

**O'ZBEKISTON RESPUBLIKASI OLIY VA O'RTA MAXSUS TA'LIM
VAZIRLIGI**

BUXORO MUXANDISLIK-TEXNOLOGIYA INSTITUTI

Qo'l yozma huquqida

UDK 621.303

G'Afforov Komil Kamol o'g'li

**O'zgaruvchan tok elektr yuritma tezligini chastotaviy rostlash tizimidagi
chastota o'zgartirgichlarning matematik ifodalash**

5A 310701- Elektr mexanikasi (tarmoqlar bo'yicha)

Magistr akademik darajasini olish uchun yozilgan dissertatsiya

Ilmiy rahbar:

f.-m.f.n. Xafizov I. I.

BUXORO-2016

ANNOTATSIYA

Ushbu magistrlik dissertatsiyasi ishi o‘zgaruvchan tok elektr yuritma tezligini chastotaviy rostlash tizimidagi chastota o‘zgartirgichlarning matematik ifodalash masalasiga qaratilgan. Ishida o‘zgaruvchan va o‘zgarmas tok elektr yuritmalarda eng ko‘p qo‘llaniladigan avtonom kuchlanish invertorli va boshqariluvchan to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichlar, avtonom kuchlanish invertorli va boshqariluvchan to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichlar, hamda tok bilan boshqariladigan avtonom invertorli chastota o‘zgartirgichlarning ishslash jarayonining matematik ifodalashga va o‘zgartirgichlarning kattalik va parametrlarini hisoblash, algoritm va usullarini yaratish masalalariga qaratilgan.

Аннотация

В данной магистрской диссертационной работе рассмотрено математическое описание преобразователей частоты в системе частотного регулирования скорости электропривода переменного тока. Магистрская диссертационная работа, посвящена описанию преобразователь частоты с автономным инвертором напряжение а также преобразователи частоты с автономным инвертором управляемым током. Работа также направлена к вопросам исследовании рациональному моделью, алгоритму и методам расчёта преобразователей.

The summary

In given magistr to dissertational work the mathematical description of converters of frequency in system of frequency regulation of speed of the electric drive of an alternating current is considered. Magistrsky dissertational work, is devoted the description the converter of frequency with the independent inverter pressure and the operated rectifier, the converter of frequency with the independent inverter of pressure and pulse-width modulation and also converters of frequency with the independent inverter an operated current. Work also is directed to questions research rational by model, to algorithm and methods of calculation of converters.

Mundarija

| | |
|---|-----|
| KIRISH..... | 4 |
| 1-BOB. O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMA TEZLIGINI CHASTOTAVIY ROSTLASH TIZIMIDAGI CHASTOTA O'ZGARTIRGICHLARNI MATEMATIK IFODALASH..... | 12 |
| 1.1. Avtonom kuchlanish invertorli va boshqariluvchan to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichlar | 12 |
| 1.2. Avtonom kuchlanish invertorli va keng impulsli modulyasiyali chastota o‘zgartirgichlar | 16 |
| 1.3. Boshqariladigan tok avtonom invertorli chastota o‘zgartirgichlar | 24 |
| 1.4. O‘zgarmas tok zvenoli chastota o‘zgartirgichdan ta’minot olayotgan motorning tormoz rejimi | 35 |
| 1.5. O‘zgarmas tok zvenoli chastota o‘zgartirgichdan ta’minot olayotgan dvigatelning tormoz rejimi | 42 |
| 2-BOB. STATORDAGI KUCHLANISH CHASTOTASINI O'ZGARTIRISH ORQALI O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMA TEZLIGINI ROSTLASH TAMOYILLARI | 45 |
| 2.1. Asinxron motorli elektr yuritma tezligini U/f- rostlash..... | 45 |
| 2.2. Asinxron motorli elektr yuritmani vektorli boshqarish..... | 53 |
| 2.3. Asinxron motor momentini to‘g‘ridan to‘g‘ri boshqarish | 61 |
| 2.4. O‘zgaruvchan tok elektr yuritma tezligini aniqlash..... | 67 |
| 3-BOB. STATORDAGI KUCHLANISH CHASTOTASINI O'ZGARTIRISH ORQALI O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMA TEZLIGINI ROSTLASH TIZIMLARI..... | 79 |
| 3.1. Statordagi oqim ilashuvi doimiy bo‘lgan holatdagi asinxron motorli elektr yuritmaning tezlik bo‘yicha yopiq rostlash tizimi | 79 |
| 3.2. Rotordagi oqim ilashuvi domiy bo‘lgan holdagi asinxron motorli elektr yuritmaning tezlik bo‘yicha yopiq rostlash tizimi | 85 |
| 3.3. Asinxron motorni vektorli boshqarishda va oqim modeli bo‘yicha rotor oqim ilashuvini aniqlashda elektr yuritma tezligini rostlash tizimi | 92 |
| 3.4. Ventil motorli elektr yuritmani boshqarish tizimi | 101 |
| XULOSA..... | 107 |
| Foydalanilgan adabiyotlar:..... | 109 |

KIRISH

Sanoat elektr yuritmalar rivojlanishining zamonaviy bosqichi o‘zgaruvchan elektr yuritmalarini qo‘llanish sohasining sezilarli darajada kengayganligi bilan xarakterlanadi. Ayniqsa bu jarayon, rostlash xususiyati bir muncha yaxshiroq bo‘lgan mustaqbil qo‘zg‘atishli o‘zgarmas tok dvigatelli elektr yuritmalar qo‘llanilgan sanoat korxonalarda (masalan, metallarga qayta ishlov beruvchi korxonalar, qog‘oz sanoati va h.k.), shunindek texnologik parametrlar elektr yuritma vositalari bilan rostlanmaydigan sohalarda (masalan, nasos stansiyalavri va havo ventillyatorlarida) yaqqollar namoyon bo‘la boshladi.

