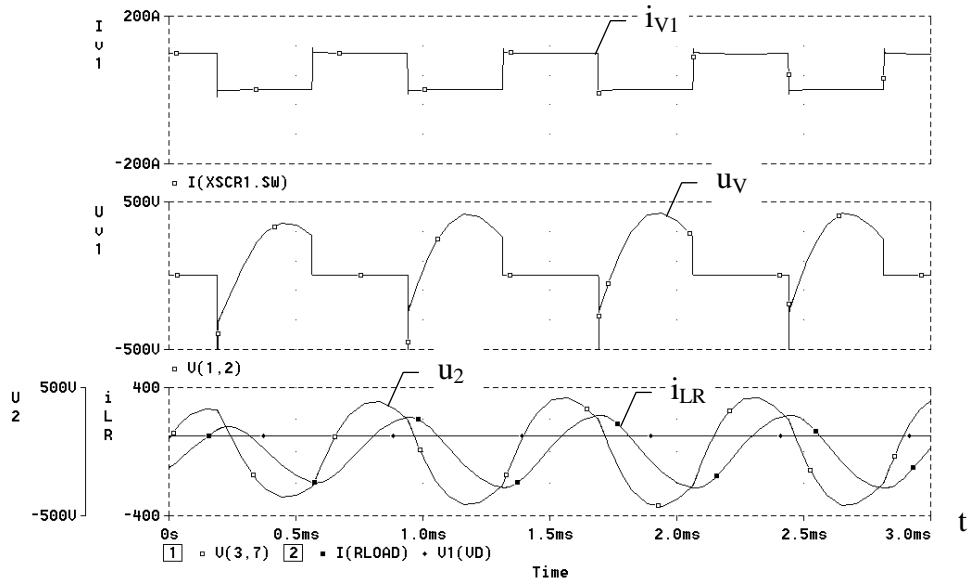


Joonis 6.25. Ühefaasiline sildlülituses koormusega sünkroniseeritud rööpresonantsvaheldi

Võnkeringi parameetrid valitakse nii, et kondensaatori laadumine lõpeb ja türistorid sulguvad samal ajal, kui avatakse V_3 ja V_4 . Kondensaatori laadumisel kasvab pinge kondensaatoril ligikaudu siinuseliselt ja tarbijat läbib samuti ligikaudu siinuse poollaine kujuline vool i_{LR} , mille faas jääb pingest maha. Türistoride V_3 ja V_4 sisselülitamisel toimub vastupidiste polaarsustega protsess.

Türistoride tüüripulsside sagedus on enamasti veidi suurem LC-ahela resonantssagedusest. Induktiivsused L_k piiravad voolu muutumise kiirust di/dt kommutatsiooni ajal. Induktiivsus L_d valitakse nii, et toiteallika vool oleks pidev.

Koormusega sünkroniseeritud resonantsvaheldi koormus peab olema ligikaudu konstantne. Koormusega sünkroniseeritud sildlülituses rööpresonantsvaheldi pingete ja voolude diagrammid juhul, kui $U_d=100$ V, $I_d=100$ A, $L_d=20$ mH, $L=0,2$ mH, $R=1$ Ω , $C=65,4$ μ F ja $f=1333$ Hz, on joonisel 6.26.



Joonis 6.26. Koormusega sünkroniseeritud sildlülituses rööpresonantsvaheldi pingete ja voolude diagrammid (simuleeritud programmiga PSpice)

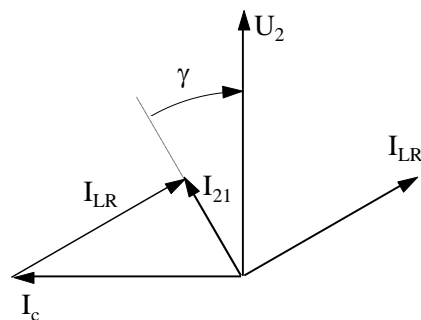
Väljundpinge u_2 ja väljundvool i_{LR} kujunevad muunduri sobivalt valitud parameetrite (RLC) korral (vooluresonantsi läheduses) praktiliselt siinuseliseks.

Koormusega sünkroniseeritud rööpresonantsvaheldi töörežiimide analüütiline arvutus on küllalt keeruline. Seetõttu on siinkohal võimalik käsitleda vaid muunduri ligikaudset arvutust põhiharmoniliste alusel. Voolu I_2 põhiharmonilise amplituud:

$$\hat{i}_{21} = \frac{4}{\pi} I_d. \tag{6.39}$$

Koormusega sünkroniseeritud rööpresonantsvaheldi pingete ja voolude vektordiagramm on joonisel 6.27.

Väljundpinge U_2 jääb väljundvoolust I_{21} maha türistori sulgenurga γ võrra.



Joonis 6.27. Vektordiagramm

Türistori sulgenurk

$$\gamma = \omega_1 t_q, \tag{6.40}$$

kus

ω_1 - lülitus-nurksagedus,

t_q - türistori sulgumisaeg.

Lülitus-nurksagedus ω_1 peab tavaliste türistoride kasutamisel olema veidi suurem kui resonantsahela omavõnke-nurksagedus ω_R . Vastasel korral jääb vool \underline{I}_{21} pingest \underline{U}_2 maha ja türistoride sulgemiseks ei teki vajalikku negatiivset sulgepinget.

Vaheldi voolud on omavahel seotud järgmiselt:

$$\underline{I}_{21} = \underline{I}_{LR} + \underline{I}_C, \quad (6.41)$$

$$\underline{I}_{21} = \underline{U}_2 j\omega_1 C + \frac{\underline{U}_2}{R + j\omega_1 L}. \quad (6.42)$$

Väljundpinge komplekskujul:

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{I}_{21}(R + j\omega_1 L)}{1 - \omega_1^2 LC + j\omega_1 RC}.$$

Eraldame reaali- ja imaginaarosa:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\underline{U}_2) &= \frac{\underline{I}_{21}R}{(1 - \omega_1^2 LC)^2 + (\omega_1 RC)^2}, \\ \operatorname{Im}(\underline{U}_2) &= \frac{\underline{I}_{21}R}{(1 - \omega_1^2 LC)^2 + (\omega_1 RC)^2} \cdot \omega_1 \left[\frac{L}{R} (1 - \omega_1^2 LC)^2 - RC \right]. \end{aligned} \quad (6.43)$$

Türistori sulgenurk:

$$\tan \gamma = \frac{\operatorname{Re}(\underline{U}_2)}{\operatorname{Im}(\underline{U}_2)} = \omega_1 \left[\frac{L}{R} (1 - \omega_1^2 LC)^2 - RC \right]. \quad (6.44)$$

Väljundpinge amplituud:

$$\hat{u}_2 = \frac{\hat{i}_{21}R}{(1 - \omega_1^2 LC)^2 + (\omega_1 RC)^2} \sqrt{1 + \omega_1^2 \left[\frac{L}{R} (1 - \omega_1^2 LC)^2 - RC \right]^2}.$$

Juuremargiga avaldis on võrrandi 6.44 põhjal võrdne

$$\sqrt{1 + \tan^2 \gamma} = \frac{1}{\cos \gamma}.$$

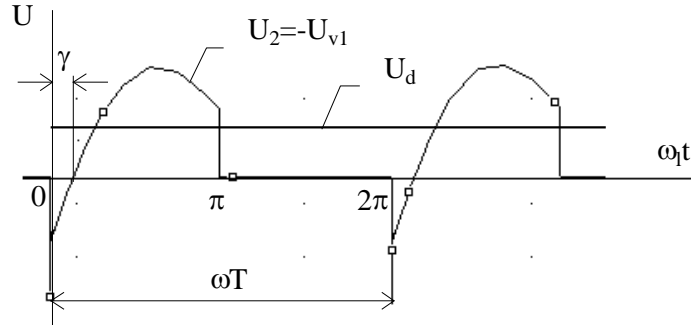
Seega saame pingeamplituudi lõppvalemiks

$$\hat{u}_2 = \frac{\hat{i}_{21}R}{\cos \gamma} \frac{1}{(1 - \omega_1^2 LC)^2 + (\omega_1 RC)^2}. \quad (6.45)$$

Väljundpinge hetkväärtus:

$$u_2 = \hat{u}_2 \sin(\omega_1 t - \gamma). \quad (6.46)$$

Järgnevalt tuletame toitepinge U_d ja väljundpinge \hat{u}_2 vahelise seose (joonis 6.28).



Joonis 6.28. Koormusega sünkroniseeritud rööpresonantsvaheldi toitepinge ja väljundpinge vahelise seose tuletamine

Joonise 6.28 põhjal saab türistori V_1 avatud olekus türistoride päripingelangusid arvestamata, ning eeldusel, et $I_d = \text{const}$. kirjutada:

$$\int_0^{\pi} u_2 d\omega_1 t = \pi U_d, \quad (6.47)$$

$$\pi U_d = \int_0^{\pi} \hat{u}_2 \sin(\omega_1 t - \gamma) d\omega_1 t = \hat{u}_2 [-\cos(\omega_1 t - \gamma)]_0^{\pi}$$

$$U_d = \frac{2}{\pi} \hat{u}_2 \cos \gamma = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \gamma. \quad (6.48)$$

Türistoride maksimaalne päripinge:

$$U_{F\max} \approx \hat{u}_2 = \sqrt{2} U_2. \quad (6.49)$$

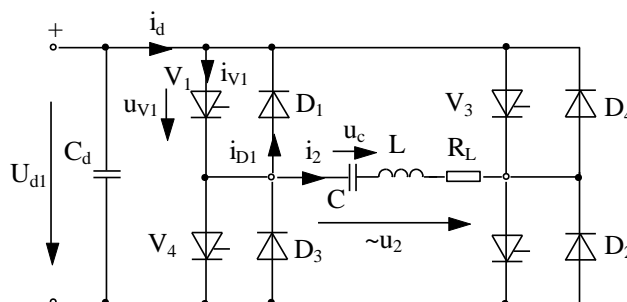
Türistoride maksimaalne vastupinge:

$$U_{F\max} \approx \sqrt{2} U_2 \sin \gamma, \quad (6.50)$$

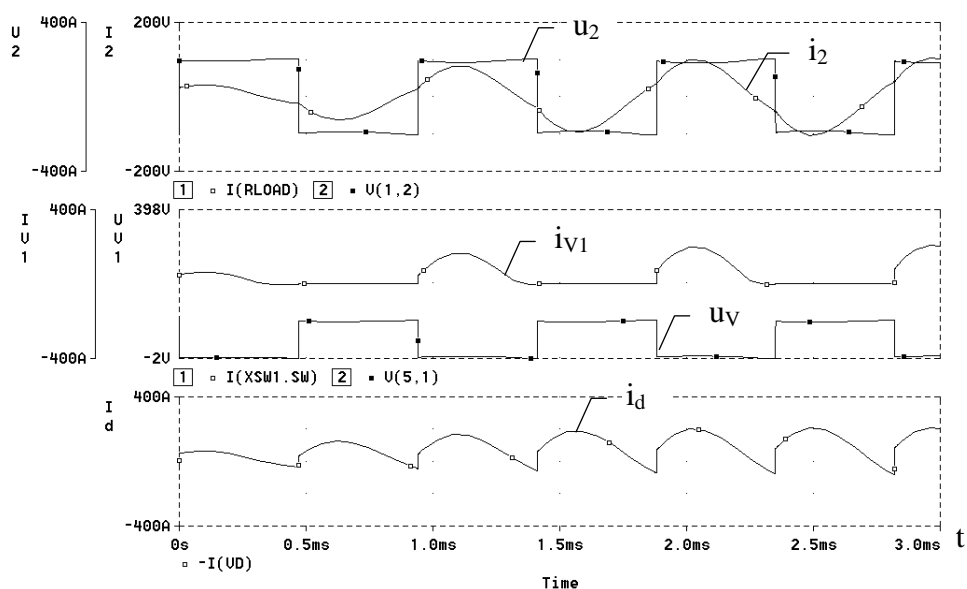
kus γ - türistori sulgenurk.

6.3.2 Jadaresonantsvaheldi

Koormusega sünkroniseeritud ühefaasilise sildlülituses jadaresonantsvaheldi skeem on joonisel 6.29 ning selle pingete ja voolude diagrammid juhul, kui $U_d=100\text{ V}$, $I_d=100\text{ A}$, $\hat{i}_2=210\text{ A}$, $R=0,5\ \Omega$, $L=200\ \mu\text{H}$, $C=87\ \mu\text{F}$, $f_1=1064\text{ Hz}$, on kujutatud joonisel 6.30.



Joonis 6.29. Koormusega sünkroniseeritud ühefaasilise sildlülituses jadaresonantsvaheldi



Joonis 6.30. Koormusega sünkroniseeritud jadaresonantsvaheldi pingete ja voolude diagrammid (simuleeritud programmiga PSpice)

Koormusega sünkroniseeritud jadaresonantsvaheldi lülitussagedus ω_1 võetakse väiksem kui LC-jadavõnkeringi resonantssagedus ω_R . Koormusvoolu I_2 faas edestab sel juhul pinget U_2 . Kui vool I_2 läbib nulli, siis sulguvad voolu juhtinud türistorid ja vool kommuteerub vastudioodidele. Aja jooksul, mille vältel vool läbib vastudioode peavad türistorid sulguma. Negatiivse sulgepingena toimib seejuures ainult vastudioodi päripingelang. Seetõttu sulguvad üheoperatsioonilised (tüürimpulsiga mittesuletavad) türistorid aeglaselt. Kui türistorid ei jõua sulguda, siis jäävad kõik türistorid sisselülitatuteks ja vaheldi läheb lühisesse. Parem on kasutada täielikult juhitavaid pooljuhte, näiteks suletavaid türistore.

Koormusega sünkroniseeritud jadaresonantsvaheldi parameetrite ja töörežiimi arvutamisel kasutame lihtsuse mõttes jällegi vahelduvsuuruste põhiharmonilisi.

Koormusvool:

$$i_2 = \hat{i}_2 \sin(\omega_1 t + \gamma). \quad (6.51)$$

Koormusvoolu keskvärtus:

$$\int_0^{\pi} i_2 d\omega_1 t = \pi I_d, \quad (6.52)$$

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \hat{i}_2 \sin(\omega_1 t - \gamma) d\omega_1 t = \frac{\hat{i}_2}{\pi} [-\cos(\omega_1 t - \gamma)]_0^{\pi},$$

$$I_d = \frac{2}{\pi} \hat{i}_2 \cos \gamma. \quad (6.53)$$

Koormusvoolu maksimaalvärtuse saab leida lähtudes ülekantavast võimsusest:

$$U_d I_d = \frac{\hat{i}_2^2}{2} R, \quad (6.54)$$

$$\hat{i}_2 = \sqrt{\frac{2I_d U_d}{R}}. \quad (6.55)$$

Nüüd saab avaldada $\cos \gamma$:

$$\cos \gamma = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{I_d R}{2U_d}}. \quad (6.56)$$

Sobiva lülitussageduse saab leida valemi (6.40) abil:

$$\omega_1 = \frac{\gamma}{t_q}. \quad (6.57)$$

Kondensaatori C vajalik mahtuvus arvutatakse eeldusel, et türistori sulgenurk γ on ühtlasi voolu \underline{I}_2 ja pinge põhiharmoonilise \underline{U}_{21} vaheline faasinihkenurk.

Koormusvool komplekskujul:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_{21}}{R + j\omega_1 L + \frac{1}{j\omega_1 C}} = \frac{j\omega_1 C \underline{U}_{21}}{1 - \omega_1^2 LC + j\omega_1 RC}. \quad (6.58)$$

Faasinihkenurga tangens:

$$\tan \gamma = \frac{\operatorname{Re}(\underline{I}_2)}{\operatorname{Im}(\underline{I}_2)} = \frac{1 - \omega_1^2 LC}{\omega_1 RC}. \quad (6.59)$$

Kuna faasinihkenurga väärtus on teada, siis saab valemist (6.59) avaldada kondensaatori C mahtuvuse:

$$C = \frac{1}{\omega_1^2 L + \omega_1 R \tan \gamma} \quad (6.60)$$

Kondensaatori pinge amplituudväärtus:

$$u_c = \frac{\hat{i}_2}{\omega_1 C}. \quad (6.61)$$

Induktiivpooli pinge amplituudväärtus:

$$u_L = \hat{i}_2 \omega_1 L. \quad (6.62)$$

Selline resonantsvaheldi sobib nt. induktsioonkuumutuse toitemuunduriks, kus väljundpinge sagedus on vahemikus 100 Hz kuni 10 kHz ja võimsus 10 kVA kuni 10 MVA. Resonantsvaheldit toidetakse nt. kolmefaasilisest sildalaldist.

7. SAGEDUSMUUNDURID

Sagedusmuundur muundab etteantud sagedusega sisendpinge muudetava sageduse ja pingega väljundpingeks. Jõupooljuhtidel põhinevat sagedusmuundurit nimetatakse ka staatiliseks sagedusmuunduriks, millega rõhutatakse asjaolu, et esialgsed sagedusmuundurid põhinesid pöörlevatel elektrimasinatel, s. t. olid mittestaatilised.

Sagedusmuundureid on põhimõtteliselt kahte liiki - alalisvoolu vahelüliga ja vahetud sagedusmuundurid.

Alalisvoolu vahelüliga sagedusmuundurid koosnevad võrgupoolsest alaldist ja alaldi väljundisse ühendatavast autonoomsest vaheldist. Alaldi ja vaheldi vahel paikneb nn. alalisvoolu vahelüli, mis salvestab energiat ja silub voolu ja pinget.

Vahetud sagedusmuundurid (tsüklokonverterid, kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundurid ja maatriks-sagedusmuundurid) erinevalt alalisvoolu vahelüliga sagedusmuunduritest energiat salvestavat alalisvoolu vahelüli ei sisalda. See asjaolu võimaldab ehitada vahetuid sagedusmuundureid väga suure võimsusega (kümneid megavatte), mida kasutatakse näiteks laevade sõukruvide ajamites.

Sagedusmuundureid kasutatakse pumpade, ventilaatorite, elektritranspordi, tööpinkide, kompressorite, konveierite, tsentrifuugide, veskite, saagide, segumasinade, kraanade, ekstruderite, valtspinkide, kalandrite, kaevandus-, tekstiili-, paberi- jt. masinate asünkroon- ja sükroonmootoritega ajamites muudetava pöörlemiskiiruse saamiseks. Nende väljundpinge ulatub 10 kilovoldini, võimsus mitme megavatini ja väljundsagedus kilohertsideni. Töomasina muutuva koormuse korral annab juhitava kiirusega ajami kasutamine energia kokkuhoidu võrreldes konstantse kiirusega ajamitega. Muudetava kiirusega ajamites saab alalisvoolumootorite asemel kasutada mitu korda töökindlamaid asünkroon- ja sünkroonmootoreid.