Asinxron dvigatel yaratilishining asosiy omili aylanuvchan magnit maydon hodisasining ochilishi hisoblanadi. Bu hodisa bir vaqtning o‘zida va bir-biridan mustaqbil ravishda ikki olim G. Ferraris (Italiya) va N. Tesla (AQSH) tomonidan kafsh qilingan va 1888 yilda chop etilgan. SHu vaqtning o‘zida rus elektrotexnigi M.O. Dolivo-Dolrovolskiy tomonidan uch fazali asinxron dvigatel konstruksiyasi ishlab chiqildi va 1889 yilda ushbu olim tomonidan rotor cho‘lg‘amining shakli olmag‘on g‘ildiragini eslatuvchi qisqa tutashtirilgan rotorli asinxron motor ishlab chiqildi. Zamonaviy asinxron dvigatelning konstruksiyasi o‘sha paytdayoq ishlab chiqilgan bo‘lib shu kungacha saqlanib qolgan va u hozirda eng arzon va uzoq muddat ishslash qobiliyatiga ega bo‘lgan elektr motorlardan biri bo‘lib hisoblanadi.

Qisqa tutashtirilgan rotorli asinxron dvigatel eng keng tarqalgan elektr motorlardan hisoblanadi. Bu undagi kontakt xalqalarning va cho‘tkalarning mavjud bo‘lmasligi bilan bog‘liq ravishda konstruksiyasining soddaligi va yuqori ishonchliligi bilan tushuntiriladi. Asinxron dvigatel tezligini rostlash usuli nazariy jihatdan ma’lum bo‘lsada, u uzoq muddat asosan rostlanmaydigan elektr eritmalar uchun qo‘llanilib kelindi. Bir vaqtning o‘zida rostlanadigan o‘zgaruvchan elektr yuritmalar yaratish borasida amaliy ishlar olib borildi. Asinxron dvigateli rostlashning ma’lum bo‘lgan barcha usullari ichida (stator cho‘lg‘amidagi kuchlanish o‘zgarishini rostlash, juft qutblar sonini o‘zgartirish, faza rotorli

dvigatellar uchun rotor zanjiriga qo'shimcha qarshilik yoki qo'shimcha EYUK ulash) faqatgina statordagi kuchlanish chastotasining o'zgartirish bilan bog'liq bo'lgan rostlanadigan elektr yuritmalar tezlikni keng diapazonda rostlash va uni yuqori aniqlikda ta'minlash talab qiladigan qurilmalarda qo'llanilib kelgan mustaqqilqo'zg'atishni o'zgarmas tok dvigatelli elektr yuritmalar uchun raqobatbardosh bo'lib qoldi. Asinxron dvigatelning statorida elektrik fazoda bir-biridan 120^0 el.grad.ga siljigan uch fazali stator cho'lg'ami joylashgan bo'ladi. Agar dvigatel faza rotorli bo'lsa rotorda ham uch fazali cho'lg'am, agar dvigatel qisqa tutashtirilgan rotorli bo'lsa rotorda olmog'on g'ildiragi shaklini eslatuvchi cho'lg'am mavjud bo'ladi.

Stator cho'lg'ami uch fazali simmetrik sunusoidal kuchlanish bilan ta'minot oladi

$$u_{1A} = U_{1max} \sin \omega_{0el} t ;$$

$$u_{1B} = U_{1max} \sin(\omega_{0el} t - 2\pi/3) ;$$

$$u_{1C} = U_{1max} \sin(\omega_{0el} t - 4\pi/3),$$

bu era U_{1max} -stator ta'minot kuchlanishining amplituda qiymati; ω_{0el} - stator ta'minot kuchlanishining burchak chastotasi; t - vaqt.

Ta'minot kuchlanishining burchak chastotasi

$$\omega_{0el} = 2\pi f$$

bu erda f - stator ta'minot kuchlanishiningchastotasi, Gs.

u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} faza kuchlanishlar vaqt bo'yicha bir-biridan $2\pi/3$ rad.ga, ya'ni 120^0 ga siljigan bo'ladi. Cho'lg'amlarning fazoviy joylashuvi va kuchlanishlarning vaqt bo'yicha siljishlarining mos tushishi motorning magnit tizimida aylanuvchan magnit maydonning shakllanishiga olib keladi.