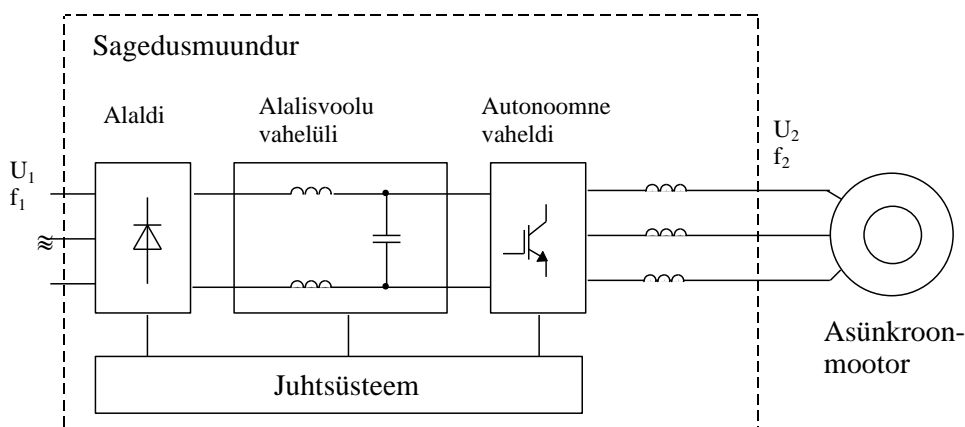
Sagedusmuunduritel peab olema:

- Vajalik sisend- ja väljundpinge ning võimsus.
- Maksimaalne kasutegur.
- Siinuselisele lähedane väljundpinge kuju.
- Väljundpinge ja -sageduse reguleeritavus (eriti oluline on suur reguleerimisulatus elektriajamite toitel).
- Väike elektromagnetiline ja akustiline müra.
- Lihtne teenindamine ja hooldus.
- Kere nõuetekohane elektriline kaitseaste.
- Võimalik paralleeltöö ja tühijooksurežiim.
- Suur töökindlus ja pikk tööiga.

7.1 Alalisvoolu vahelüliga sagedusmuundurid

7.1.1 Tööpõhimõte

Alalisvoolu vahelüliga sagedusmuundur koosneb alaldist, silufiltrist ja autonoomsest vaheldist. Vahelduvpinge alaldatakse ja vaheldatakse muudetava amplituudi ja sagedusega vahelduvpingeks. Pinge ja sageduse muutmisega saab juhtida kolmefaasiliste asünkroonmootorite pöörlemiskiirust väga laias vahemikus, alates nullkiirusest kuni mitmekordse nimikiiruseni. Sagedusmuunduri lihtsustatud struktuuriskeem on toodud joonisel 7.1.



Joonis 7.1. Alalisvoolu vahelüliga sagedusmuunduri lihtsustatud struktuuriskeem

Kuna sagedusmuunduri elementide on eespool käsitletud, siis peatume neil ainult lühidalt.

Alaldi on enamasti 3-faasiline ja mittetüüritav (diodidega) või ka täielikult või osaliselt tüüritav (türistoridega). Tüüritavat alaldit kasutatakse pulsi-amplituud-modulatsiooniga (PAM) vaheldi korral, kus siinuspinge moduleeritakse nii nagu pulsilaius-modulatsiooni (PLM) puhul, kuid väljundpinge efektiivväärtuse juhtimine toimub vahelüli alalispinge muutmisega. Pidurdusenergia tagastamiseks toitevõrku kasutatakse alaldiga vastu-rööbiti ühendatud võrguga sünkroniseeritud vaheldit.

Alalisvoolu vahelülisid kasutatakse 3 liiki (vt. tabel 7.1). Ühed sisaldavad alalispinget siluvat madalpääsfiltrit ja teised ainult suurt siludrosselit, mis koos alaldiga moodustab konstantse voolu allika. Esimest liiki vahelüli kasutatakse koos pingevaheldiga, teist koos vooluvaheldiga. Pinget siluv vahelüli võib sisaldada ka alalispingemuundurit, mis muudab vahelüli pinget (tavaliselt vähendab) ja parandab sagedusmuunduri võimsustegurit. Vahelüli võib sisaldada ka pidurdustakistit, mis lülitatakse sisse siis, kui on vajalik mootori kiire peatamine. Pidurdustakistit on vaja mootori pidurdusenergia hajutamiseks, et vahelüli pinge ei kasvaks liiga suureks. Kui alaldi ei suuda energiat tagastada vahelduvvooluvõrku, kasvab pinge kondensaatoril üle lubatud piiri.

Vaheldi ehk inverter muundab alalispinge vajaliku sagedusega vahelduvpingeks. Vaheldiga võidakse juhtida ka väljundpinge efektiivväärtust. Vahelduva väljundpinge moduleerimiseks kasutatakse kas pulsilaius-modulatsiooni, pulsi-amplituud-modulatsiooni, pingevекtori või vooluvektori juhtimist. Pulsi-amplituud-modulatsiooni korral juhitakse vaheldi väljundpinget

alalisvoolu-vahelüli pinge muutmisega tüüritava alaldi abil. Vaheldi sisselülituskestust ei reguleerita, vaid hoitakse pidevalt maksimaalsele väljundpingele vastaval väärtusel $a = \sin\omega t$.

Juhtsüsteem juhib sagedusmuunduri lülide tööd. Tänapäevaste sagedusmuundurite juhtsüsteemid põhinevad kiiretel signaaliprotsessoritel ja kasutavad küllaltki keerulisi asünkroonajamite mudelitel põhinevaid juhtimis põhimõtteid nagu nt. vektorjuhtimine. Juhtsüsteemi koosseisu kuuluvad displeiga kasutajaliides, programmeeritavad sisendid ja väljundid, arvuti liides. Juhtsüsteemi käsitletakse lähemalt punktis 8.4.

Asünkroonmasinate toiteks kasutataval sagedusmuunduril peab olema:

- Siinuselisele võimalikult lähedane väljundvool, et mootoris ei tekiks pidurdava momendiga vastujärgnevusmomente. (Sõltuvalt masina vektormudelist võib mõnel juhul olla tarvis ka teistsuguseid voolukujusid.)
- Mootori kiirendus- ja pidurdusaegade muudetavus.
- Muudetav väljundpinge vastavalt valitud U/f juhtimisseadusele.
- Käivitusvoolutõugete taluvus.
- Generaatorirežiimi või dünaamilise pidurduse võimalus.
- Suur toimekiirus etteandesuuruste muutmisel.
- Väike sisetakistus, et sagedusmuunduri pingelang ei mõjutaks mootori karakteristikute jäikust.
- Tüüp-nimivõimsuste vastavus mootorite tüüp-nimivõimsustele.

Tavaliselt on sagedusmuundurite võimalused palju suuremad. Neid käsitletakse täpsemalt punktis 8.4. Erinevat liiki alalisvoolu vahelüliga sagedusmuundurite jõuskeeme selgitab tabel 7.1.

Tabel 7.1. Erinevat liiki alalisvoolu vahelüliga sagedusmuundurite (SM) jõuskeemid

Sagedusmuundur	Alaldi	Alalisvoolu vahelüli	Vaheldi
Vooluvaheldiga SM			
Pulsi-amplituudi-modulatsiooniga SM			
Pulsilaius-modulatsiooniga SM			

7.1.2 Väljundpinge ja -sageduse juhtimine

Asünkroonmootorite toitmisel sagedusmuunduriga tuleb tagada mootori õhupilu magnetvoo tiheduse sõltumatus sagedusest. Samuti tuleb jälgida, et staatorivool ei ületaks nimivoolu. Seda juhtimisviisi nimetatakse juhtimiseks konstantse magnetvooga.

Asünkroonmootori maksimaalne pöördemoment ehk vääratusmoment

$$T_v \approx \frac{m_1}{2L_k} \frac{U_1^2}{\omega_0^2}, \quad (7.1)$$

kus

L_k - lühisinduktiivsus (määratakse asünkroonmasina lühisekatsega),

ω_0 - pöörleva magnetvälja nurksagedus,

m_1 - staatorimähise faaside arv,

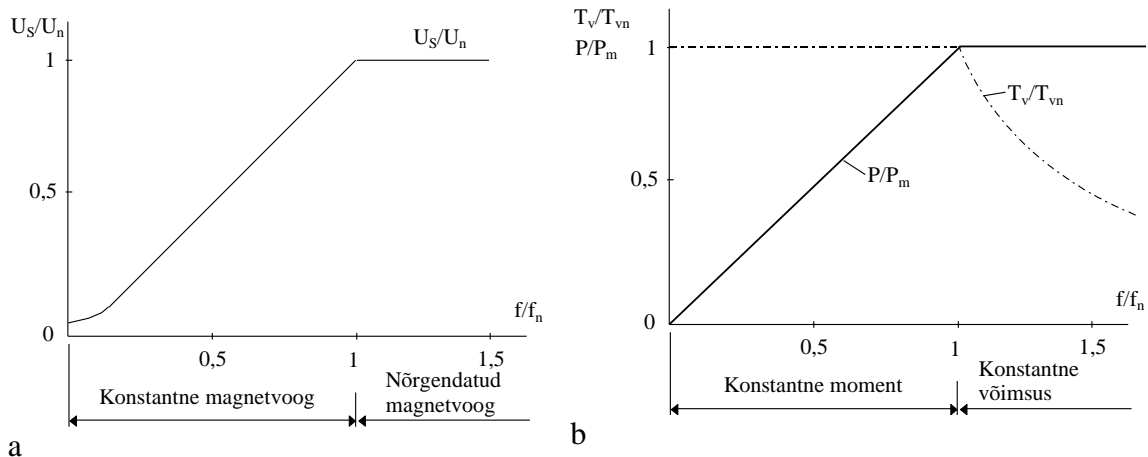
U_1 - staatoripinge.

Asünkroonmootori pöördemomendi saab vääratusmomendi, libistuse s ja vääratusele vastava libistuse s_v (sõltub samuti toitesagedusest) kaudu avaldada lihtsustatud Klossi valemiga:

$$T = \frac{2T_v}{\left(\frac{s}{s_v} + \frac{s_v}{s} \right)}. \quad (7.2)$$

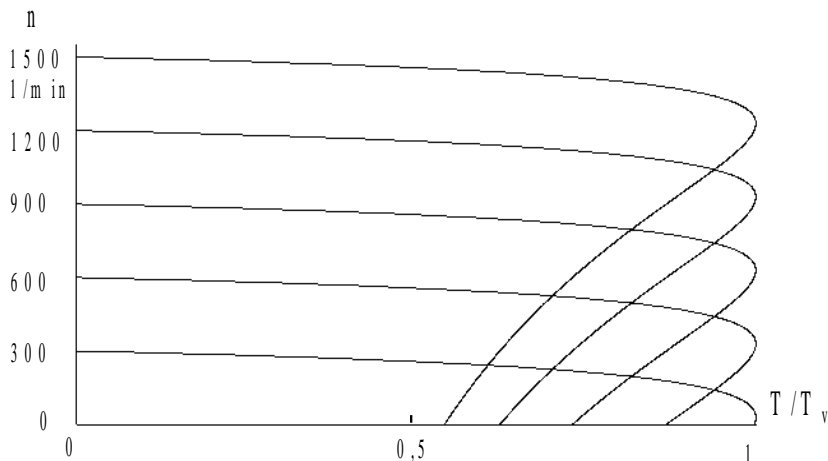
Libistus $s = 1 - n / n_0$, kus n_0 on mootori sünkroonkiirus antud sagedusel.

Näeme, et vääratusmoment ja seega ka pöördemoment ei muutu, kui avaldises 7.1 hoida konstantsena õhupilupinge ja pöörlemisageduse suhe U_1 / ω_0 . Sellest lähtuvalt hoitakse staatoripinge ja sageduse suhe konstantsena. Seda seaduspära saab siiski kasutada ainult keskmistel sagedustel. Väikestel sageduse väärtustel pääseb mõjule staatorimähise aktiivtakistus ja väljundpinget tuleb pingelangu kompenseerimiseks suurendada. Vastasel korral hakkaks mootori pöördemoment väikestel toitesagedustel järsult vähenema. Suurtel sagedustel piirab pinge suurendamist alalisvoolu vahelüli pinge suurim väärtus. Sagedusmuunduri pinge funktsioonina sagedusest on kujutatud joonisel 7.2, a.



Joonis 7.2. Asünkroonmootori sagedusjuhtimine konstantse magnetvooga: a) U/f kompenseeritud lineaarne juhtimisomadus, b) vääratusmoment ja võimsus funktsioonina sagedusest

Asünkroonmootori mehaanilised karakteristikud sagedusjuhtimisel on kujutatud joonisel 7.3.



Joonis 7.3. Asünkroonmootori mehaanilised karakteristikud sagedusjuhtimisel kompenseeritud U/f suhte korral

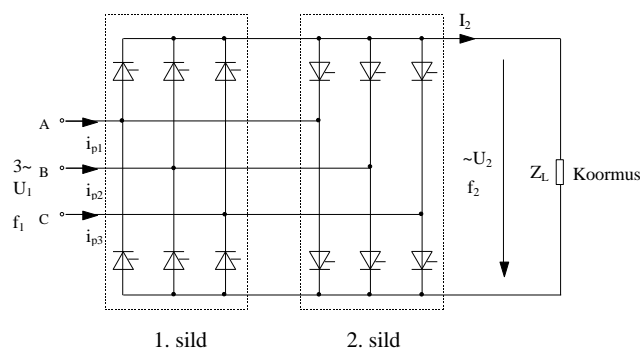
Vaadeldud asünkroonmootori sagedusjuhtimise põhimõtet nimetatakse skalaarjuhtimiseks. Seejuures võidakse vaheldi juhtimiseks kasutada pinge- või vooluvektori juhtimist. Järjest rohkem kasutatakse sagedusmuundurites asünkroon- ja sünkroonmootorite vektorjuhtimist, mis tähendab magnetväljatiheduse vektori juhtimist vastavalt masina matemaatilisele mudelile. Mootori magnetvälja ja rootorivoolu pöörlevad vektorid seatakse omavahel risti, mis võimaldab sünkroon- ja asünkroonmootoriga saada suuri pöördemomente nagu alalisvoolumootoriski, kus magnetvoog ja ankruvool on masina konstruktsiooni tõttu alati risti. Tuntakse mitmeid vektorjuhtimise liike. Nende täpsem kirjeldus leidub raamatus J. Laugis, T. Lehtla “Asünkroonajamite sagedusjuhtimine” [17].

7.2 Vahetud sagedusmuundurid

Vahetutes sagedusmuundurites toimub sisendsagedusega vahelduvpinge vahetu muundamine väljundsagedusega pingeks, s. t. nad ei sisalda energiat salvestavat alalisvoolu vahelüli ja seetõttu on kasutegur suurem, mis on eriti tähtis suurte võimsustel. Põhilisteks vahetute sagedusmuundurite liikideks on tsüklokonverterid, kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundurid ja maatriks-sagedusmuundurid. Tsüklokonverterites kasutatakse jõutüristore, teistes vahetutes sagedusmuundurites kasutatakse täielikult juhitavaid jõupooljuhte (suletavaid türistore ja jõutransistore).

7.2.1 Tsüklokonverterid

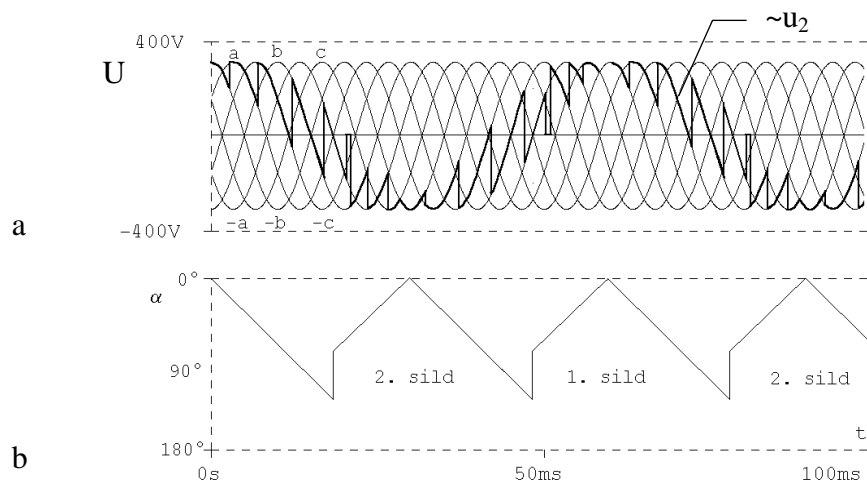
Tsüklokonvertereid kasutatakse suurte võimsustel (kuni kümneid MW) ja toitesagedusest madalamatel sagedustel. Türistoride sulgumine toimub loomuliku kommutatsiooniga. Tuntakse 6-, 12- ja 24-pulsilisi tsüklokonvertereid. Kuuepulsilise tsüklokonverteri üks võimalik skeem on joonisel 7.4.



Joonis 7.4. Ühefaasiline tsüklokonverter

Sagedusmuundur koosneb kahest vastuparalleelselt ühendatud 3-faasilisest sildalaldist. Muundur töötab järgmiselt. Väljundpinge U_2 positiivse poolperioodi jooksul juhitavad 1. silla ventiilid ja negatiivse poolperioodi jooksul 2. silla ventiilid. Ventiilide tüüriurki muudetakse enamasti nii, et väljundpinge U_2 muutuks ligikaudu siinuseliselt.

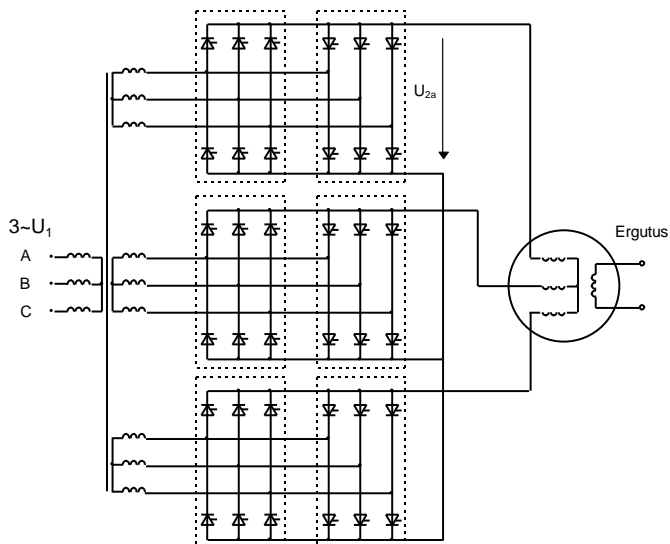
Tsüklokonverteri juhtimiseks on mitu moodust. Lihtsaim on kolmnurkjuhtimine, mille korral aktiivse silla tüüriurki muudetakse lineaarselt (vt. joonis 7.5). Väljundpinge U_2 muutub sel juhul ligikaudu siinuseliselt. Väljundpinge diagramm kolmnurkjuhtimise korral on kujutatud joonisel 7.5.



**Joonis 7.5. Kuuepulsilise tsüklokonverteri kolmnurkjuhtimine, kui väljundsagedus $f_2=f_1/3$:
a) väljundpinge b) tüürnurk**

Üheoperatsiooniliste türistoride kasutamisel toimub kommutatsioon võrgupinge mõjul ja väljundpinge sagedus ei saa ületada toitepinge sagedust, vaid on sellest alati väiksem (ca 50 %). Voolu sujuvaks üleminekuks ühest sillast teise suurendatakse tüürnurka hetkeks üle 90°, s. t. tekib vaheldirežiim.

Kolmnurkjuhtimise puuduseks on suhteliselt madal võimsustegur. Suurem võimsustegur saadakse trapetsjuhtimisel, mille korral suuremas osas väljundpinge perioodist on türistoride tüürnurk null. Väljundpinges tekib märgatav 3. harmooniline. Trapetsjuhtimine sobib 3-faasiliste muundurite ja tarbijate korral. Olgu koormuseks näiteks sünkroonmasin, mille staatorimähised on ühendatud tähte nagu kujutatud joonisel 7.6.

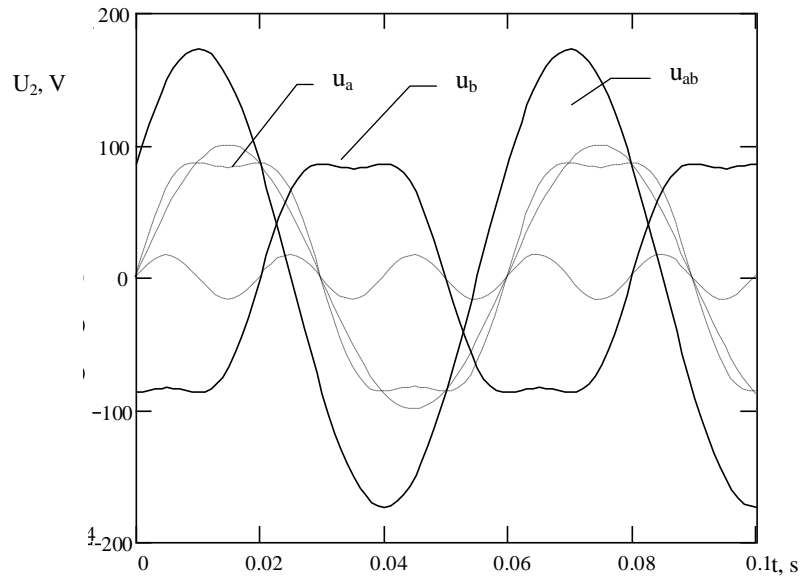


Joonis 7.6. Kolmefaasiline tsüklokonverter, mille koormuseks on tähte ühendatud sünkroonmasin

Eri faaside pingete 3-ga kordsed harmoonilised moodustavad nulljärgnevussüsteemi, mille kõigi faaside pinged on võrdsed ja ei tekita faasivoolu.

Seega väljundpinge kolmega kordsed harmoonilised mootori tööd ei mõjuta ja vool on ligikaudu siinuseline.

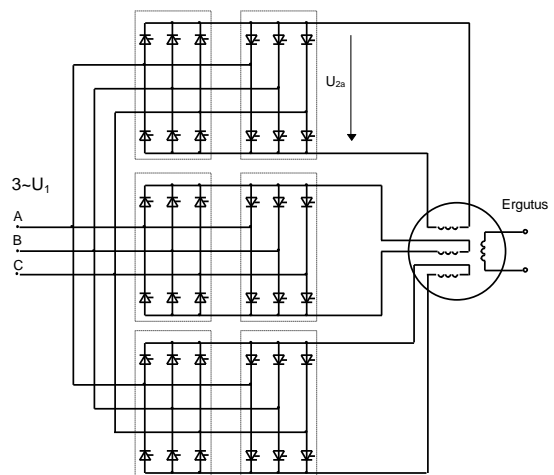
Lisaks sellele on pinge 1. harmoonilise suurim efektiivväärtus faasipingest suurem. Tsüklokonverteri väljundpinge diagramm trapetsjuhtimise korral on joonisel 7.7.



Joonis 7.7. Tsüklokonverteri väljundpingete diagrammid trapetsjuhtimise korral, kui väljundsagedus $f_2=f_1/3$

Trapetsjuhtimise puuduseks on asjaolu, et toiteks tuleb kasutada võrgutrafit, viimane on aga kogukas ja kallis. Kui mootori ja toitevõrgu pinged on sobitatud, võib trafost loobuda ja toita mootori iga faasimähist eraldi tsüklokonverterist. Trapetsjuhtimine pole sel juhul rakendatav. Trafota skeem on kujutatud joonisel 7.8.

Tsüklokonverterite põhipuuduseks on mittesiinused sisendvool ja toitevõrku kanduvad tugevad häired. Võrguvoolu harmooniliste spekter sõltub väljundsageduse ja võrgusageduse suhtest ning tsüklokonverteri pulsilisusest.



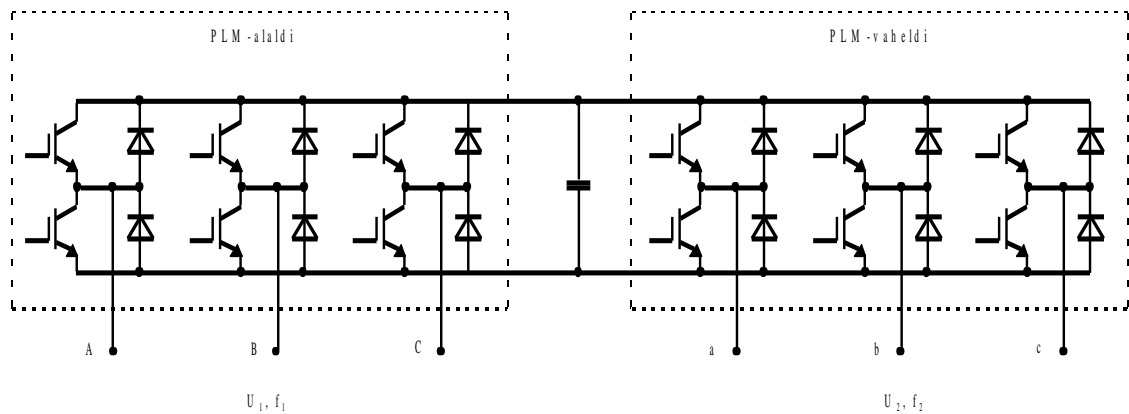
Joonis 7.8. Tsüklokonverteri kasutamine sünkroonmootori toiteks toitetrafota [16]

Tsüklokonverterite täpsem käsitus leidub kirjanduses [22] ja [16].

7.2.2 Teised vahetute sagedusmuundurite liigid

Kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundur

Vahetuteks sagedusmuunduriteks loetakse ka kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundureid ja maatriks-sagedusmuundureid. Kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundur (*Double PWM converter*) sisaldab pulsilaiusmodulatsioon-alaldit ja -vaheldit (vt. joonis 7.9).



Joonis 7.9. Kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundur

Pulsilaiusmodulatsioon-alaldi skeem sarnaneb autonoomse vaheldiga. Sellise alaldi väljundpinge madalsageduslik pulsatsioon on väike ja seetõttu saab läbi minimaalse silumisega ning puudub vajadus energia akumulatsiooniks, kuigi näiliselt on alalisvoolu-vahelüli olemas. Seetõttu on kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga sagedusmuundurid perspektiivsed ka suurtel võimsustel ja nad hakkavad tulevikus konkureerima tsüklokonverteritega. Erinevalt viimastest on kaksik-PLM-sagedusmuunduri väljundsagedus väga suures ulatuses juhitav nii üles- kui allapoole toitesagedust. Heaks omaduseks on ka see, et energia suuna muutmine on sümmeetrilise skeemi tõttu lihtne.

Maatriks-sagedusmuundur

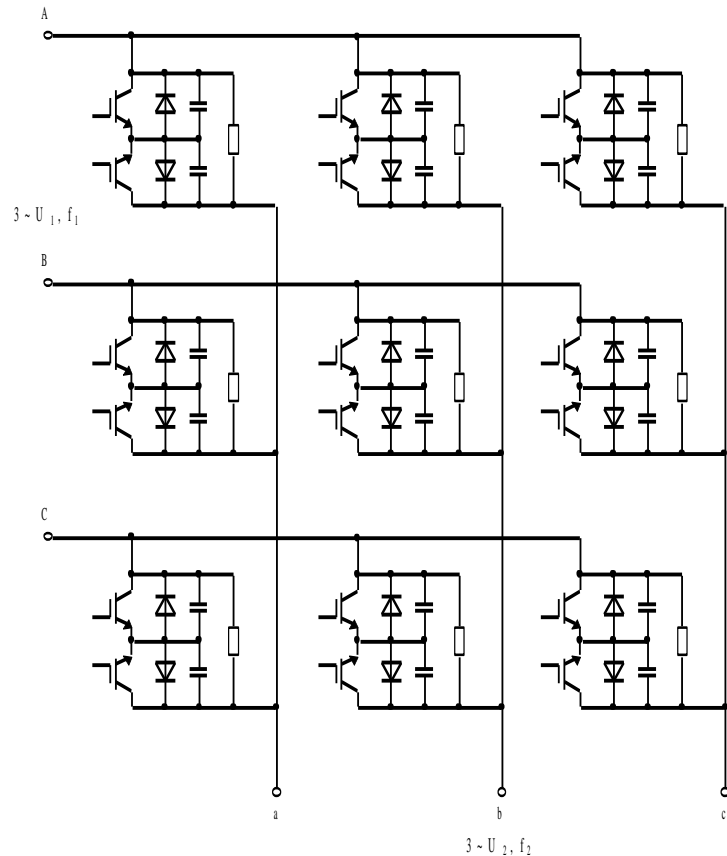
Maatriks-sagedusmuundur ehk sundkommutatsiooniga tsüklokonverter moodustab väljundpinged vahetult mitmefaasilisest võrgupingest. Sobival hetkedel juhitakse sissendpingete lõigud väljunditesse ja moduleeritakse nendest vajaliku sageduse amplituudi ja faaside arvuga väljundpinged. Väljundsagedust saab muuta toitesagedusest alla ja ülespoole, kusjuures sageduse ülemine piir on piiratud üksnes jõupooljuhtide võimalustega.

Näiteks kolmefaasiline maatriks-sagedusmuundur (vt. joonis 7.10) koosneb üheksast jõutransistori paarist, mis võimaldavad voolu kommuteerida mõlemas suunas.

Maatriks-sagedusmuunduri juhtimiseks kasutatakse pulsilaius-modulatsiooni, pulsi-amplituudmodulatsiooni või vektormodulatsiooni põhimõtet.

Jõupooljuhtide väga suure arvu ja juhtimise keerukuse tõttu ei peeta maatriks-sagedusmuundureid praegu enam eriti perspektiivseteks.

Maatriks-sagedusmuundurite põhjalik käsitus leidub kirjanduses [16].



Joonis 7.10. Kolmefaasiline maatriks-sagedusmuundur

8. MUUNDURITE JUHTSÜSTEEMID

8.1 Võrguga sünkroniseeritud muundurid

Võrguga sünkroniseeritud alaldite, vaheldite ja vahelduvpingeregulaatorite juhtsüsteemide tööpõhimõtted on sarnased. Seepärast saab nende juhtimiseks kasutada ka sarnaseid juhtseadmeid. Juhtsüsteem moodustab türistoride tüürimpulsid, mis on ajaliselt nihutatud türistoril päripinge tekkemomendi suhtes ning mille viivitus sõltub juhtsignaalist. Muunduri väljundpinge ja -vool vähenevad tüürnurga suurendamisel.

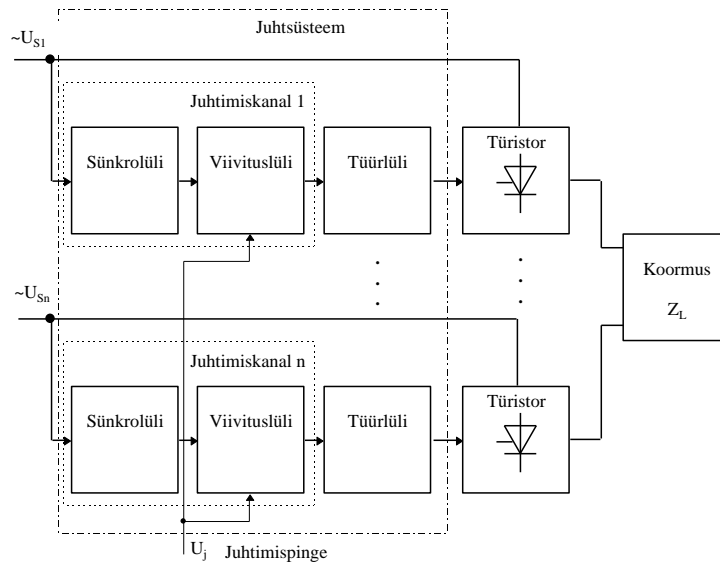
Juhtsüsteem peab tagama järgmistele nõuetele vastavad türistoride tüürimpulsid:

- Tüürimpulsi võimsus, pinge ja vool peavad olema küllaldased türistori kindlaks avamiseks. Olenevalt türistori tüürkarakteristikust (vt. p. 2.2.1) on tüürimpulsi pinge 10 ... 20 V ja vool 0,02 ... 2 A.
- Tüürimpulsi front peab olema järsk s. t. pinge kasvukiirus on vähemalt 150 ... 200 V elektrilise kraadi kohta.
- Eri faaside türistoride impulsside tüürnurgad peavad faaside ühtlaseks koormamiseks ning sümmeetrilisuse tagamiseks olema võrdsed.
- Tüürimpulsi kestus peab olema aktiivkoormusel 8 ... 10°, katkevoolu alas vähemalt 60° või rakendatakse 60° võrra nihutatud kordusimpulssi (B6C muundur). Vastavalt sellele eristatakse lühikeste ja pikkade ning kordusimpulssidega juhtsüsteeme.
- Tüüritava B6C alaldi tüürimisnurka tuleb induktiivkoormusel reguleerida vahemikus 0 ... 90° ja aktiivkoormusel 0 ... 120°. Inverterirežiimis tuleb tüürimisnurka reguleerida 0 ... 170°.
- Tüürimisvõimsuse vähendamiseks peab tüürimpulss olema võimalikult lühike.

8.1.1 Juhtsüsteemi tööpõhimõte

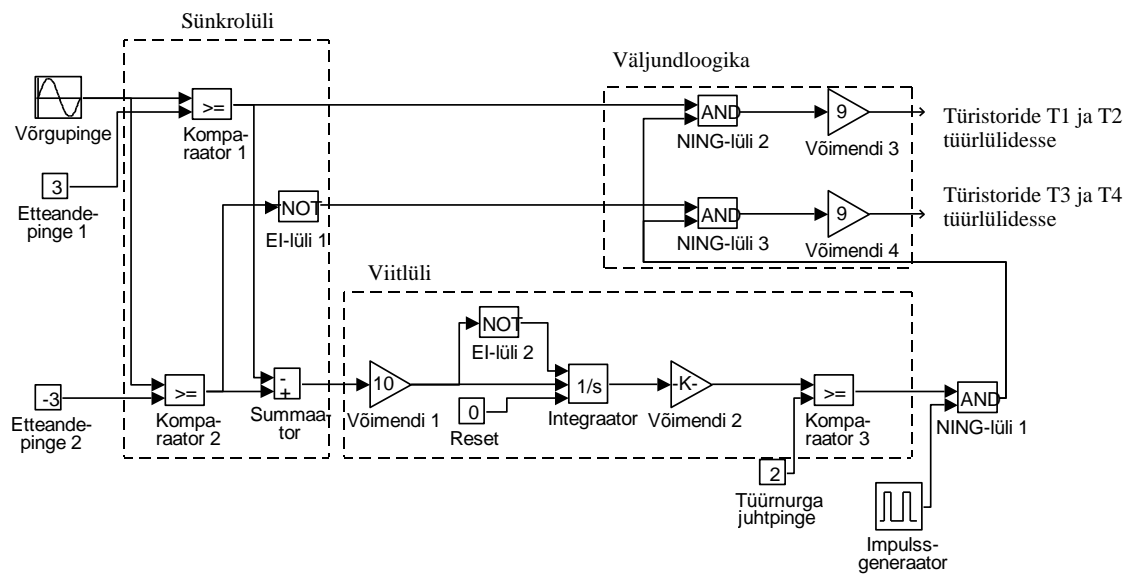
Juhtsüsteemi jaotatakse kanaliteks, mis koosnevad sünkrolülist, viivituslülist ja tüürahelast. Juhtimiskanal on igale türistorile individuaalne, s. o. erakanal, või ka kõigile türistoridele ühine, s. o. koondkanal.

Vaatleme joonisel 8.1 kujutatud juhtsüsteemi plokk skeemi. Juhtsüsteemi saab kasutada tüüritava alaldi või võrguga sünkroniseeritud vaheldi juhtimiseks.



Joonis 8.1. Muunduri türistoride erakanalitega juhtsüsteemi plokkskeem

Ühefaasilise tüüritava sildalaldi (vt. joonis 3.28) koondkanaliga juhtsüsteemi plokkskeem on kujutatud joonisel 8.2.



Joonis 8.2. Ühefaasilise tüüritava sildalaldi B2C (vt. joonis 3.28) koondkanaliga juhtsüsteemi plokkskeem (koostatud programmiga MATLAB Simulink)

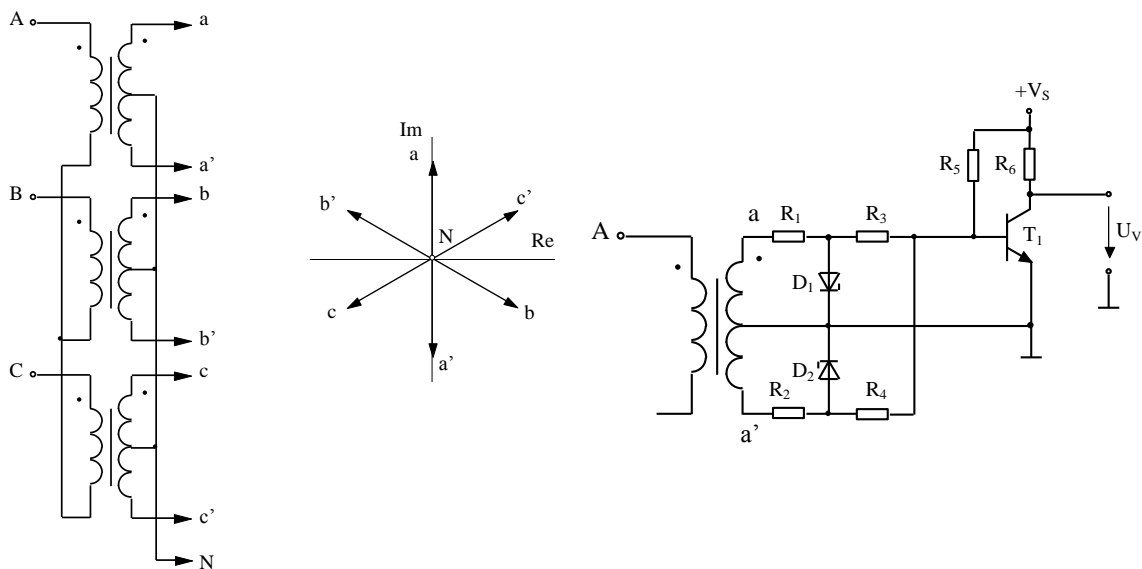
Sünkrolüli

Sünkrolüli määrab toitepingete järgi türistori päripinge tekkemomendi ning muunduri türistoride tööjärjekorra. Sünkrolüli moodustab sünkroimpulsid liinipinge nullihetkel. Selle impulsiga käivitatakse viivituslüli. Lihtsa sünkrolüli skeem on joonisel 8.4.