Agar stator cho'lg'amidagi juft qutblar soni birga teng bo'lsa ($p_n = 1$), unda fizik va elektrik fazo bir-biri bilan mos tushadi va cho'lg'amlar fizik fazoda ham, elektrik fazoda ham bir-biridan 120^0 ga siljigan bo'ladi. Bu holatda ta'minot

kuchlanishining bir davriga teng vaqt mobaynida, magnit induksiyaning maksimumi motor o‘qiga perpendukulyar bo‘lgan tekislik bo‘yicha bir marta to‘liq aylanib chiqadi, 2π rad.ga buriladi. Bunda fizik fazoda aylanayotgan maydonning burchak tezligi ta’minot kuchlanishining aylanma chastotasi ω_{0el} ga teng bo‘ladi. Agar juft qutblar soni birdan katta bo‘lsa, unda faza cho‘lg‘amlari elektrik fazoda bir-biriga nisbatan $2\pi/3$ el.rad.ga, fizik fazoda esa $2\pi/3 p_n$ rad.ga siljigan bo‘ladi. Bu shuni anglatadiki, masalan, $p_n = 2$ bo‘lganda ta’minot kuchlanishining bir davri mobaynida elektrik fazoda 2π el.rad.ga burilgan maydon fizik fazoda faqatgina π rad.ga buriladi, ya’ni yarim aylanaga. Maydon tezligi elektrik fazoda $\omega_{0el} = 2\pi f$ ga teng bo‘lgan holatda fizik fazoda ikki marta kam qiymatga ega bo‘ladi. Umuman olganda bu tezliklar orasidagi munosabat quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$\omega_0 = \omega_{0el}/p_n = 2\pi f/p_n.$$

Stator magngit maydoning kuch chiziqlari rotor faza cho‘lg‘amining o‘ramlari bilan yoki rotor olmog‘on g‘ildiragining o‘zaklari bilan ta’sirlashib, una EYUKni hosil qiladi. Ushbu EYUK ta’siri natijasida rotor cho‘lg‘amida tok oqib o‘tadi va bu tokning stator maydoni bilan o‘zaro ta’sirlashish oqibatida (aylanuvchan) elekromagnit moment hosil bo‘ladi. Ravshanki, rotor EYUKihamda rotor cho‘lg‘amidagi tok nolga teng emas, va mos ravishda elekromagnit moment ham noldan farq qiladi faqatgina qachonki statoring maydon tezligi bilan rotor maydonining tezligi teng bo‘lmagan holda, ya’ni rotor va maydon asinxron ravishda aylanganda. Rotor EYUKi ω_p chastotasi quyidagi formuladan topiladi:

$$\omega_p = \omega_{0el} - p_n \omega$$

bu erda ω - dvigatelning fizik fazodagi burchak tezligi; $p_n \omega$ - rotorning burchak tezligi, el.rad.

Odatda stator va rotor cho‘lg‘amlari o‘ramlarining soni turlicha bo‘ladi. Bu esa ularda kechayotgan jarayonlarni bir vaqtning o‘zida qarab chiqish imkoniyaniti qiyinlashtiradi. SHuning uchun hisoblashlarni amalga oshirish chog‘ida rotor

cho‘lg‘ami stator cho‘lg‘amiga shunday “yaqinlashtiriladi”ki, ularning o‘ramlari soni teng bo‘lsin va bu stator cho‘lg‘amining ish rejimiga ta’sir ko‘rsatmasin. Buning uchun amalga oshirilgan yaqinlashtirish oqibatida stator va rotor cho‘lg‘amlarini bog‘lovchi magnitlovchi kuch va asosiy magnit oqimi o‘zgarmas saqlanishi kerak, ya’ni quyidagi tenglik bajarilishi zarur

$$i'_2 w'_2 = i'_2 w_1 = i_2 w_2,$$

bu erda i_2 - rotorcho‘lg‘amida tok; w_1 va w_2 - mos ravishda stator va rotor faza cho‘lg‘am o‘ramlarining soni (shtrix bilan $k_T = w_1/w_2$ transformatsiya koeffitsienti orqali statorga yaqinlashtirilgan rotor kattaliklari).

Agar rotoring aktiv va induktiv qarshiliklarini qiymatlarini R_{2p} va L_{2p} deb belgilasak, unda ularning statorga yaqinlashtirilgan qiymatlari $R_2 = k_T^2 R_{2p}$ va $L_2 = k_T^2 L_{2p}$ kabi aniqlanadi. Rotor cho‘lg‘amidagi kuchlanish va tokning yaqinlashtirilgan absolyut qiymatlari quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$|U_2| = k_T |U_{2p}|; \quad |I_2| = k^{-1} |I_{2p}|.$$

Ma’lumotnomalarda asinxron dvigatelning rotori uchun keltirilgan parametrlar asosan statorga yaqinlashtirilganlari beriladi. Qisqa tutashtirilgan rotorli dvigatellar uchun statorga yaqinlashtirilgan faza rotorli dvigatelga ekvivalent bo‘lgan kattaliklar keltirilgan bo‘ladi. SHuning uchun bundan keyingi bayonlarimizda statorga yaqinlashtirilgan dvigatel parametlarini varotoring statorga yaqinlashtirilgan kattaliklarini shtrix bilan belgilashni qabul qilmaymiz. Ma’lumotnomalarda kuchlanish va tokning effektiv (ta’sir etuvchi) qiymatlari keltiriladi. Lekin hozirgi kunda o‘zgaruvchan tok motorlarida kechadigan elektromagnit jarayonlarni matematik ifodalash uchun kuchlanish, tok va oqim ilashuvlarining fazoviy vektorlaridan keng foydalanilmoqda. Ushbu fazoviy vektorlarning modullari mos kattalakkarning amplituda qiymatlariga teng bo‘ladi. Ma’lumki, sinusoidal kattalikkarning amplituda va effektiv qiymatlari o‘zaro $\sqrt{2}$ koefitsient orqali bog‘langan bo‘ladi. SHuning uchun fazoviy vektorlarni

modullarini $|\tilde{U}|, |\tilde{I}|, |\tilde{\Psi}|$ kabi belgilab $|\tilde{U}| = \sqrt{2}U; |\tilde{I}| = \sqrt{2}I; |\tilde{\Psi}| = \sqrt{2}\Psi$, kabi yozishimiz mumkin, bu erda U, I, Ψ - kattaliklarning ta'sir etuvchi qiymatlari.