Mitmpulsilise tüüritava muunduri tüürimpulsid on üksteise suhtes nihutatud $2\pi/p$ radiaani võrra. Näiteks 3-faasilise tüüritava B6C sildalaldi tüürimpulsid on üksteise suhtes nihutatud $\pi/3$

radiaani võrra. Sünkrolüli tööks vajalikud pinged saab väiksevõimsuselisest trafost (joonis 8.3). Trafo tagab juhtsüsteemi ja toitevõrgu galvaanilise eralduse.

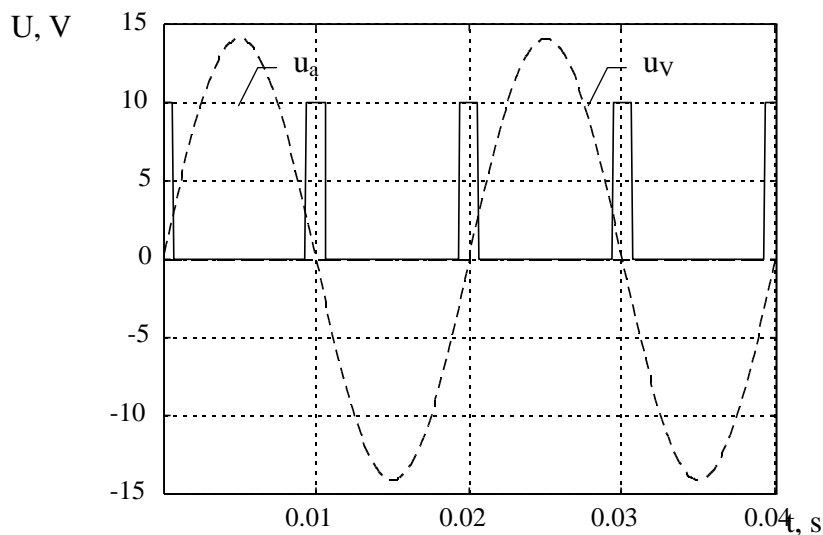
Sünkrolüli teostatakse kas komparaatoritega (vt. joonis 8.2) või transistoriga (joonis 8.4). Sünkrolüli saab realiseerida ka optronitega, mis ühendatakse faasijuhtmete vahele nii, et optroni väljundsignaal tekib juhul, kui türistoril on päripinge.



Joonis 8.3. Sünkrolüli sisendpingete trafo

Joonis 8.4. Toitepinge nullhetkedel sünkroimpulssse tekitav sünkrolüli

Sünkrolüli poolt moodustatavad impulsid on näidatud joonisel 8.5.

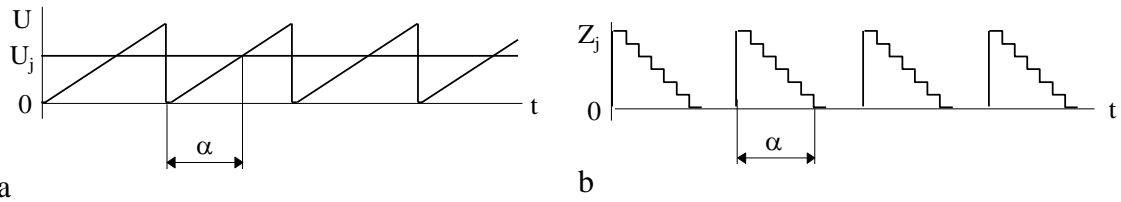


Joonis 8.5. Sünkrolüli poolt moodustatavad impulsid (saadud mudeli joonis 8.2 abil)

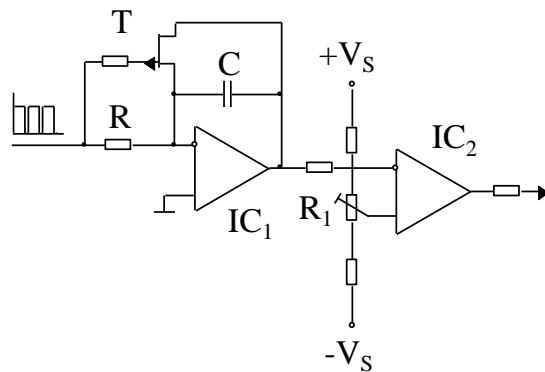
Viivituslüli

Viivituslüli moodustab türistori avamiseks vajaliku viivituse (tüürnurga α). Analoogskeemides moodustatakse viivitus linearselt kasvava saehammaspinge ja etteandepinge U_j võrdlemisel,

digitaalskeemides aga taktimpulsside loendamise ja võrdlemisega etteantud arvuga või loendamisega etteandearvust nullini. Viivituslüli teostamiseks võib kasutada ka muudetava impulspikkusega monovibraatorit nt. taimeriga 555 (vt. joonis 8.12). Viivituse moodustamise põhimõtteid selgitab joonis 8.6.



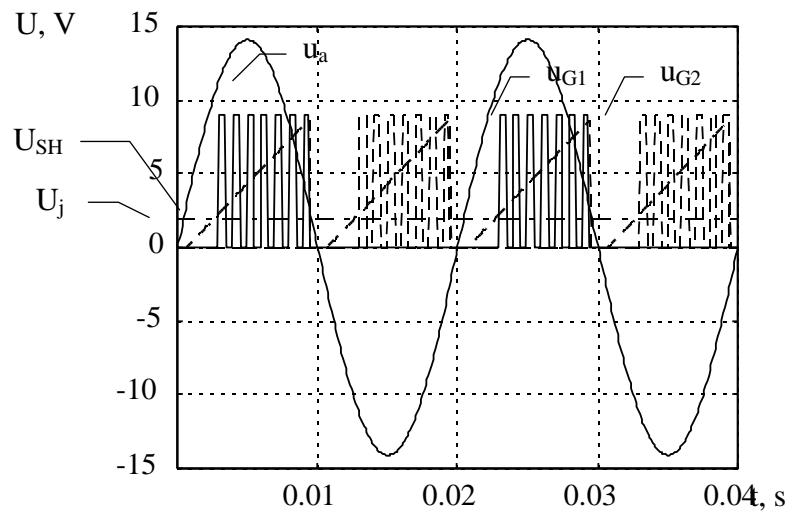
Joonis 8.6. Viivituse (tüürnurga α) moodustamine: a) lineaarse saehammaspinge ja etteandepinge võrdlemine, b) loendamisega alates etteandearvust Z_j lüüsi nullini



Joonis 8.7. Viivituslüli

Lineaarse saehammaspinge võrdlemine juhtpingega toimub komparaatoriga IC₂ (joonis 8.7). Kui saehammaspinge on komparaatori mitteinvertseeriva sisendi etteandepinge suhtes negatiivne, muutub komparaatori väljundpinge positiivseks. Viivitust ehk tüürnurka reguleeritakse potentiomeetriga R₁.

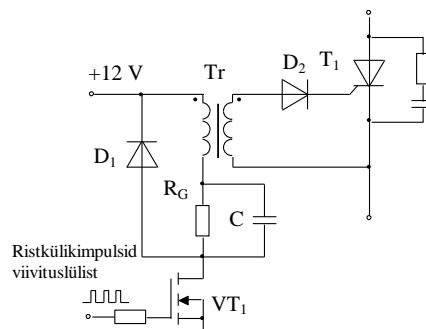
Komparaatori väljundimpulsid antakse tüürlülisse.



Joonis 8.8. Kordusimpulssidega juhtsüsteemi tüürimpulsid 45° tüürnurga korral (simuleeritud joonisel 8.2 näidatud mudeliga)

Tüürlüli

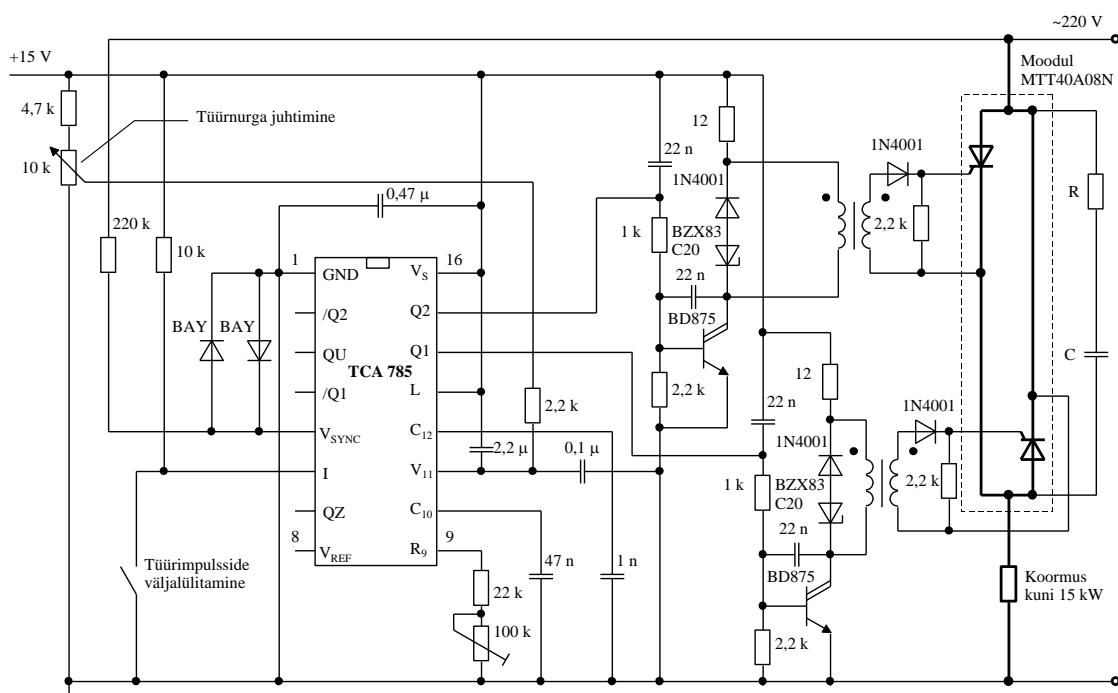
Lihtne impulsstrafoega tüürlüli on kujutatud joonisel 8.9. Tüürlüli muundab (võimendab) viivituslüli ristkülikimpulsid forseeritud esifronidiga tüürimpulssideks. Forseerimine saavutatakse kondensaatoriga C, mis on rööbiti takistiga R_G . Transistori VT_1 sisselülitumisel tekitab kondensaator järsu laadimisvoolu impulsi, mis kandub läbi impulsstrafo türistori tüürelektroodile. Impulsstrafo on vajalik juhtsüsteemi ja jõuahelate galvaaniliseks eraldamiseks.



Joonis 8.9. Impulsstrafoega tüürlüli forseeritud esifronidiga tüürimpulsside tekitamiseks

8.1.2 Integraalsed juhtsüsteemid

Integraalsete juhtsüsteemide kasutamine võimaldab muundureid tunduvalt lihtsustada ja nende maksumust vähendada. Toodetakse mitmesuguseid integraalseid juhtsüsteeme tüüritavatele alalditele, võrguga sünkroniseeritud vahelditele ja vahelduvpinge-regulaatoritele (Phase Control ICs). Näiteks võib tuua firma Siemens integraalsed juhtsüsteemid TCA 785 ja TDA 1085, mis võimaldavad korraga juhtida 2 türistori. Kolmefaasilistes skeemides kasutatakse kolme integraallülitust. Joonisel 8.10 on integraalse juhtsüsteemiga TCA 785 vahelduvpingeregulaatori W1C põhimõtteskeem.



Joonis 8.10. Integraalse juhtsüsteemiga TCA 785 (firma Siemens) vahelduvpingeregulaatori W1C põhimõtteskeem

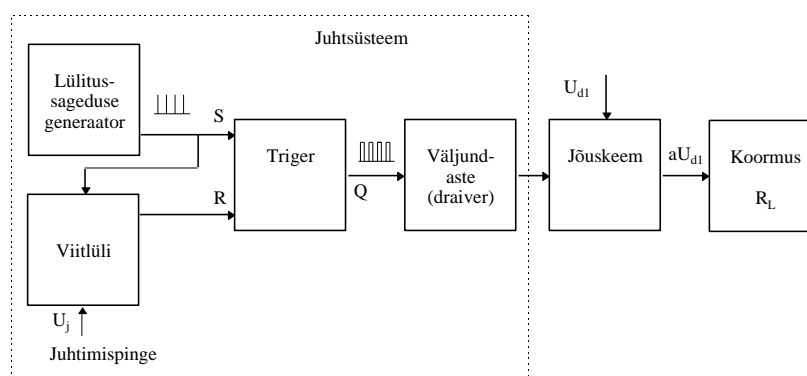
Integraalne juhtsüsteem töötab järgmiselt. Liinipinge antakse läbi suure takistuse sünkrolüli sisendisse V_{SYNC} (viik nr. 5). Sünkrolüli juhib saehammaspinge generaatorit, mille pinge kasvukiirus sõltub R_9 C_{10} ahela parameetritest. Viivitus muudetakse juhtpingega, mis antakse

viigule 11. Kui lineaarpinge ületab juhtpinget, siis antakse 30 μ s impulss läbi loogikalülituse positiivsel poolperioodil väljundisse Q1 ja negatiivsel poolperioodil väljundisse Q2. Juhtpinge muutmisega 0 ... 10 V reguleeritakse tüürmurka α piires 0 ... 180°. Tüürimpulsi pikkust muudetakse kondensaatoriga C_{12} . Sisendiga I saab tüürimpulsid välja lülitada.

Võrguga sünkroniseeritud muundurite juhtimiseks kasutatakse üha rohkem mikroprotsessorjuhtimist. Mikrokontrollerite ja signaaliprotsessorite kasutamine annab projekteerijatele sõltuvalt muunduri olekutest, koormuse iseloomust ning vajalikest parameetritest suure vabaduse parima juhtalgoritmi valikuks. Mikroprotsessorjuhtimist kirjeldatakse punktis 8.3.2.

8.2 Alalispingemuundurid

Alalispingemuundurid töötavad tavaliselt pulsilaiusmodulatsiooni (PLM) põhimõttel. Erandiks on resonants-alalispingemuundurid, kus kommutatsioonisagedus on määratud võnkeahela resonantssagedusega. Resonants-alalispingemuundurid koosnevad resonantsvaheldist, mille väljundisse on ühendatud alaldi. Pulsilaiusmodulatsiooniga alalispingemuunduri plokk skeem on joonisel 8.11.



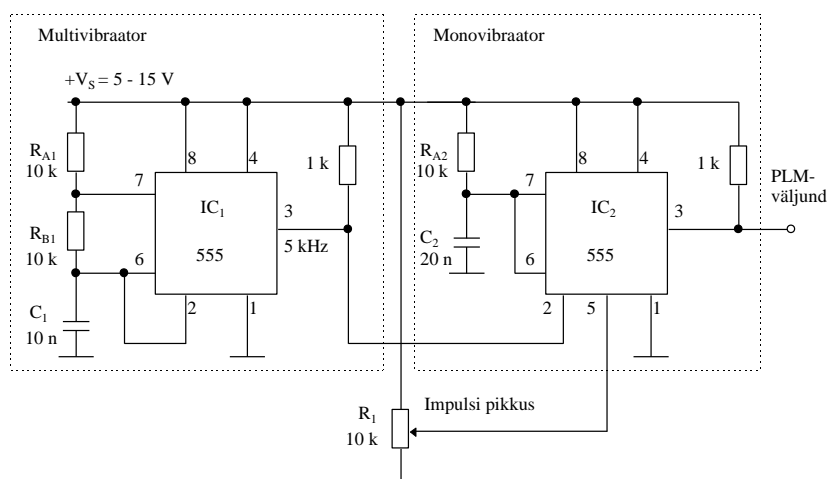
Joonis 8.11. Pulsilaiusmodulaatoriga alalispingemuunduri plokk skeem

PLM ja jõuskeemi pooljuhtlülitite lülitussagedus valitakse olenevalt väljundvõimsustest, koormuse liigist ja kasutatavatest elementidest vahemikus 4... 20 kHz. Väiksematel võimsustel ulatub sagedus 200 ... 400 kHz-ni. Üldine tendents on üha suuremate lülitussageduste kasutamine, millest tingitud pulsatsioonid on lihtsam toitevooludest ja väljundpingest välja filtreerida.

Lülitussageduse generaator moodustab lühikesi impulsse, mis antakse RS-trigeri S-sisendisse ja viivituslülitusse. Viivituslüli töötab analoogiliselt p. 8.1 kirjeldatud viivituslüliga. Trigeri väljund Q läheb lülitusimpulsi mõjul olekusse "1" ja pärast viivitusintervalli möödumist tagasi olekusse "0". Viivituse kestus määrab üheselt väljundpinge keskvaartuse ehk alaliskomponendi suuruse. Viivitus on alati lühem kui lülitussageduse periood, sest vastasel korral osutub tegelik lülitussagedus etteantust väiksemaks ja muunduri töörežiim läheks paigast ära. Lülitussageduse muutumise seisukohalt on eriti tundlik väljundvoolu mõõtmine, sest muutub voolu maksimaal- ja keskvaartuse suhe. See võib lihtsamates voolumõõtesüsteemides, kus voolu keskvaartuse reguleerimine toimub nt. voolumaksimumi järgi, kutsuda esile lubamatult suure vea.

Trigeri väljundpulsid antakse tüürlülisse ehk draiverisse, mis tagab juhtsüsteemi ja jõuahelate galvaanilise eraldamise, pooljuhtlülite (enamasti jõutransistoride) kommutatsiooni kvaliteedi, lülituskadude vähendamise, eri ahelate vastastikused blokeeringud, liigvoolu- ja lühisekaitse, liigpinge-, alapinge- ja liigtemperatuuri kaitse jne.