Stator cho'lg'amlari yulduz (Y)yoki uchburchak (Δ) shaklida ulanishi mumkin. Asinxron dvigatelning pasport parametrlarida odatda stator kuchlanish va tokining nominal qiymatlari keltirilgan bo'ladi, masalan: $U_{nY}/U_{n\Delta} = 380/220 B$; $I_{nY}/I_{n\Delta} = 1,2/2,078 A$.

Vektorli ifodalashda fazoviy vektor moduli stator cho'lg'amidagi kuchlanish va tokning amplituda qiymati kabi aniqlanadi, xususan, faza kuchlanishi va toki uchun:

$$|\tilde{U}_1| = \sqrt{2}U_1 = (\sqrt{2}/\sqrt{3})U_{1Y} = \sqrt{2}U_{1\Delta};$$

$$|\tilde{I}_1| = \sqrt{2}I_1 = \sqrt{2}I_{1Y} = (\sqrt{2}/\sqrt{3})I_{1\Delta},$$

bu erda U_1, I_1 - mos ravishda faza kuchlanishi va tokining effektiv qiymatlari.

Sinxron dvigatelli elektr yuritmalarda esa qo'llaniladigan o'zgartirgichchlarni ikki guruhga bo'lish mumkin [52]: tashqi boshqaruv tizimiga ega bo'lgan va o'z-o'zini boshqaruvchi sinxron dvigatelli elektr yuritmsalar.

Birinchi guruhga 3-bobda ko'rib o'tildigan elektr yuritmalar ta'luqlidir. Agar bunday elektr yuritma rostlanadigan bo'lsa, unda chiqishidagi kuchlanish va chastota bir-biriga bog'liq bo'lmanagan ravishda rostlanadigan elektr manbaidan ta'minlanadi. Lekin tashqi boshqaruv tizimiga ega bo'lgan sinxron dvigatelli elektr yuritmadan foydalanishning cheklovleri mavjud. Rostlanmaydigan elektr yuritmalarda sinxron dvigatel bevosita tarmoqdan ta'minot oladi. Bunday elektr yuritmalar asosan katta quvvatli qurilmalarda qo'llaniladiki, ularda dvigatelning qo'zg'atish tokiga ta'sir ko'rsatish orqali oshib boruvchi quvvat koeffitsientini ta'minlash imkoniyati mavjud bo'ladi. Bu esa sinxron dvigatelli elektr yuritmadan tashqari aktiv-induktiv yuklamaga ega bo'lgan juda ko'p sonli elektr energiya iste'molchilari (masalan, asinxron dvigatelli elektr yuritmalar) mavjud bo'lgan korxonaning umumuy quvvat koeffitsientini oshirish imkoniyatini beradi.

Ikkinchi guruh elektr yuritmalarda berilayotgan kuchlanish chastotasining qiymati dvigatel rotorida joylashgan rotor holatining datchigi orqali belgilanadi. Bunda rotor bilan bog‘langan rotor oqimi vektoriga nisbatan stator toki fazoviy vektorining holatiga ta’sir etish imkoniyati mavjud bo‘ladi. O‘z-o‘zini boshqaradigan sinxron dvigatelli elektr yuritmalarni turlicha nom berish qabul qilingan: “kontaksiz o‘zgarmas tok dvigateli”, “ventil dvigatelli elektr yuritma”, “servoelektr yuritma”. Oxirgi ibora motorni u yoki bu sohada yordamchi zveno sifatida qo‘llanilishini bildiradi. Masalan, tokarlik stanoklarda asosiy harakat yuritmasi – ishlov berilishi kerak bo‘lgan detallni aylantiruvchi yuritmadan farqli ravishda uzatish yuritmalari yordamchi hisoblanadi. Bunday elektr yuritmalarga yuqori dinamika talablari qo‘yiladi. Keyingi paytlarda chet el texnik adabiyotlarida servodvigatel deganda odatda o‘z-o‘zini rostlaydigan kichik inersionli o‘zgarmas magnitli sinxron dvigatellar tushuniladi.

Ushbu magistrlik ishida, rotorida o‘zgarmas magnit va shu bilaan birga rotor holatining datchigi hamda rotor holatining boshqarish funksiyasining bajaruvchichi ta’milot manbasi bo‘lgan sinxron elektr dvigatellar uchun “ventilli dvigatellar” iborasi qo‘llanilgan. “Kontaksiz o‘zgarmas tok dvigatellari” [50] iborasi stator toki to‘g‘ri burchak shakliga ega bo‘lgan va rotor holatitning datchigi o‘rnatilgan sinxron dvigatellar uchun saqlab qolingga.