PLM-signaali saab väga edukalt moodustada taimeritega. Kahe 555 tüüpi (vene analoog KP1006) taimeriga lihtne skeem on joonisel 8.12. Üks taimer töötab multivibraatorina, teine aga monovibraatorina. Monovibraatori impulsi pikkust juhitakse potentsiomeetriga R_1 etteantava pingega. Multivibraatori väljundpinge sagedus on määratud RC-ahelaga, kuhu kuuluvad takistid R_{A1} , R_{A2} ja kondensaator C_1 .

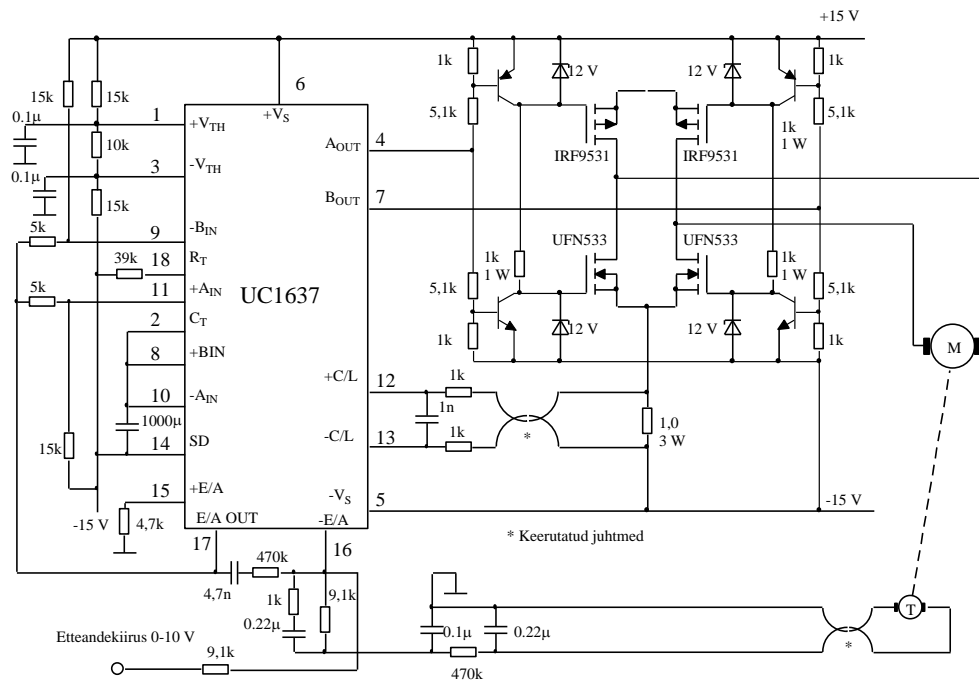


Joonis 8.12. Kahe 555 tüüpi taimeriga PLM-signaali generaator

Skeem sobib ka lihtsate autonoomsete vaheldite juhtimiseks. Sel juhul antakse monovibraatori kiibi viiku 5 siinuspinge generaatori pingele.

Integraalsed juhtsüsteemid

Maailmas toodetakse laias valikus alalispingemuundurite integraalseid juhtsüsteeme (*PWM Controllers*). Seetõttu pole juhtsüsteemide välimine (väljatõotamine) üldjuhul otstarbekas. Integraalsetes juhtsüsteemides on tavaliselt ka regulaatorilülitused, mistõttu neid on eriti mugav kasutada. Alalisvoolumootori kiiruse reguleerimist võimaldava integraalse juhtsüsteemiga alalispingemuunduri põhimõtteskeemi näide on toodud joonisel 8.13.



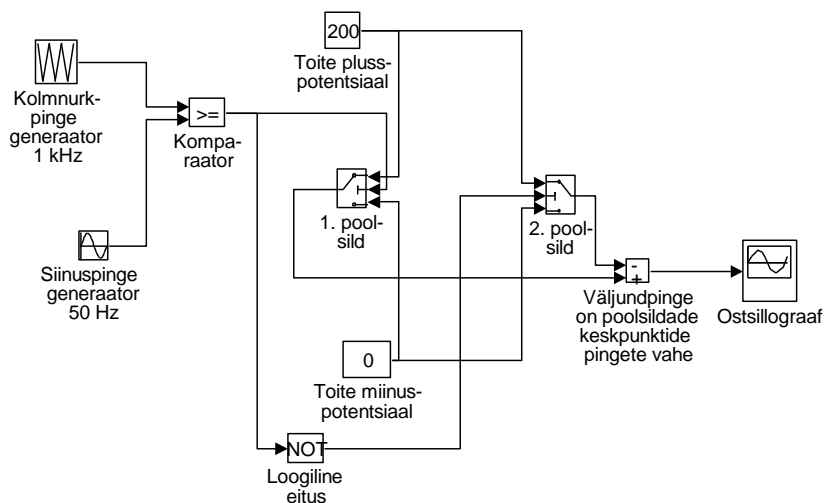
Joonis 8.13. Integraalse juhtsüsteemiga UC1637 (firma Unitrode) neljakvadrantilise alalispingemuunduri põhimõtteskeem [21]

Ülaltooduga sarnased on ka firma Siemens integraalsete juhtsüsteemide kiibiseeriad TDA 4700 ja TDA 4900.

8.3 Autonoomsed vaheldid

8.3.1 Pulsilaiusmodulatsiooniga vaheldi juhtimine

Lihtsa ühefaasilise kolmnurk-sinusmodulatsiooniga autonoomse pinge vaheldi plokk skeem (MATLAB mudel) on joonisel 8.14. Jõuahel on kujutatud ümberlülititega.



Joonis 8.14. Kolmnurk-sinusmodulatsiooniga ühefaasilise autonoomse vaheldi lihtsustatud mudel simuleerimiseks programmiga MATLAB

Siinuspingegeneraatorina kasutatakse stabiliseeritud väljundpingega siinuspinge generaatorit. Kolmnurkpinge generaator realiseeritakse integraatori ja multivibraatori (või Schmitti trigeri) abil. Kõige otstarbekam on genereerida neid pingeid integraalsete funktsioonigeneraatoritega.

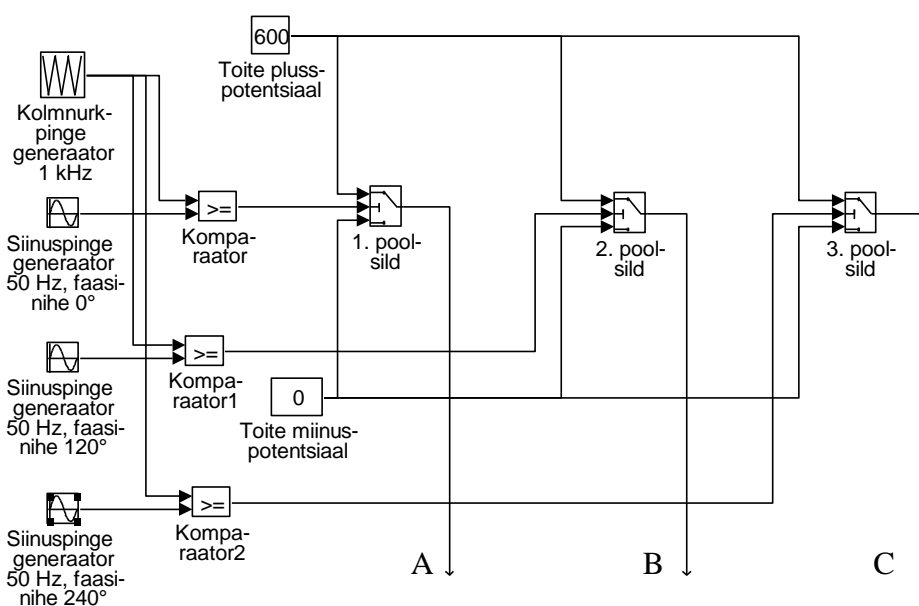
Kolmnurkpinge sagedus määrab transistoride lülitussageduse (PLM kandevsageduse) ja amplituud väljundpinge efektiivväärtuse. Kolmnurkpinge amplituud peab olema alati suurem kui siinuspinge amplituud.

Komparaator võrdleb kolmnurkpinget siinuspingega. Komparaatori väljundis on loogiline "1", kui kolmnurkpinge on suurem kui siinuspinge ning väljundis on "0", kui kolmnurkpinge on siinuspingest väiksem.

Komparaatori väljundist antakse juhtsignaal 1. poolsillale. Loogilise "1" korral on pooljuhtlüliti ühendatud toiteallika plusspoolusega (st. ülemine transistor juhhib) ja "0" korral miinuspoolusega (st. alumine transistor juhhib). 2. poolsilla juhtimine toimub vastupidiselt 1. poolsilla juhtimisega. Vastav juhtsignaal saadakse loogilise eituse abil.

Juhtsüsteem ja jõuahelad tuleb galvaaniliselt eraldada ning juhtsignaali nõutava tasemeni võimendada. Selleks kasutatakse tüürlüli ehk draiverit. Tüürlüli peab sisaldama kõiki tarvilikke transistoride vastastikusi blokeeringuid ja kaitselülitusi.

Joonisel 8.15 on näidatud kolmefaasilise kolmnurk-siinusmodulatsiooniga pingevaheldi mudeli plokkskeem.



Joonis 8.15. Kolmefaasilise kolmnurk-siinusmodulatsiooniga pingevaheldi mudel

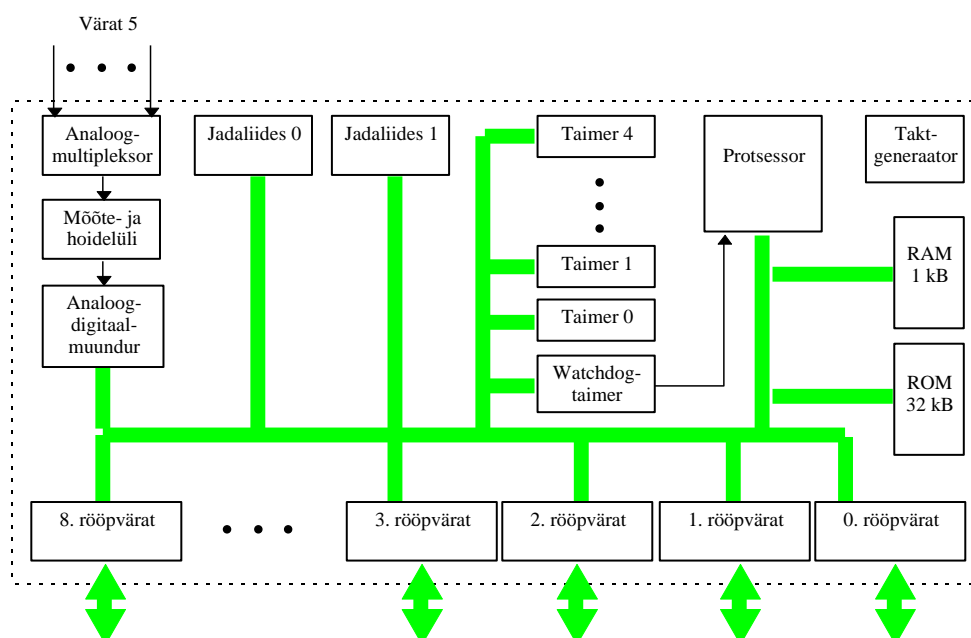
Kolmefaasiline vaheldi koosneb kolmest sillaõlast, millede juhtfunktsioonid on teineteise suhtes 120° nihutatud. Väljundpinged saadakse poolsildade keskpunktidest.

8.3.2 Mikroprotsessorjuhtimine

Nüüdisaegsed autonoomsete vaheldite juhtsüsteemid teostatakse mikroprotsessoritega. Selleks kasutatakse mikrokontrollereid, universaalprotsessoreid ja keerukamates süsteemides nagu vektorjuhtimise kasutamise korral ka signaalprotsessoreid (DSP) või rakendusotstarbelisi eriprotsessoreid. Toodetakse ka ajamikontrolleeri kiipe. Üldjuhul on programmeeritavad loogikakontrollerid muundurite juhtimiseks liiga aeglased, kuid on ka erandeid. Järgnevalt vaatleme lähemalt muundurite juhtimiseks sobivaid mikrokontrollereid.

Mikrokontroller

Mikrokontroller on ühes integraalskeemis teostatud mikroarvuti, mida kasutatakse keerulistes juhtseadmetes suure hulga digitaal- ja analoogandmete reaaliajatootluseks (digitaalseks signaalitootluseks). Mikrokontrolleri tööks on vaja vähe lisaseadmeid, neid on lihtne kasutada ja seetõttu on nad väga perspektiivikad. Vaatleme näitena Siemensi levinud 16-bitiliste mikrokontrollerite seeriat 80C166, mille plokk skeem on joonisel 8.16.



Joonis 8.16. Siemensi mikrokontrolleri 80C166 lihtsustatud plokk skeem

Mikrokontrolleril 80C166 tähtsamad on:

- Katkestuste süsteem: 8 välimist, 5 sisemist katkestuse allikat ja 16 prioriteeditasandit.
- Mälu: 1 kB sisemine RAM, 32 kB sisemine ROM (83C166), 512 bitine erifunktsioonide register. Mõned mikrokontrollerid sisaldavad ka EPROMi.
- 16- või 8-bitine väline andmesiin.
- Kaks jadaliidest (USART), andmeedastuskiirusega 9600, 19200 või 38400 boodi. Jadaliideseid on ühildatavad järgmiste standarditega: RS 232, RS 485, Profibus, VAN, CAN, Motorola SPI, Philips I2C jt.
- 8 katkestusega juhtimist võimaldavat rööpväratit ning kuni 76 üldotstarbelist sisen- dit/väljundit.
- Kuni 256 kB otseselt adresseeritavat aadressiruumi programmile (*code*) ja andmetele (*data*).

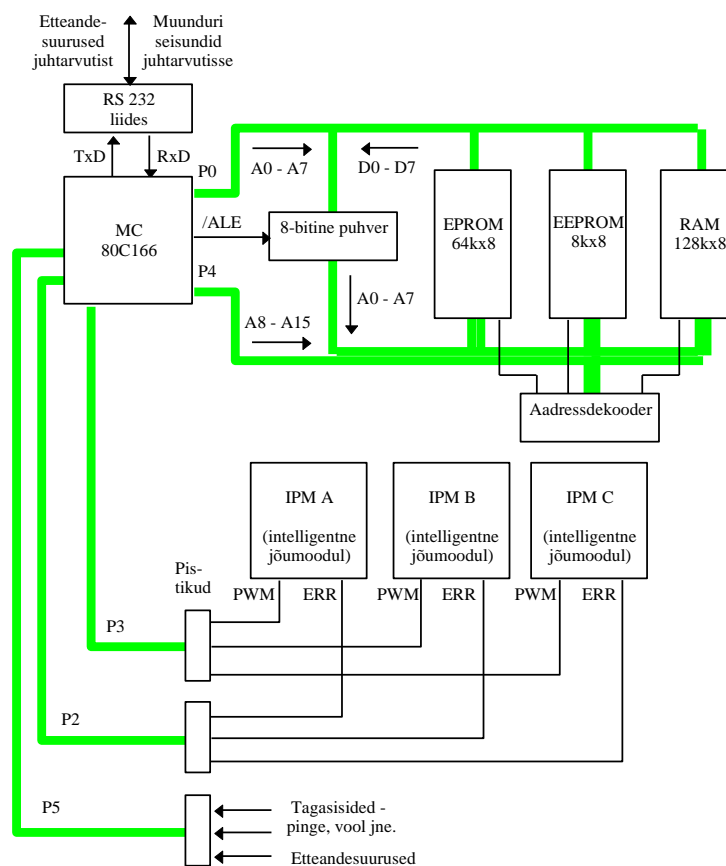
- Taimerid: 5 multifunktsionaalset 16-bitist taimerit, millest igaüks sisaldab 16 viivitusregistrit (*compare*) / pulsikestuse mõõteregestrit (*capture*) ja alglaadimise registrit (*reload*); lisaks on seal programmeeritav valvetaimer (*watchdog-timer*), mis teostab mikrokontrolleri uue alglaadimise juhul, kui programm jookseb kinni või satub lõputusse tsüklisse. Taimerid võimaldavad tekitada kuni 16 pulsilaiusmodulatsiooniga väljundit, mis suudavad töötada protsessori pideva sekkumiseta. Maksimaalne PLM-sagedus 8-bitise modulatsiooni korral (s. t. 256 erinevat suhtelise lülituskestuse väärtust) on 78 kHz.
- 10 kommuteeritava kanaliga 10-bitine 9,7 μ s muundusajaga analoog-digitaalmuundur.
- Üheksa 8-bitist sisend-/väljund-väratit.
- 16-bitine RISC-protsessor, taksagedusega 20 (40) MHz, 4-olekuga konveiersiin (*Pipeline*). Üks masinatsükkel kestab 100 ns (10 MIPS), katkestuse reaktsiooniaeg on 400 ns, käsustik sobib osaliselt kokku mikrokontrolerite sarja 8051 käsustikuga. Arvutusvõimsus on ligikaudu võrreldav PC/AT 80386-ga.

Juhtsüsteemi loomiseks tuleb mikrokontrolerile lisada programmimälu (*code memory*) EPROM ja andmemälu (*data memory*) RAM, kvarts ja RS 232 pingemuundur. Mikroprotsessorsüsteemide vältimiseks on müügil mitmed katseplaadid, mis kujutavad endast mikroprotsessoriseadet, kus trükkplaadile on jäetud vaba pind sobituslülide vms. elementide lisamiseks. Kolmefaasilise intelligentsete jõumoodulitega mikrokontroler-juhtsüsteemi plokkskeem on kujutatud joonisel 8.17.

Muunduri juhtsüsteem peab lühikeses ajavahemikus täitma palju ülesandeid, nt. lugema mälust ja arvutama vajalikud sisselülituskestused ja saatma need taimeritesse, mõõtma voole ja pingeid, pidama sidet juhtarvuti või terminaaliga, kontrollima veasignaali puudumist, saatma infot displeile, lugema klaviatuuri jne. Seetõttu pannakse mikrokontroler tööle reaajas nn. multitasking režiimis, kus eri ülesannetele määratakse erinevad katkestuste prioriteedid. Protsessi takt määratakse taimeriga, mis tekitab täitumisel katkestuse. Antud näites võiks prioriteedid alates kõige kõrgemast jaotada järgmiselt:

1. Avariirežiimide katkestused.
2. Sisselülituskestuse arvutus ja väljastamine taimerile.
3. AD-muunduri tulemi lugemine ja esialgne töötlemine.
4. Kommunikatsioon juhtarvutiga ja aeglasemad arvutused (nt. väljundpinge reguleerimine).