Faza toklarining shakli sinusiodal bo‘lgan tokda ishlovchi zamonaviy ventilli dvigatellar havo oralig‘idagi magnit oqimning yuqori zichligi bilan, elektromagnit moment va inersiya momenti orasidagi nisbatning kattaligi bilan, tezlikni rostlashning hamma diapazonida momentning kichik pulsatsiyasi bilan, shuningdek qo‘zg‘almas dvigatelda momentni boshqarish imkoniyati borligi bilan xarakterlanadi. Ular juda yaxshi quvvat koefitsientiga ega. Ventilli dvigatellar nominal momenti bir necha o‘n nyuton metr qilib ishlab chiqariladi va yuroqi statik va dinamik xarakteristika talab qiladigani elektr yuritmalari mavjud turli mexanizmlarda qo‘llaniladi.

Mavzuning dolzarbliyi. Bugungi kunda o‘zgaruvchan tok dvigatelli elektr yuritmalarining eng ko‘p tarqalgan turlari o‘z tarkibida o‘zgarmas tok zvenoli

chastota o'zgartirgich va keng impuls modulyasiyali invertor asosidagi o'zgartirgichlarni oladi. O'zgartirgichda tashqi interfeysli va mikroprotsessor boshqaruvli elektr eritmani boshqarish tizimi o'rnatilgan bo'lib, u foydalanuvchiga elektr yuritmani sanoat korxonalarining turli xil sohalari ishlatisning maksimum imkoniyatini beradi.

O'zgarmas tok zvenoli o'zgartirgichlarda o'zgaruvchan chiqish kuchlanishi avtonom invertor yordamida o'zgarmas tokdan shakllanadi. Odatda ta'minot manbai sifatida o'zgaruvchan tok tarmog'i hisoblanganligi uchun chastota o'zgartirgich tarkibida boshqariluvchi yoki boshqarilmaydigan to'g'rilagichlar kiradi. Bunday o'zgartirgichlar chiqish chastotasining maksimal qiymatiga chelov qo'yaydi. O'zgarmas zvenoli chastota o'zgartirgich ikkiga: avtonom tok invertori va avtonom kuchlanish invertoriga bo'linadi. Hozirgi kunda avtonom kuchlanish invertorli o'zgartirgichlar nisbatan eng miqyosda qo'llanilmoqda.

Ishning maqsadi: Ilmiy ishdan asosiy maqsad chastotaviy boshqariladigan elektr yuritma tizimidagi chastota o'zgartirgichlarni maematik ifodalanishini ishlab chiqish hamda avtomatlashtirilgan sxemalarini tahlil qilib, ularni optimallashtirishni asoslab tadbiq etish bo'yicha tavsiyalar ishlab chiqish.

Ishning amaliy ahamiyati: Magistrlik ishida ochib berilgan chastota o'zgartirgichlarning ishlash prinsipi zamонавиy elektr yuritmalarda qo'llaniladigan elektr o'zgartirgichlarni qo'llash mezonlarini aniqlashda yordam beradi.

Tadqiqot usullari. Tadqiqotlar jarayonida analitik va tajriba usullari: kuchlanish avtonom invertori va tok avtonom invertori tadqiqoti, graf modellari, boshqarish nazariyasi, o'lchov o'zgartirgichlari nazariyasi, modellashtirish, ehtimolliklar, xatoliklarni tadqiq etish va ishonchlilikni hisoblash usullari qo'llanilgan.

Dissertatsiya tadqiqotining ilmiy yangiligi quyidagilardan iborat:

- avtonom kuchlanish invertorli va boshqariluvchan to'g'rilagichli chastota o'zgartirgichlarning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- kuchlanish avtonom invertori va keng-impulslı modulyasiyali chastota o'zgartirgichning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;

- kuchlanish avtonom invertorli va keng-impulsli modulyasiya vektorli chastota o‘zgartirgichlarning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- tok bilan boshqariladigan avtonom invertorli chastota o‘zgartirgichning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- o‘zgarmas tok zvenoli chastota o‘zgartirgichdan ta’minot olayotgan dvigatelning tormoz rejimining matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;

Dissertatsiya tarkibining qisqacha tavsifi. Dissertatsiya ishi kirish, 3 bob, 12 band, xulosa, foydalanilgan adabiyotlar ro‘yxati va ilovadan iborat bo‘lib, 96 betni tashqil etdi. Unda 35 ta rasm va grafiklar, 8 ta jadvallar o‘z aksini topgan.

1. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Зависимости профил внедрении имплантированных ионов по глубине в GaAs(001)<110> от угла бомбардировки в создания солнечных фотоэлементов, муқобил енергия манбалари ва улардан фойдаланишнинг долзарб муаммолари республика илмий-техник анжумани материаллари / БухДУ, 2015.
2. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Частота ўзгарткич-мотор тизимлари ва уларнинг асосий кўрсатгичлари, замонавий ишлаб чиқаришнинг мухандислик ва технологик илмий-амалий муаммолари мавзусида профессор-ўқитувчилар, катта илмий ходим-изланувчилар ва магистрлар илмий-амалий анжуман материаллари / БухМТИ, 2015.
3. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Преимущества использования регулируемого электропривода в технологических процессах, замонавий ишлаб чиқаришнинг мухандислик ва технологик илмий-амалий муаммолари мавзусида профессор-ўқитувчилар, катта илмий ходим-изланувчилар ва магистрлар илмий-амалий анжуман материаллари / БухМТИ, 2015.
4. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Ўзгармас ток звеноли ва бошқарилувчи тўғрилагичли частота ўзгартиргични математик ифодалаш, Фан ва технологиялар тараққиёти материаллари / БухМТИ, 2016.

**O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMALARNING TEZLIGINI
CHASTOTAVIY ROSTLASH TIZIMIDAGI CHASTOTA
O'ZGARTIRGICHALAR**

**1.1. Avtonom kuchlanish invertorli va boshqariluvchan to‘g‘rilagichli
chastota o‘zgartirgichlar**

Asinxron dvigatelning stator cho‘lg‘amida ishlovchi chastota o‘zgartirgich 1.1 rasmida tasvirlangan. Uning tarkibiga kiruvchi elementlar: invertorni boshkarish tizimi (IBT) bo‘lgan avtonom kuchlanish invertori (AKI) va boshqariluvchi to‘g‘rilagich (BT). To‘g‘rilagichning chiqishida to‘grilangan kuchlanish U_d ni silliqlovchi *LC*-filtr qo‘yilgan. Dvigateli tormoz rejimiga o‘tkazadigan K_T kalit ulangan tormoz rezistori R_T da tormozlash energiyasi sochiladi. Sanoat qurilmalarida boshqariluvchi to‘g‘rilagich chastotasi 50 Gs bo‘lgan o‘zgaruvchan tok tarmog‘idan ta’milot oladi. Uning uchun boshqaruvchi ta’sir, to‘g‘rilagich bilan boshqariladigan tizim (TBT) kirishiga beriladigan kuchlanish signali hisoblanadi.

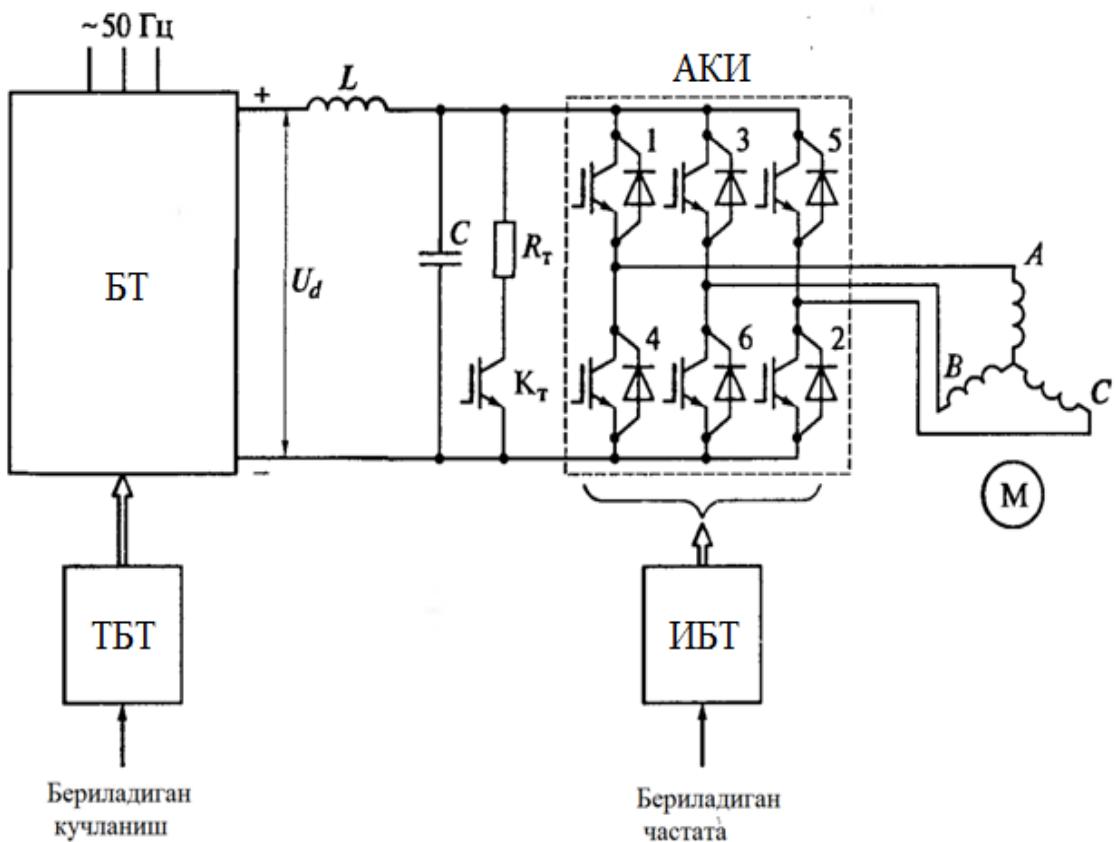
Invertorning kuch qismidagi keng ko‘p tarqalgan sxema uch fazali ko‘priksimon sxema hisoblanib, rasmida u 1...6 raqamlar bilan belgilangan oltita boshqariluvchi kalitlar iborat (1.1-rasmga q.). Ushbu kalitlar ikkitomonlama o‘tkazuvchanlikni ta’minlashi kerak. Hozirgi vaqtda bu kalitlar uchun odatda tokning to‘g‘ri yo‘nalishda, kuchlanish U_d ning plyusidan munisi qarab oqishini ta’minlovchi tranzistorlar ishlataladi. Teskari o‘tkazuvchanlik tranzistorlarga teskari tok diodlarni paralel ulash orqali amalga oshiriladi. Ular yordamida tranzistorlarning kommutatsiya jarayonlari va dvigatelning tormoz rejimlari uchun teskari tok oqadigan zanjir hosil qilinadi.