Katkestuste kontrollid kontrollib iga masinatsükli jooksul katkestuste olemasolu. Kui mingi sündmuse mõjul (taimerit täitumine, signaal mingis sisendis vms.) tekkinud katkestuse prioriteet on kõrgem kui parasjagu täidetaval protseduuril, siis see protseduur katkestatakse kõrgema prioriteediga ülesande täitmise ajaks.



Joonis 8.17. Kolmefaasilise vaheldi intelligentsete jõumoodulitega mikrokontroller-juhtsüsteemi lihtsustatud skeem

Mikrokontrolleri programmi algkood kirjutatakse tavaliselt C-keeles. Programmi töödeldakse eelprotsessoriga, lingitakse, assembleeritakse ja kompilleeritakse kuuteistkümnend-koodiks, mis muudetakse binaarkoodiks ja programmeeritakse EPROMi. Programmi katsetamise staadiumis on siiski otstarbekas kasutada nn. monitorprogrammi ja saata juhtprogramm arvuti COM-värati kaudu mikrokontrolleriplaadi RAMi. See väldib korduvaid EPROMi programmeerimisi ja kustutamisi. EPROMi programmeeritakse muunduri juhtprogramm ja konstantide tabelid. EEPROMi kirjutatakse kasutaja poolt töö käigus määratavad regulaatorite parameetrid, sätted, isehäälestuvate mudelite ja regulaatorite parameetrid jms. info, mis ei tohi kustuda, kui toitepinge välja lülitatakse. EEPROMi asemel kasutatakse ka patareiga RAMi, mis ei lase infot toitepinge väljalülitamisel kustuda. Toite sisselülitamisel tekkinud resetsignaal viib programmiloenduri EPROMi aadressile 0000h ja juhtprogramm käivitab muunduri. Juhtseade suudab töötada täiesti autonoomselt, st. juhtarvutist sõltumatult, või ka koos juhtarvutiga.

Väga keeruliste juhtalgoritmide korral võib EPROM osutada liiga väikseks. Programmi mahu vähendamiseks kirjutatakse nt. siinuse tabelisse ainult väärtused 0 - 90°. Kui ei piisa arvutusvõimsust või -kiirust, siis sooritatakse matemaatikatehted täisarvudega.

PLM-signaali moodustamine

PLM-signaali moodustatakse järgmiselt. Kasutatakse nt. taimerit T0, mille alglaadimise registrisse (*reload register*) TOREL kirjutatakse taktide arv, mis on PLM-perioodile vastava arvu võrra väiksem taimeri täitumisele vastavast arvust. 16-bitisel taimeril vastab täitumisele arv

$2^{16}-1 = 65535$. Kvartsi sagedusel 20 MHz vastab ühele taimeritaktile 0,5 μ s. Näiteks, kui kirjutada registrisse arv 65335 (või ka -200) on PLM-i periood 100 μ s. Registri TOREL sisu muunduri töö käigus ei muudeta.

Pulsilaiuse ehk suhtelise lülituskestuse juhtimiseks kasutatakse nn. võrdlusregistreid (*compare register*), kuhu protsessor kirjutab samuti nagu alglaadimisregistrisse vastava taimeritaktide arvu. PLM kõrge väljundsignaal tekib, kui loendatav arv vastab alglaadimisregistrisse kirjutatule ja säilib seni, kuni tekib loenduri ületäitumine. Ülejäänud aja jooksul on väljundsignaal madal (loogiline null). Konstantse lülituskestuse korral (alalispingemuundurite korral) ei sekku protsessor PLM töösse. Lülitussageduse muutmiseks tuleb tal täita üks MOV-käsk, mis kirjutab võrdlusregistrisse uue arvu.

Vaheldite PLM-kandevasagedus valitakse tavaliselt 5 - 20 kHz. Kuna väljundpinge perioodis (tav. 20 ms) on palju pulse, siis ei pea reguleerima iga pulsi kestust. Väljundpinge perioodis muudetakse pulsi kestust nt. 6, 12, 18 või 24 korral. Seega on väljundpinge keskväärus (aU_{d1}) trepikujuline ja mittesiinusealine. "Trepiaastmete" suurim arv sõltub muunduri väljundagedusest ja programmi keerukusest. Mida väiksem see arv on, seda rohkem jääb protsessoril aega teisteks ülesanneteks, sest püsiva kestusega PLM-pulsside moodustamisel ei sekku protsessor taimerite töösse. Samal ajal suureneb astmete arvu vähendamisel väljundpinge ja -voolu kõrgemate harmooniliste sisaldus.

Kokkuvõtteks võib lisada, et mikrokontrolleritega juhitakse enamikke jõumuunduritest, kusjuures juhtsüsteemi maksumus ei ületa analoogsüsteemide ja diskreetsete loogikalülitustega juhtsüsteemide maksumust. Mikrokontroller-juhtsüsteemide eeliseks on lihtsus, universaalsus ja paindlikkus. Juhtalgoritm määratakse põhiliselt juhtprogrammiga, mida saab igal ajal täiustada ja muuta.

Joonisel 8.17 näidatud juhtsüsteemi komponendid maksavad tänapäeval umbes 2000 krooni. Müügil on laias valikus üheplaadiarvuteid ja katsesüsteeme, mis sobivad ka jõumuunduritele. Programmeerimiseks vajalik arendussüsteem maksab vähemalt 50000 krooni ja seda on mõtet soetada saritootmise korral. Üksiktoote valmistamisel on otstarbekas tellida juhtprogramm vastavalt firmalt.

8.4 Sagedusmuundurid

Sagedusmuundurite juhtsüsteemid on eelpool kirjeldatuist keerukamad, sest sagedusmuundur sisaldab mitut muundurit: (tüüritavat) alaldit, autonoomset vaheldit ja vahel ka alalispingemuundurit, mis reguleerib alalisvoolu-vahelüli pinget või parandab muunduri võimsustegurit. Lisaks vaadeldud muundurite juhtimisfunktsioonidele täidab sagedusmuunduri juhtsüsteem lisäülesandeid, mida võib jagada mitmesse rühma.

Sagedusmuunduri juhtimine ja jälgimine

- Kaug- või kohtjuhtimine ning arvutijuhtimine.
- Erinevad toite- ja väljundpinged.
- Reguleeritav väljundpinge ja -sagedus.
- Suurendatud käivituspinge ja koormusest sõltuv väljundpinge (dünaamiline voojuhtimine).

- Muunduri ja koormuse kaitse avariirežiimides (liigvool, lühis, faasi lühis, faasijuhi katkestus, liigkoormus, vahelüli liigpinge (võib tekkida järsul sageduse vähendamisel), mootori kinnikiilumine jne.
- Alalisvoolu vahelüli pinge jälgimine.
- Talitus võrgupinge katkestuse korral: mootori vabajooks, pidurdamine või isegi normaaltöö etteantud aja jooksul vahelüli salvestatud energia arvel.
- Väljundvoolu piiramine ja voolupiirangu programmeeritavad viivitused lühiajalise lubatud liigkoormuse korral.
- Muunduri võimsusteguri optimeerimine.
- Pidurdusenergia tagastamine toitevõrku.
- PLM lülitussageduse muutmine vastavalt vajadusele.
- Muunduri väljundite lülitamisel tekkivate voolu- ja pingetõugete summutamine.

Mootori ja koormuse juhtimine

- Mootori kiirendamine ja aeglustamine, reverseerimine ning pidurdus.
- Mootori kaitse liigkoormuse ja liigkuumenemise eest.
- Koormuse erinevate momendikarakteristikute arvestamine (konstantne, muutuv, ruutsõltuvus pöörlemiskiirusest, löökkoormus jne.).
- Mootori nimiaandmete sisestamine.
- Mootori elektrilise ühenduse tuvastamine.
- Mootori ja koormuse parameetrite sisestamine ja automaatne määramine.
- Mitme mootori üheaegne juhtimine.
- Mootori programmeeritud pöörlemiskiiruste salvestamine.
- Pöörleva mootori käivitamine (lendstart).
- Mootori magnetimisvoolu optimeerimine sõltuvalt koormusest.
- Mootori väljavektori juhtimine.
- Mootori eelsoojendamine.
- Koormuse mittesoovitavate resonantssageduste vältimine.
- Suure inertsmomendiga koormuse käivitamine.

Sisendid ja väljundid

Sagedusmuunduri kaugjuhtimiseks ja lülitamiseks automaatikasüsteemi on vajalikud signaalide sisendid ja väljundid. Sagedusmuunduri juhtsüsteem peab võimaldama

- analoogsisendite ja -väljundite tööd erinevate signaalistandardite 0 - 10 V, 0 - 20 mA, 4 - 20 mA korral,
- analoog- ja digitaalsisendite ning -väljundite mõõtmist ja juhtimist,
- releeväljundite juhtimist,
- automaatset reservile ümberlülitamist (ARL) sagedusmuunduri, mootori või töomasina rikke korral.

Makroprogrammid

Seadistamise lihtsustamiseks kasutatakse etteprogrammeeritud makroprogramme ehk makrosid nagu nt.

- tehaseparameetrite valik;
- automaat- ja käsijuhtimine;
- PID-kiirusregulaator;
- momendi otsejuhtimine (*DTC - direct torque control*), mis võimaldab reguleerida mootori momenti ilma seda otseselt mõõtmata;
- tsükliline juhtimine;
- kasutajamakrod.

Sagedusmuunduri juhtsüsteem peab võimaldama valida võimalike sätete hulgast sobiva ning salvestama mällu (EEPROMi) vajalikke andmeid, nt. etteandesageduste väärtusi, juhtparameetreid, mootori nimiandmeid jms.

Regulaatorid

Sagedusjuhtimisega asünkroonajameid kasutatakse sageli väljundsuuruse (nt. rõhu, vooluhulga, kiiruse, libistuse, momendi, asendi jne.) reguleerimiseks. Seepärast on otstarbekas varustada sagedusmuundurid programsete regulaatoritega (nt. PID-regulaatoriga), mille parameetreid saab ottimeerida kasutaja või toimub see automaatselt. Moodsad sagedusmuundurid reguleerivad mootori kiirust ilma tahhomeetritä väga täpselt (viga alla 1 %) kompenseerides asünkroonmootori libistuse suurenemise väljundageduse suurendamisega. Seetõttu on mootori kiirus praktiliselt sõltumatu koormusest. Kiiruse tagasiside ja programmilise regulaatori korral sõltub kiiruse reguleerimistäpsus peamiselt regulaatori parameetrite valikust.

Arvutiiliides

Automatiseeritud tootmisliinides ja arvutijuhtimisega seadmetes peab sagedusmuunduril olema arvutiiliides, mille kaudu saab sagedusmuunduri tööd täielikult juhtida ja jälgida. Kaug- või automaatjuhtimine peavad olema võimalikud erinevate liidese standardite nagu RS 232, RS 485, Profibus, Modbus, DeviceNet, Interbus-S, ABB MasterFieldbus jne. korral. Juhtsüsteem projekteeritakse nii, et oleks võimalik ühelt süsteemilt teisele üle minna.

Teenindus ja diagnostika

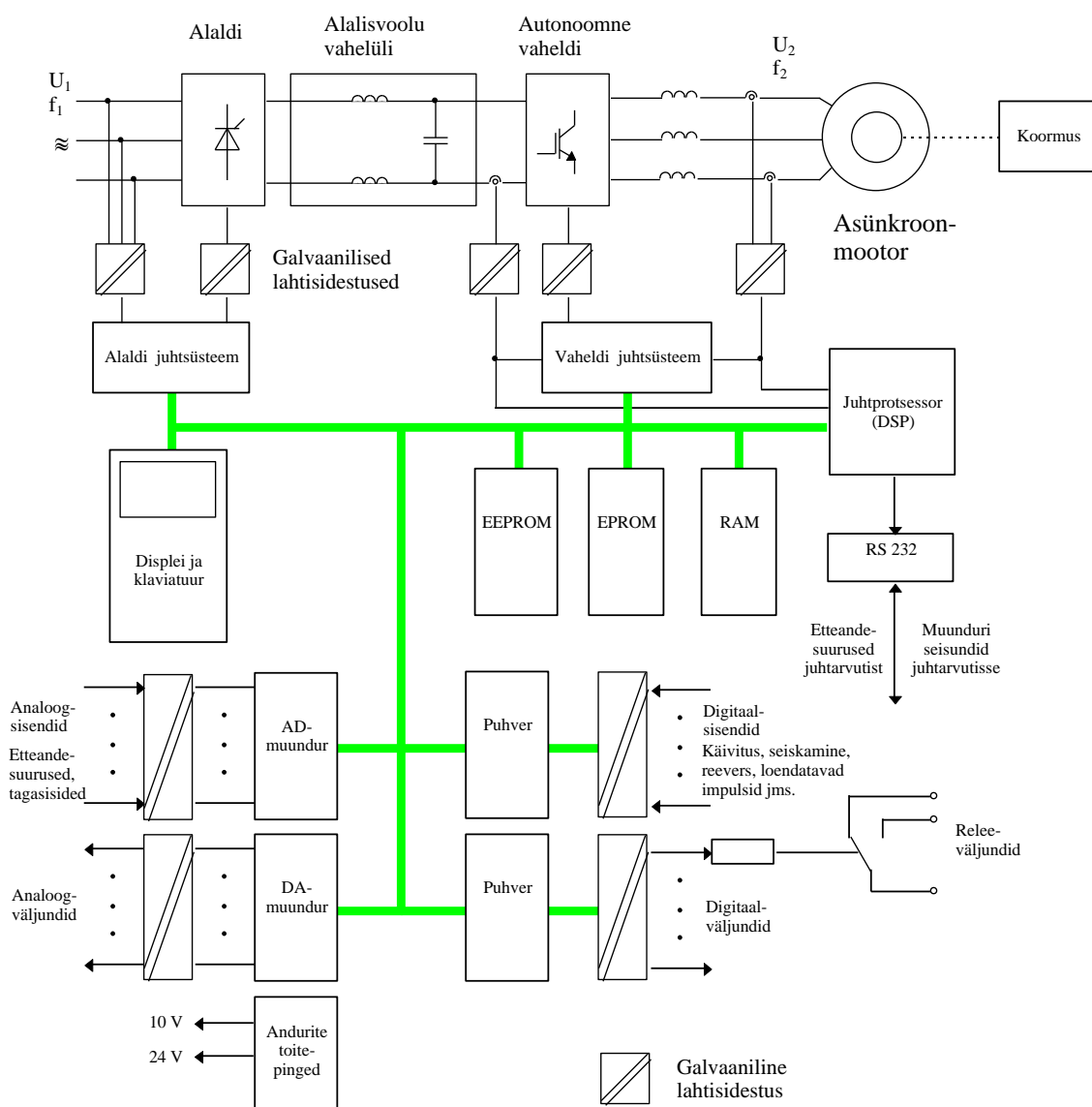
Sagedusmuunduri juhtimine peab olema lihtne ja ülevaatlik, sest sagedusmuundurit teenindav personal ei oma enamasti põhjalikke teadmisi sagedusmuundurite alal. Sagedusmuunduril peab üldjuhul olema kasutajaliides - kuvar ja klaviatuur. Neist võib loobuda, kui ei kasutata kohtjuhtimist. Sagedusmuunduri kuvar on ümberprogrammeeritav tööks erinevates mõõtühikusüsteemides ja keeltes. Kuvaril peab olema võimalik kuvada talitusparameetreid - sagedust, võimsust, voolu, pinget, regulaatori parameetreid, ülekandetegureid jne. Klaviatuur peab olema lihtne ja ülevaatlik.

Diagnostika seisukohalt on oluline muunduri tööaja ja -režiimide salvestamine (logiraamatu ja veamälu funktsioonid), hoiatuste andmine avariirežiimide ohu korral ja tarbitud energia arvestamine.

Eeltöödust selgub, et sagedusmuunduri funktsioonide täitmisega tuleb toime üksnes signaalprotsessorist või mikrokontrollerist ja mitmetest rakendusotstarbelistest integraallülitustest (*ASIC - application specific integral circuit*) koosnev mikroprotsessorsüsteem.

8.4.1 Juhtsüsteemi plokk skeem

Sagedusmuunduri riistvara on universaalne ning juhtsüsteemis etendab peasa juhtprogramm. Riistvara mälu, arvutusvõimsus, sisendite ja väljundite arv peavad olema piisavad. Juhtsüsteemi lihtsustatud plokk skeem on näidatud joonisel 8.18.



Joonis 8.18. Sagedusmuunduri juhtsüsteemi riistvara lihtsustatud plokk skeem

Sagedusmuundurite juhtimisalgoritme ja sagedusjuhtimise põhimõtteid kirjeldatakse põhjalikult raamatus J. Laugis, T. Lehtla “Asünkroonajamite sagedusjuhtimine” [17].

9. MUUNDURI TÖÖ AUTOMAATIKASÜSTEEMIS

Pooljuht-jõumuundur on tavaliselt osa mingist automaatikasüsteemist. Seejuures võib süsteem olla nii avatud kui ka suletud juhtimisahelaga. Enamikel juhtudel on tegemist mitmekontuuriliste (alluvkontuuridega) süsteemidega nt. elektriagamite juhtimisel. Jõumuunduritel on järgmised iseärasused, mida tuleb automaatikasüsteemi projekteerimisel arvesse võtta.

Jõumuundurite iseärasused

1. Jõumuunduri väljund toimib tavaliselt viivitusega, sest muundurite juhtimine on diskreetne. Näiteks türistormuunduri B2C viivitus on kuni pool võrgupinge perioodi, s. t. 10 ms; impulssmuundurite maksimaalne viivitus on määratud lülitusperioodiga ja protsessori katkestuse töötlemisajaga.
2. Üheoperatsiooniliste türistoridega muundurid pole täielikult juhitavad. Türistorid avanevad tüürimpulsi toimel, kuid sulguvad juhtsignaalist sõltumatult alles pärast voolu kahanemist nullini. Türistormuunduri siirdeprotsesside kestus on tüürnurga kasvamisel ja kahanemisel erinev. Lisaks võib türistormuundur tüürnurga kriitilisest suurema kiirusega muutumise korral hakata võnkuma.
3. Muundurite väljundpingete ja -voolude maksimaal- ja minimaalväärtused on piiratud.
4. Muunduritel võib olla teatud tundetussoon, s. t. väljund hakkab reageerima alles teatud suurusega sisendsignaale.
5. Muunduri ülekandefunktsioon pole alati lineaarne. Muutujate mittelineaarsetes olekusoonides võib muundur konstantsete, mittekohanduvate parameetritega regulaatorite kasutamisel kaotada stabiilsuse.
6. Muunduri toimekiirus ja läbilaskesagedus on piiratud. Esineb lülitusperioodist, mõõteseadmehete tööperioodist ning juhtprotsessoritest ja juhtprogrammi prioriteeditasemetest valikust ja arvutuskiirusest tingitud väljundi viivitus.
7. Muundurites tuleb vältida teatud olekuid nagu nt. katkevool. Stabiilsuse saavutamiseks võib olla vajalik pidev minimaalkoormus. Vahelditel esineb väärtusnähtus, mis sisuliselt tähendab võrgu vahelduvpinge kolmefaasilist lühist ja seega väga tõsist avariirežiimi.