O‘zgartirgich chiqishidagi ω_{0el} chastotani boshqarish invertorning boshkarish tizimiga ta’sir ko‘rsatish orqali amalga oshiriladi. Invertorning boshkarish tizimida chastota berilayotgan signal doimiy boshqarish signallariga aylantirilib o‘rnatilgan algoritmga mos ravishda invertordagi tranzistorlarga

beriladi. Invertor chiqishidagi o‘zgaruvchan tok kuchlanishing amplutuda qiymati o‘zgartirgichdagi chiqish kuchlanishi shakllanadigan to‘g‘rilangan kuchlanish qiymati bilan aniqlanadi.

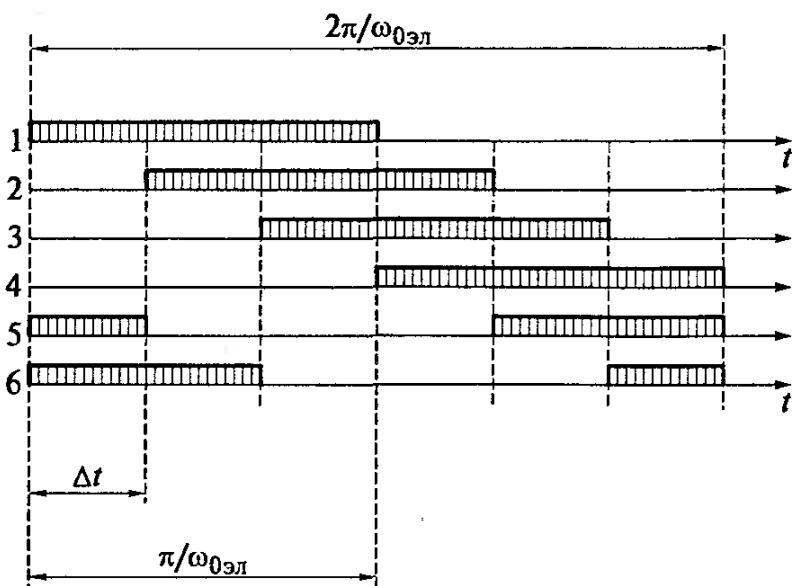
Kalitlar zanjir holatining burchak davomiyligi π ga teng bo‘lgandagi invertor kalitlar holatining diagrammasi 1.2-rasmida ko‘rsatilgan. Vaqtning har bir momentida uchta kalit ulanadi. Kalitlar holati davrning har oltidan bir qismi oralig‘ida o‘zgaradi, uning davomiyligi vaqt birligi Δt da invertor chiqishidagi berilayotgan chastota qiymati bilan aniqlanadi; $\Delta t = \pi/(3\omega_{0el})$. SHunday qilib, invertorni boshqarish tizimidagi berilayotgan chastota signalining o‘zgarishi ushbu davomiylikni o‘zgarishiga olib keladi, chiqishdagi kuchlanish chastotasi ω_{0el} o‘zgaradi. 1-2-3-4-5-6 kalitlarning ketma-ket ulanishlari (1.2-rasmga q.) dvigatelning ma’lum yo‘nalishda aylanishiga mos keladi. Uni o‘zgartirish uchun bu ketma-ketlikni teskarisiga o‘zgartirish kerak. Diagrammadan ko‘rinib turubdiki, kalitlarning oltida nolinchi holati mavjudki, unda hamma vaqt ikkita juft va bitta toq yoki bitta juft va ikkita toq kalitlar ulangan. Bulardan tashqari yana ikkita nolinchi holat qo‘llaniladi, unda 1-3-5 yoki 2-4-6 kalitlar ulangan bo‘ladi va qachonki statorning hamma uch fazasi yo to‘g‘rilagichning musbat qutbiga yo manfiy qutbiga ulanganda.

Har olti nolinchi holatda statorning ikki cho‘lg‘ami paralel ulanib ular uchinchi cho‘lg‘am bilan ketma-ket ulangan. SHuning uchun paralel ulangan cho‘lg‘amlarga qiymati $(1/3)U_d$ ga teng bo‘lgan kuchlanish ta’sir qiladi, shuningdek ular bilan ketma-ket ulangan cho‘lg‘amga esa qiymati $(2/3)U_d$ ga teng bo‘lgan kuchlanish ta’sir qiladi. 1.3-rasmida u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} faza kuchlanishlari ko‘rsatilgan, ularning davrning har oltidan bir qismidagi qiymatlari 1.1-jadvalga mos ravishda aniqlanadi. SHuningdek ramsda $u_{AV} = u_{1A} - u_{1V}$ formula bilan aniqlanadigan liniya kuchlanishlardan biri u_{AV} keltirilgan. O‘zgartirgich chiqishidagi kuchlanishning shakllanishi to‘g‘rilagich chiqishidagi U_d kuchlanishga bog‘liq bo‘lganligi sababli, to‘g‘rilagich boqarish tizimi kirishidagi berilayotgan signalning o‘zgarishi natijasi chastota o‘zgartirgich chiqishidagi kuchlanishni proporsional o‘zgarishiga olib keladi.