Muunduri ja automaatikasüsteemi matemaatiline mudel

Muunduri dünaamika analüüsiks tuleb esiteks koostada muundurit, koormust ning toitevõrku kirjeldavate diferentsiaalvõrrandite süsteem ehk matemaatiline mudel. Võrrandite koostamise hõlbustamiseks kasutatakse mitmesuguseid aseskeeme. Eraldi tuleb kirjeldada muunduri kõiki olekuid, ning arvestatakse võetakse ainult siirdeprotsesside olulisi mõjureid. Näiteks pole vaja arvestada liigpingekaitse ahelate siirdeprotsesse. Siirdeprotsesside leidmiseks tuleb lahendada muundurit kirjeldavad diferentsiaalvõrrandid. Võrrandeid kasutatakse edukalt näiteks muunduri juhtseadmes muunduri programmilise mudeli koostamisel ja regulaatorite optimeerimisel.

Järgnevalt modelleeritakse kogu automaatikasüsteem. Selleks koostatakse ning lahendatakse automaatikasüsteemi diferentsiaalvõrrandid.

Modelleerimine ja simuleerimine

Muundurite mudelid on keerulikad ja dünaamika uurimine on praktiliselt võimalik vaid arvutil simuleerimisga. Simuleerimiseks sobivad programmid on näiteks MATLAB Simulink, PSpice, EWB, Kream, ASCL ja SABER. Pärast simuleerimist kontrollitakse tulemeid reaalse muunduriga või selle füüsilise mudeliga, sest matemaatilised mudelid ei suuda alati arvestada kõiki parameetreid nagu nt. konstruktsioonist tulenevaid puisteinduktiivsusi ja parasiitmahtuvusi, pinnaefekti, elektromagnetilisi häiringuid jne.

Automaatikasüsteemi modelleerimiseks sobib hästi nt. programm MATLAB Simulink. Sama programmiga saab optimeerida ka regulaatorite parameetrid.

Regulaatorid

Üldjuhul reguleeritakse muundurit PI-regulaatoriga. Kiiretoimelistes süsteemides võib osutada vajalikuks PID-regulaator, kuid toimekiiruse suurenemisega kaasneb võnkumiste oht. Paremate dünaamiliste omadustega süsteem saadakse olekuregulaatorite ja mudelil põhinevate ennetavate regulaatorite kasutamise. Uutes süsteemides kasutatakse ka hägusloogilisi (Fuzzy) regulaatoreid, kuid tavaliselt kombineeritakse neid PI- või olekuregulaatoritega. Tänapäevased digitaaljuhtimissüsteemid võimaldavad luua iseõppivaid ja isehäälestuvaid regulaatoreid, mis korrigeerivad regulaatori või muunduri mudeli parameetreid töötamise ajal (on-line) vastavalt muunduri talitlusele.

Programmilised regulaatorid

Kaasaegsed tüüritavad muundurid on enamasti digitaaljuhtimisega ja nad on ette nähtud tööks automaatikasüsteemis. Tavaliselt saab lihtsaid regulaatoreid realiseerida programmiliselt. Näiteks sagedusmuunduritel saab programmiliselt realiseerida rõhu-, vooluhulga-, nivoo-, kiiruse- ja positsioonregulaatori jne. ilma kallite lisaseadmeteta, välja arvatud tagasisidesignaali andurid. Arvutiliideseaga saab muunduri ühendada automatiseeritud tootmisprotsessi.

Regulaatori katseline häälestamine

Mõõduka reguleerimistäpsuse ja toimekiirusega regulaatori parameetrid saab häälestada katseliselt. Vaatleme lihtsaima PI-regulaatori parameetrite katselist häälestamist.

Alluvkontuuridega süsteemi häälestamist alustatakse seesmisest kontuurist (enamasti vooluregulaator) ja lõpetatakse kõige välimisega.

Esmalt vähendatakse proportsionaalne (P) võimendustegur minimaalseks ja sätitakse integreerimisaeg T pikaks. Nii on siirdeprotsess aeglane ja aperioidiline, s. t. väljundsuurus ei võngu isegi sisendsignaali hüppelisel muutusel. Järgnevalt suurendatakse P-tegurit seni, kuni

väljundsuurus hakkab konstantse sisendsignaali korral võnkuma. Siis vähendatakse P-tegurit 20 ... 40 % võrra ja lühendatakse integreerimisaega T (või suurendatakse I-võimendustegurit) seni, kuni väljundsuurus hakkab jälle võnkuma. Seejärel suurendatakse veidi integreerimisaega T või vähendatakse I-tegurit, kuni süsteem on täiesti stabiilne.

Parimate dünaamiliste omaduste saamiseks tuleb regulaatorid häälestada vastavalt muunduri ja koormuse ajakonstantidele ja ülekandefunktsioonidele optimeeritud parameetritele. Regulaatorite optimeerimiseks sobib simuleerimisprogramm MATLAB Simulink.

10. MUUNDURITE KAITSE

Avariirežiimiks loetakse ebanormaalset töörežiimi, mille tulemusena võib muundur kas osaliselt või täielikult kaotada töövõime või muutuvad selle parameetrid mittesoovitud suunas (näiteks liigtemperatuuri toimetel). Jõupooljuhtide puhul on avariirežiimideks muunduri või koormuse lühis, liigvool, liigpinge ja liigtemperatuur.

Diod- ja türistormuundurid

Diodide ja türistoride lühisekaitseks kasutatakse kiiretoimelisi sulavkaitsmeid ja/või kaitselüliteid. Liigvoolukaitseks kasutatakse magnetilise või termilise vabastiga kaitselüliteid. Türistore saab liigvoolu eest kaitsta ka tüürimpulsside katkestamisega. Samuti tuleb juhtsüsteemi projekteerimisel jälgida, et juhtsüsteemi rikke korral türistori tüürnurk nihkuks suurenemise suunas, et ära hoida liigvoolusid.

Liigtemperatuuri- ja ühtlasi ka liigvoolukaitseks on soovitatav kasutada jahutusradiaatoritele monteeritavaid termoandureid või bimetailüliteid. Liigtemperatuurikaitse on oluline sundjahutuse korral. Jahutussüsteemi rikke korral kaitstakse pooljuhtelemente seadme väljalülitamisega.

Liigpingekaitseks kasutatakse reeglina RC-ahelaid (*snubber circuits*) ja/või ZnO varistore, mis ühendatakse seadmega rööbiti. RC-ahelate valikuks on soovitud pooljuhtide kataloogides. Eriti oluline on liigpingekaitse diodide või türistoride jadaühenduse puhul. Mõnikord võib kõiki türistore kaitsva ühise RC-ahela paigutada ka muunduri alalispinge klemmidele, nt. kui tegemist on alaldiga. See RC-ahel ei kaitse aga liigpingete vastu, mis tekivad trafo primaarmähise kommutatsioonil siis, kui muundur ei tööta, sest liigpingeimpulsid ei saa minna vahelduvvoolupoolelt alalivoolupoolle, kui türistorid voolu ei juhi. Seega sobib niisugune kaitseahel eelkõige mittetüüritavate, s. t. diodidega alaldite puhul. Ühise liigpingekaitseahela võib paigutada ka sisendpinge klemmidele.

Liigpinged võivad tekkida toitetrafo primaarpoole kommutatsioonil, avariirežiimides, ilmastiku mõjul (äike) jne. Suure energiaga liigpingeimpulsid tekitavad türistoris pöördumatu soojustlabilöögi. Kaitseks suure energiaga liigpingete eest kasutatakse laviindioode või -türistore, mille siirde ehitus on selline, et teatud energiaga liigpingeimpulsside läbilööök pole neile ohtlik. Laviintüristore ja -diodide kasutatakse ka vahetult jõuahelates ventiilidena.

Transistormuundurid

Transistoride liigvoolu- ja lühisekaitseks pole sulavkaitsmed piisavalt kiiretoimelised. Näiteks IGBT-de puhul on suurim lubatav väljalülitusviivitus umbes 10 μ s. Väljatransistorid on liigvoolule üldiselt vähem tundlikud, sest kanalitakistus piirab lühisvoolu. Jõutransistoride liigvoolu- ja lühisekaitseks kasutatakse eri-kaitselahelaid, mis tuvastavad liigvoolu kas alalivooluahelas või siis mõõdavad transistori kollektor-emitter-pinget. Kasutatakse näiteks kiiretoimelise komparaatoriga liigvoolukaitset. Kaitseskeem peab liigvoolu tekkimisel transistori võimalikult kiiresti sulgema ja lukustuma, s. t. voolu kahanemisel ei tohi transistor uuesti sisse lülituda. Juhtlülituste projekteerimisel peab arvestama olukorraga, kus juhtseade lakkab mingil põhjusel töötamast (näiteks juhtprotsessori vea tõttu). Jõutransistor peab selles

režiimis (protsessorist sõltumatult) automaatselt sulguma, mitte juhtima voolu. Igale jõutransistorile lubatud suurim liigvoolu amplituud ja kestus on toodud jõutransistori tehnilistes andmetes.

Liigtemperatuurikaitseks kasutatakse jahutusradiaatoritele monteeritavaid termoandureid või bimetall-lüliteid. Liigtemperatuurikaitse on hädavajalik sundjahutuse puhul. Jahutuse rikke korral kaitstakse jõutransistore seadme väljalülitamisega.

Liigpingekaitseks kasutatakse reeglina transistoriga rööbiti ühendatud RC-ahelaid ja/või ZnO varistore. RC-ahelate valikuks antakse soovitusel transistoride kataloogides. IGBT- ja MOSFET-transistorid RC-ahelaid praktiliselt ei vaja. Pingega juhitavatel transistoridel, nagu näiteks MOSFET ja IGBT, tuleb võimalike liigpingete eest kaitsta paisu. Selleks kasutatakse paisu ja läte (emitteri) vahele ühendatavaid varistore või stabilitrone. Transistoride vastudiodid peavad olema võimalikult suure toimekiirusega ja väikse vastuvooluga. Kõige paremini sobivad väga kiiretoimelised Shottky jõudiodid, sest neil ei esine liigpingeid põhjustavat laengusalvestusefekti.

KIRJANDUS

1. ACS 600 Frequency Converters. ABB Industry OY, Helsinki, 1995.
2. Agur, U., Laugis, J.: Elektriamid. - Tallinn, Valgus, 1984. - 312 lk.
3. Aura, L., Tonteri, A.: Sähkämiehen käsikirja 3. Tehoelektronikka ja sähkökoneiden käyttö. Werner Söderström OY, Porvoo 1986.-246 s.
4. Charnetzki, L.: Leistungselektronik. Teile 1 und 2. Vorlesungsmanuskript. FH Kempten, 1993.
5. Davis, R. M.: Power Diode and Thyristor Circuits. London, Peter Peregrinus, Ltd., 1988.-272 p.
6. Elektriku kalender 1995. Tallinna Tehnikaülikool, Elektriämite ja jõuelektronika instituut, 1994.-240 lk.
7. Elektriku kalender 1996. Tallinna Tehnikaülikool, Elektriämite ja jõuelektronika instituut, 1995.-240 lk.
8. Elektrotehnikšeskkii spravotšnik. Kn. 2. Ispolzovanie elektritšeskkoi energii. Moskva.: Energoatomizdat, 1988. 616 s.
9. Facts Worth Knowing About Frequency Converters. Danfoss. Als Offset, Augustenborg 1991.-136 p.
10. Flanagan, W. M.: Handbook of Transformer Applications, McGraw-Hill Inc., 1986.- 286 p.
11. Heumann K.: Grundlagen der Leistungselektronik, Teubner Verlag, Stuttgart 1976.
12. Issakov, J., Platonov, A., Rudenko, V. jt.: Tööstuselektronika alused. Tln.: Valgus, 1982.-480 lk.
13. Janocha. H.: Elektronische und elektromagnetische Aktoren. Springer Verlag, Saarbrücken 1992.
14. Januszewski, S.: Power Semiconductor Devices - State of the Art and Recent Trends. PEMC'94 Conference Publication. Volume II. Warsaw, 1994, pp. 861-866.
15. Kyyrä, J.: Hakkuriteholähteet. Opetusmonisteet S-94. Otatieto 1994. ca 250 s.
16. Kyyrä, J.: Suuntaajateknikka. Helsingin Teknillinen Korkeakoulu, Sähkötökniikan osasto. Otaniemi 1995/11.-328 s.
17. Laugis, J., Lehtla, T.: Asünkroonämite sagedusjuhtimine. Tallinna Tehnikaülikooli Elektriämite ja jõuelektronika instituut, 1994.-91 lk.
18. Märd, M.: Sähkökäyttö ja tehoelektronikka. Opetusmonisteet S-94. Otatieto 1994.
19. Mitsubishi Semiconductors 1993. Power Module MOS Databook. Japan 1993.-350 p.
20. Mohan, N. Undeland, T.M., Robbins, W.P.: Power Electronics: Converters Application and Design John Wiley & Sons, New York. 1989.-657 p.
21. Mohan, N.: Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using PSpice, Classroom version. 1992.-420 p.
22. Rudenko, V.S., Senko, V.I., Tšizhenko, I.M.: Osnovö preobrazovatelnoi tehniki: Utšebnik dlja vuzov.- 2-e izd. Moskva: Vöššaja Škola, 1980.-424 s.
23. Sami GS Frequency Converters ACS 501. User's Manual. ABB Drives, Vaasa Oy, 1992.
24. Semikron Leistungshalbleiter' 95/96. Nürnberg 1995.
25. Semikron Leistungshalbleiter-Buch' 92/93. Nürnberg 1992. ca 1100 S.
26. Teknisiä tietoja ja taulukoita. ABB Strömberg, Vaasa Oy, 1990, 586 s.
27. Tshizhenko, I.: Spravotšnik po preobrazovatelnoi tehnike. Kiev, Tehnika, 1978.
28. VLT 3000 Toote käsiraamat. Danfoss, Tallinn 1995.-120 lk.
29. Westcode Product Catalogue. Gate Turn-Off Thyristors. Westcode 1996. <http://www.westcode.com/ws-gto.html>.

30. Zamjatin V.J. I dr.: Moštšnõje poluprovodnikovõje priborõ. Tiristorõ: Spravotšnik.-Moskva: Radio i svjaz, 1988.-576 s.
31. Kloss, A.: Auf den Spuren der Leistungselektronik: Erfinder und Erfindungen der Stromrichtertechnik. Berlin, Offenbach VDE-Verl., 1990

TÄHISTE JA LÜHENDITE LOETELU

MUUTUJAD JA KONSTANDID

A	transistori vooluülekande tegur	I_{d2k}	väljundi lühisvool
α	tüürnurk	I_{d2kv}	väljundvoolu keskvärtus katkevoolupiiril
a	suhteline lülituskestus	I_{d2min}	minimaalne väljundvool
a_{kv}	suhteline lülituskestus katkevoolupiiril	I_{dkv}	alalisvoolu katkevoolu piirile vastav värtus
α_{max}	maksimaalne tüürnurk	I_{dkvmax}	suurim katkevoolu värtus
a_{max}	maksimaalsele voolumuudule vastav suhteline lülituskestus	I_{dn}	nimi-alalisvool
α_{min}	minimaalne tüürnurk	I_E	emitterivool
a_v	Fourier teisenduse koosinuskomponent	I_F	päriivool
B	transistori staatiline vooluvõimendustegur	I_{FAV}	kestvalt lubatav suurim päriivool
β_{max}	maksimaalne eelnemisnurk	I_{FRMS}	kestvalt lubatav suurima päriivoolu efektiivvärtus
β_{min}	minimaalne eelnemisnurk	I_{FSM}	maksimaalne löökvool
b_v	Fourier teisenduse siinuskomponent	I_G	türistori tüürvool
β_{off}	GTO vooluvõimendus väljalülitamisel	I_{GQ}	GTO sulgeva tüürvooluimpulss
C	mahtuvus	I_{GT}	türistori avav tüürvool
C_d	silukondensaatori mahtuvus	I_H	türistori hoidevool
C_{DS}	neelu ja läte vaheline mahtuvus	i_k	kommutatsioonivool
C_{GD}	paisu ja neelu vaheline mahtuvus	\hat{i}_k	kommutatsioonivoolu amplituudvärtus
C_{GS}	paisu ja läte vaheline mahtuvus	\hat{i}_{kS}	faasi lühisvoolu amplituudvärtus
C_{iss}	sisendmahtuvus	I_L	koormusvool
c_v	Fourier teisenduse v-nda harmoonilise amplituud	i_L	koormusvoolu hetkväärtus
$\cos\varphi$	võimsustegur	I_m	kompleksarvu imaginaarosa, imaginaartelg
δ	üheaegselt kommuteerivate faasiharude arv	I_n	nimivool
ΔI	voolumuut	I_p	trafo primaarvool
di_F/dt	päriivoolu kasvukiirus	i_p	trafo primaarvoolu hetkväärtus
dr	suhteline aktiivpingelang	I_{QM}	GTO suurima väljalülitatava voolu värtus
dr_n	suhteline aktiivpingelang nimirežiimis	I_R	vastuvool
ΔT	temperatuuri muutus	i_R	vastuvoolu hetkväärtus
ΔT_M	mootori momendidiferents	I_{RM}	vastuvoolu maksimumvärtus
dx	suhteline kommutatsiooni pingelang	I_{RMS}	voolu efektiivvärtus
dx_n	suhteline kommutatsiooni pingelang nimirežiimis	i_S	trafo sekundaarvoolu hetkväärtus
E	elektromotoorjõud	I_{S-}	trafo sekundaarvoolu vahelduvkomponent
e_l°	elektriline kraad ($360 e_l^\circ = 2\pi \text{ rad}$)	I_{TAV}	türistori voolu keskvärtus
f	sagedus	I_{TRMS}	türistori voolu efektiivvärtus
F	päriivoolu kujutegur	k	konstant; integreerimiskonstant
f_l	lõikesagedus	$k_E\Phi$	alalisvoolumasina konstant
f_{max}	suurim lülitussagedus	k_k	suhteline koormus; koormustegur
γ	türistori sulgenurk	L	induktiivsus
g	faasi rööpharude arv	λ	juhtivusnurk
γ	vektori pöördenurk	L_d	siluinduktiivsus
g_1	põhiharmoonilise osakaal	L_L	koormuse induktiivsus
γ_{min}	minimaalne sulgenurk	L_G	tüürahela induktiivsus
I_0	alalispingemuunduri väljundvoolu suurim hetkväärtus	L_S	trafo sekundaarmähise faasi puisteinduktiivsus
I_1	alalispingemuunduri väljundvoolu vähim hetkväärtus	m	küllastustegur
$\int^2 dt$	koormusvoolu soojustoime piirintegraal	μ	kommutatsiooninurk
I_A	anoodvool; alalisvoolumootori ankruvool	μ_0	kommutatsiooni algnurk
I_B	baasivool	v	harmoonilise järk
i_B	baasivoolu hetkväärtus	n	mootori pöörlemiskiirus 1/min
$I_{B,MIN}$	minimaalne baasivool küllastuse piiril	n_0	tühijooksukiirus nimipingel 1/min
I_C	kollektorivool	p	pulsilisus
I_{CB0}	kollektori vastuvool	P_{AV}	keskmine kaovõimsus
I_{CK}	küllastusvool	P_C	kollektori kaovõimsus
I_d	voolu keskvärtus, voolu alaliskomponent	P_D	neelu kaovõimsus
I_D	neeluvool	P_{di}	alalisvoolu aktiivvõimsus
I_{d1}	sisendvoolu keskvärtus	P_{juh}	juhtivuskadu
I_{d1ef}	sisendvoolu efektiivvärtus	p_{juh}	juhtivuskao hetkväärtus
i_{d2}	alalispingemuunduri väljundvoolu hetkväärtus	$P_{lül}$	lülitus-kaovõimsus
		P_P	trafo primaarmähise koormus
		P_S	trafo sekundaarmähise koormus

P_{TOT}	suurim lubatav kaovõimsus	U_{CE}	kollektor-emitter-pinge
q	kommutatsiooniarv	U_{CES}	suurim lubatav kollektor-emitter-pinge
Q	rektiivvõimsus	U_{CESat}	küllastuspinge
Q_f	jääklaeng, mis kantakse pooljuhist välja vastuvoolu kahanemise ajal, kui vastupinge on juba rakendunud	U_d	pinge keskvärtus, pinge alaliskomponent
Q_{rr}	taastumisaeg	u_d	alaldatud pinge hetkväärtus
Q_S	siirdes salvestunud laeng	u_A	kolmnurkpinge
R	aktiivtakistus	U_{d1}	alalispingemuunduri sisend-alalispinge
R_A	ankruahela takistus	U_{d1ef}	sisendpinge efektiivväärtus
R_d	siludrosseli takistus	U_{d2a}	alalispingemuunduri väljundpinge keskvärtus
R_{DS}	kanalitakistus		suhtelisel lülituskestusel a
R_{DSon}	kanalitakistus juhtivas olekus	u_{d2a}	alalispingemuunduri väljundpinge hetkväärtus
Re	kompleksarvu reaalsosa, reaaltelg		suhtelisel lülituskestusel a
R_G	türistori tüürahela voolu piirav takistus	U_{def}	alaldatud pinge efektiivväärtus
R_L	koormustakistus	U_{di}	tüüritava alaldi tühijooksupinge tüürmurga $\alpha=0$
R_m	muunduri sisetakistus	U_{di0}	korral, mittetüüritava alaldi väljundpinge
R_S	šundi takistus	$U_{di\alpha}$	tüüritava alaldi tühijooksupinge tüürmurga $\alpha>0$
r_T	diferentsiaaltakistus		korral
R_{thch}	soojustakistus korpuse kontaktpinna ja jahutusradiaatori vahel	U_{din}	nimi-alalispinge
R_{thha}	soojustakistus jahutusradiaatori ja jahutuskeskkonna vahel	U_{dr}	aktiivpingelang
R_{thjc}	soojustakistus pn-siirde ja korpuse kontaktpinna vahel	U_{DRM}	türistori suurim perioodiliselt lubatav päripinge
s	jadamisi ühendatud faasiharude arv		suletud olekus
s	asünkroonmasina libistus	U_{DS}	neelu ja lätte vaheline pinge
S_d	alalisvoolu näivvõimsus	U_{DSS}	suurim lubatav neelu ja lätte vaheline pinge
S_T	trafo võimsus	U_{dx}	kommutatsiooni pingelang
s_v	vääratustlibistus	U_F	päripingelang
τ	ajakonstant, laengukandjate eluiga	U_{F0}	kanalipinge e. lävipinge
t	aeg	U_{GB}	väljatransistori paisu ja baasi vaheline pinge
T	period; temperatuur	U_{GE}	pais-emitter-pinge
T_{amb}	jahutuskeskkonna temperatuur	U_{GG}	türistori tüürahela toitepinge
t_d	viivitus	U_{GK}	türistori tüürpinge
t_{doff}	viivitus väljalülitumisel	U_{GQ}	GTO sulgeva tüürvooluimpulsi pinge
t_{don}	viivitus sisselülitumisel	U_{GS}	pais-lätte-pinge
t_f	voolu kahanemisaeg väljalülitamisel	U_{GS0}	paisu juhtpingeallika pinge
t_f	juhtivusaeg	U_{GSth}	pais-lätte-lävipinge
t_{fi}	GTO anoodvoolu kahanemise aeg	U_H	türistori hoidevoolule vastav päripinge
t_g	türistori avanemisaeg	U_j	juhtimispinge
THD	harmooniliste tegur (Total Harmonic Distortion)	u_{juh}	pingelang juhtivas olekus
T_j	siirdetemperatuur	u_k	kommutatsioonipinge
T_{jmax}	suurim lubatav siirdetemperatuur	\hat{u}_k	kommutatsioonipinge amplituudväärtus
T_L	mehaaniline koormusmoment	$u_{k\%}$	trafo lühispinge
t_q	türistori väljalülitumisaeg	U_L	pinge koormusel
t_r	voolu kasvamisega sisselülitamisel	U_n	nimipinge
t_{rr}	tõkkesuunas sulgeomaduste taastumisaeg	U_p	trafo primaarpinge efektiivväärtus
t_S	sulgeva tüürvoolu kasvamise aeg	U_R	vastupinge
t_s	sisselülituskestus; viivitus väljalülitumisel	U_{RRM}	pn-siirde nimi-vastupinge
t_{sl}	sisselülitumise kestus	U_{RSM}	vastupingestatud pn-siirde läbilöögipinge
t_u	türistori sulgeahela ümbervõnke aeg	U_S	trafo sekundaarpinge efektiivväärtus
T_v	asünkroonmasina vääratustumoment	u_S	trafo sekundaarpinge hetkväärtus
t_{v1}	väljalülitumise kestus	U_S	trafo sekundaarpinge efektiivväärtus
U_1	sisendpinge	\hat{U}_S	trafo sekundaarpinge amplituudväärtus
U_2	väljundpinge	u_{sin}	siinuspinge
u_{2-}	väljundpinge vahelduvkomponendi hetkväärtus	u_T	türistori pinge hetkväärtus
U_{2-a}	väljundpinge vahelduvkomponendi efektiivväärtus	\hat{u}_T	türistori vastupinge suurim hetkväärtus
U_α	vahelduvpingeregulaatori väljundpinge	V_{CES}	suurim lubatav kollektor-emitter-pinge
U_{AK}	anoodpinge	V_{CESat}	kollektor-emitter-küllastuspinge
U_{AN}	ankruahela nimipinge	V_{DSS}	neelu ja lätte vaheline suurim lubatav pinge
U_B	türistori blokeerpinge	V_{GES}	suurim lubatav pais-emitter-pinge
U_{BO}	türistori suurim võimalik blokeerpinge	V_{GT}	türistori avav tüürpinge
U_{BE}	baas-emitter-pinge	V_{RRM}	maksimaalne lubatav perioodiliselt korduv vastupinge
U_C	pinge kondensaatoril	V_{RSM}	maksimaalne kordumatu vastupinge e. läbilöögipinge
		V_S	juhtskeemi toitepinge
		ω	surksagedus
		w	trafo ülekanadesuhe, pulsatsioonitegur

W_{di}	alaldatud voolu pulsatsioon
W_{du}	alaldatud pinge pulsatsioon
W_{sl}	sisselülitamise kaoenergia
W_{vl}	väljalülitamise kaoenergia
X_S	trafo sekundaarmähise faasi puisteinduktiivtakistus
Z_j	etteandearv

Z_k	lühisetakistus
Z_{k^*}, Z	pooljuhtlüliti seisund
Z_L	koormustakistus
Z_{thjc}	dünaamiline soojustakistus siirde ja korpuse kontaktpinna vahel

SKEEMITÄHISED

3~U	3-faasiline pinge
A	anood
B	baas
C	kollektor; kondensaator
Δ	kolmnurklülitis
D	diod
D	neel
D_f	vabavooludiod
DZ	stabilitron
E	emitter
F	faas
G	tüürelektrood, pais
K	katood
L	drossel, induktiivtakisti
N	neutraal

n^+	tugevalt n-legeeritud pooljuhi ala
n^-	nõrgalt n-legeeritud pooljuhi ala
p^+	tugevalt p-legeeritud pooljuhi ala
p^-	nõrgalt p-legeeritud pooljuhi ala
PL	juhitav pooljuhtlüliti (jõutransistor või suletav türistor)
R	takisti, potentsiomeeter, koormustakisti
S	läte; lüliti
T	türistor
Tr	trafo
VT	transistor
Y	tähtlülitis
Z	siksaklülitis

LÜHENDID

BJT	jõu-bipolaartransistor (Bipolar Junction Transistor)	MCT	pingega tüüritav türistor (MOS-Controlled Thyristor)
DTC	momendi andurita juhtimine (Direct Torque Control)	MD	jõu-liittransistor (Monolithic Darlington)
EEPROM	elektriliselt programmeeritav ja elektriliselt kustutatav püsिमälu (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory)	MOSFET	jõu-väljatransistor (Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor)
EPROM	elektriliselt programmeeritav ja ultraviolettkiirgusega kustutatav püsिमälu (Erasable Programmable Read Only Memory)	PLM	pulsilaiusmodulatsioon (PWM - Pulse Width Modulation), pulsilaiusmuundur
FBSOA	ohutu tööala päripingel (Forward Biased Safe Operating Area)	RAM	operatiivmälu (Random Access Memory)
GTO	suletav jõutüristor (Gate Turn Off)	RBSOA	ohutu tööala vastupingel (Reverse Biased SOA)
IGBT	isoleeritud paisuga bipolaartansistor (Insulated Gate Bipolar Transistor)	RCD	takisti, kondensaatori ja diodiga ülepingskaitseahel (snubber circuit)
LTT	valgusega tüüritav türistor (Light Triggered Thyristor)	SCR	üheoperatsiooniline jõutüristor (Silicon Controlled Rectifier)
MC	mikrokontroller	SOA	ohutu tööala (Safe Operating Area)

AINEREGISTER

- Alaldi, 87, 90, 92, 93, 164, 170, 184, 186, 191
juhtsüsteemid, 185
pulsilaiusmodulatsioon-alaldi, 184
- Alaliskomponent, 130
- Alalispinge pulsilaiusmuundur (PLM)**, 119
- Alalispinge resonantsmuundur, 170
- Alalispingemuundur
juhtsüsteem, 191
ühekvastrandiline, 119
- Alalispingemuundur (PLM), 138, 139, 140, 141, 145, 146
- Alalispingemuundur (PLM):, 192, 195, 198
- Alalisvoolu vahelüli, 178, 179, 180, 182
- Alalisvoolumootor, 124
- Arvutiliides, 200
- Asünkroonmootor, 155
mehaanilised karakteristikud sagedusjuhtimisel, 181
sagedusjuhtimine, 181, 201
väärtusmoment, 180, 181
- Autonoomne vaheldi, 150
- Avariirežiim, 199, 200, 205
- Draiver, 194
- Eelnemisnurk, 94
minimaalne eelnemisnurk, 93
- Efektiivväärtus, 131, 132, 133
- Erakanal, 186
- Faasireguleerimine, 116
- Fourier analüüs, 131, 153
- Galvaaniline eraldus, 194
- Ideaalne pooljuhtlüliti, 119
- Ideaalne voolusilumine, 82
- Impulssreguleerimine, 116
- Integraalsed juhtsüsteemid, 192
- Inverter, 147
- Jadaresonantsvaheldi, 173
- Jahutus
sundjahutus, 205
- Juhtfunktsioon, 152, 155, 157, 194
- Juhtmistegur, 153, 154
- Juhtsüsteemid, 185, 190, 195, 198
alalispingemuundurid, 191
võrguga sünkroniseeritud muundurid, 185
- Jõumuundurite iseärasused automaatikasüsteemis, 202
- Jõutransistor
isoleeritud paisuga bipolaartransistor (IGBT), 148, 155, 205, 206
kanalitakistus, 205
väljatransistor (MOSFET), 148, 206
- Jõutüristor
nõuded tüüripulssidele, 186
sulgumisaeg, 94, 171
- Kahekvastrandiline voolusuunda muutev PLM, 140
- Katkematu toite allikas (UPS), 147
- Katkevoolu-režiim, 125
- Keskväärtus, 129, 130
- Kolmnurk-nelinurk-modulatsioon, 152
- Kolmnurk-sinusmodulatsioon, 194
- Kolmnurk-sinus-modulatsioon, 154
- Kommutatsioon**, 86, 94, 183
alaldi väljundpinge kommutatsiooni kestel, 91
kommutatsiooniarv, 92
kommutatsiooninurk, 86, 90, 94
- Kommutatsiooni algnurk, 89
- Kommutatsiooni viga, 93
- Kommutatsiooninurk, 89
- Kommutatsioonipinge, 87
- Kommutatsioonirühm, 92
- Koondkanal, 186
- Koormus, 141, 143, 170
induktiivse iseloomuga, 148
- Laiusimpulssmodulatsioon, 120
- Laviindiood, 205
- Laviintüristor, 205
- Liigpingekaitse, 205
- Liigtemperatuurikaitse, 206
- Liigvoolukaitse, 205
- Loomulik kommutatsioon, 87
- Lubatav väljalülitusviivitus, 205
- Lühisekaitse, 205
- Lülituskestus, 136, 137, 157, 161
- Lülitussagedus, 136, 138, 140, 159, 163, 166, 169, 174, 191
- Mikroarvuti, 195
- Mikrokontroller, 195
- Mikrokontroller (MC), 196, 197
- Mikroprotsessor, 201
- Mikroprotsessorjuhtimine, 194
- Mikroprotsessor-juhtsüsteem, 161
- Minimaalvool, 125
- Momendi otsejuhtimine (DTC), 200
- Muundur
töö automaatikasüsteemis, 202
- Muunduri dünaamika, 202
- Muunduri ja automaatikasüsteemi matemaatiline mudel, 202
- Muundurid, 140, 141, 198, 205
aseskeem, 158
integraalsed juhtsüsteemid, 190
juhtsüsteemid, 190, 192, 195, 198
kaitse avariirežiimides, 199
osaliselt tüüritavad, 178
võimsustegur, 198
võrguga sünkroniseeritud, 169
- Muundurite juhtsüsteemid, 185
- Muundurite kaitse, 205
- Muundurite mudelid, 203

Pinge harmoonilised, 150
 Pingeregulaatorid ja -lülitid
 alalispinge, 132
 Pingevaheldi, 150, 155, 159, 193, 194
 Pingevektori juhtimine, 157, 163
 PLM-kandevsagedus, 198
 PLM-signaali moodustamine, 197
 Plokkjuhtimine, 151, 155
 Pooljuhtlüliti, 134, 139, 140, 143, 152, 194
Pooljuhtlülite olekud, 159
 Programmiline regulaator, 203
 Programne regulaator, 200
 Protsessor, 195
 Pulsatsioon, 122, 135, 136, 184
 Pulsi-amplituud-modulatsioon (PAM), 178
 Pulsilaiuse modulatsioon, 120
 Pulsilaiusmodulatsioon-alaldi, 184
 Pulsilaiusmuundur (PLM), 140, 145
 Pulsjuhtimine, 157
 Põhiharmoonilise osakaal, 151

Raadiohäired, 169
 Rakendusotstarbeline integraallülitus (ASIC), 201
 Regulaator, 203
 Regulaatori häälestamine, 203
 Reguleerimistunnusjoon, 142
 Resonantsvaheldi, 169
 koormusega sünkroniseeritud, 169
 pingevaba kommutatsiooniga, 169
 vooluvaba kommutatsiooniga, 169
 Rööpresonantsvaheldi, 170

Sagedusmuundur, 184, 185
 alalisvoolu-vahelüliliga, 178
 juhtimine, 198
 juhtimisalgoritm, 201
 juhtprogramm, 201
 juhtsüsteemi plokk skeem, 201
 juhtsüsteemid, 198
 kaksik-pulsilaiusmodulatsiooniga, 176, 182, 184
 kolmefaasiline maatriks-sagedusmuundur, 185
 kolmnurkjuhtimine, 182
 maatriks-sagedusmuundur, 182
 vahetu, 182
 väljundpinge ja -sageduse juhtimine, 180
 Sagedusmuundurid
 maatriks-sagedusmuundur, 176
 Signaaliprotsessor, 195
 Sildalaldi, 186, 187
 Snubber, 205
 Suhteline lülituskestus, 120, 136, 137
 Sünkrolüli, 187

Sünkroonmasin, 183

Trafomähiste puisteinduktiivsus, 87
 Trapetsjuhtimine, 183
 Tsüklokonverter, 182
 kolmnurkjuhtimine, 182
 põhipuudused, 184
 trapetsjuhtimine, 183
 Tüürlüli, 190, 194
 Tüürnurk, 87, 182, 183, 205
 maksimaalne tüürnurk, 93, 94

Vaheldi, 93, 94, 145, 147, 153, 159, 170, 194, 197
 autonoomne, 147, 150, 157
 eelnemisnurk, 93, 94
 juhtfunktsioonide moodustamine, 152
 juhtimine, 193
 juhtsüsteemid, 185
 kolmefaasiline pinge vaheldi, 155
 kolmefaasiline vaheldi, 158
 kommutatsioon ja vääratus, 93
 mittesümmeetriline juhimine, 152
 pingevaheldi, 150, 159, 193, 194
 pingevektori juhtimine, 163
 plokkjuhtimine, 151, 155
 plokkjuhtimine, 147
 pulsi-amplituudmodulatsiooniga, 178
 pulssjuhtimine, 147
 resonantsvaheldid, 170
 sümmeetriline juhtimine, 152
 vooluvaheldi, 147
 vooluvektori juhtimine, 165
 võrguga sünkroniseeritud, 178, 186, 190
 väljundpinge harmoonilised, 153

Vaheldid
 juhtsüsteemid, 195
 Vahelduvpingeregulaator, 115, 190
 Vahelduvpingeregulaatorid
 juhtsüsteemid, 185
 Vahelduvvoolulüliti, 115
 Vahetu sagedusmuundur, 182
 Vastudiood, 148
 Vektorjuhtimine, 181
 pingevektori juhtimine, 157
 Vektormodulatsioon, 157
 Viivituslüli, 188
 Voolumuut, 122
 Vooluvaheldi, 164
 kolmefaasiline, 164
 Pooljuhtlülite olekud, 165
 Vooluvektori juhtimine, 165, 166
 Võimsustegur, 183, 198