1.1-rasm. O‘zgarmas tok zvenoli va boshqariluvchi to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichning strukturasi

Invertor kalitlarining hamma sakkiz holatlari 1.1-jadvalda ko‘rsatilgan. Unda ulangan kalitlarning raqamlari, stator faza toklarining ulanish sxemasi va faza kuchlanishlari sxemasi ko‘rsatilgan.



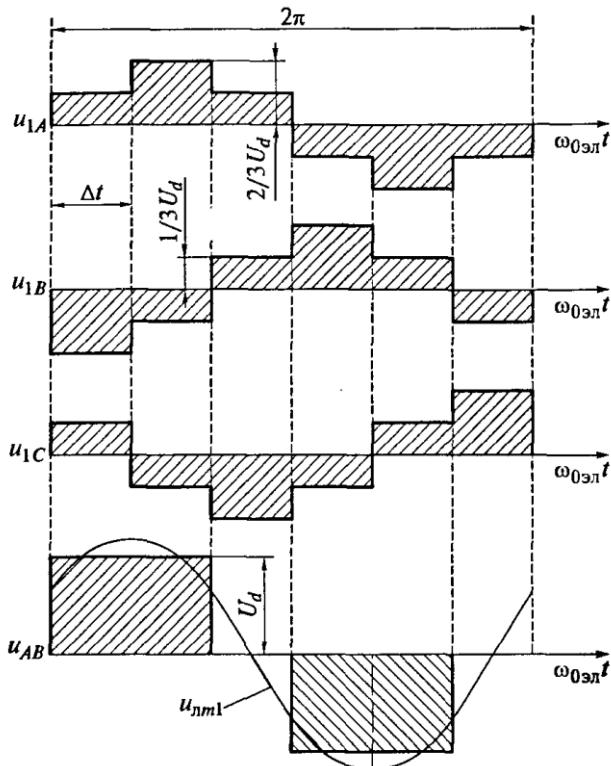
1.2-rasm. Invertor kalitlar holatining diagrammasi

1.3-rasmda keltirilgan liniya kuchlanishini ikkinchi va uchunchi darajali garmoniklari bo‘lmagan garmonik tashkil etuvchilarning yig‘indisi ko‘rinishda tasvirlash mumkin [53]:

$$u_{AV}(v) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left(\sin v' - \frac{1}{5} \sin 5v' - \frac{1}{7} \sin 7v' + \frac{1}{11} \sin 11v' + \dots \right);$$

$$v = \omega_{0el}t; \quad v' = \omega_{0el}t + \pi/6.$$

Liniya kuchlanishining birinchi garmonikasi $u_{l1} = f(\omega_{0el}t)$ (1.3-rasmga q.) qiymati $U_{lm1} \approx (1,1)U_d$ ga teng bo‘lgan amplitudaga ega. Faza kuchlanishi birinchi garmonikasining amplitudasi esa $U_{fm1} \approx (0,637)U_d$ ga teng bo‘ladi.



1.3-rasm. Invertor chiqishidagi kuchlanishning shakli

Agar avtonom invertor ikki tomonlama o‘tkazuvchanlikka ega bo‘lgan o‘zgarmas kuchlanish manbaidan (to‘g‘rilagichdan) ta’minot olayotgan bo‘lsa, unda o‘zgartirgich chiqishidagi chastotani kamayishi dvigatelni rekuaerativ tormozlashga olib keladi. Agar to‘g‘rilagichdan foydalanilsa, unda u quvvat oqimini dvigateldan tarmoqqa o‘tkazmaydi. SHuning uchun tormozlash rejimini

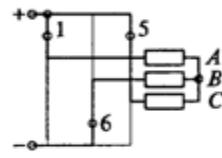
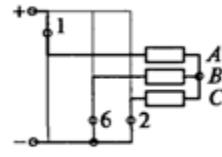
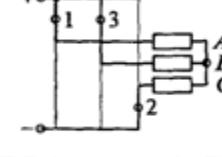
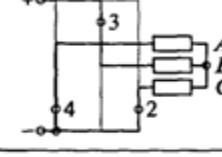
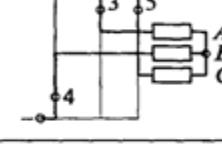
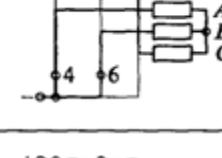
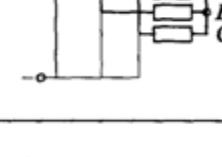
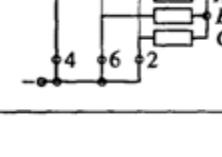
ta'minlashda sxemada R_T rezistor qo'llaniladi (1.1rasmga q). Motorda tormozli rejim sodir bo'ladigan bo'lsa, K_T kalit ulanadi va tormoz energiyasi tormoz rezistorida sochiladi.

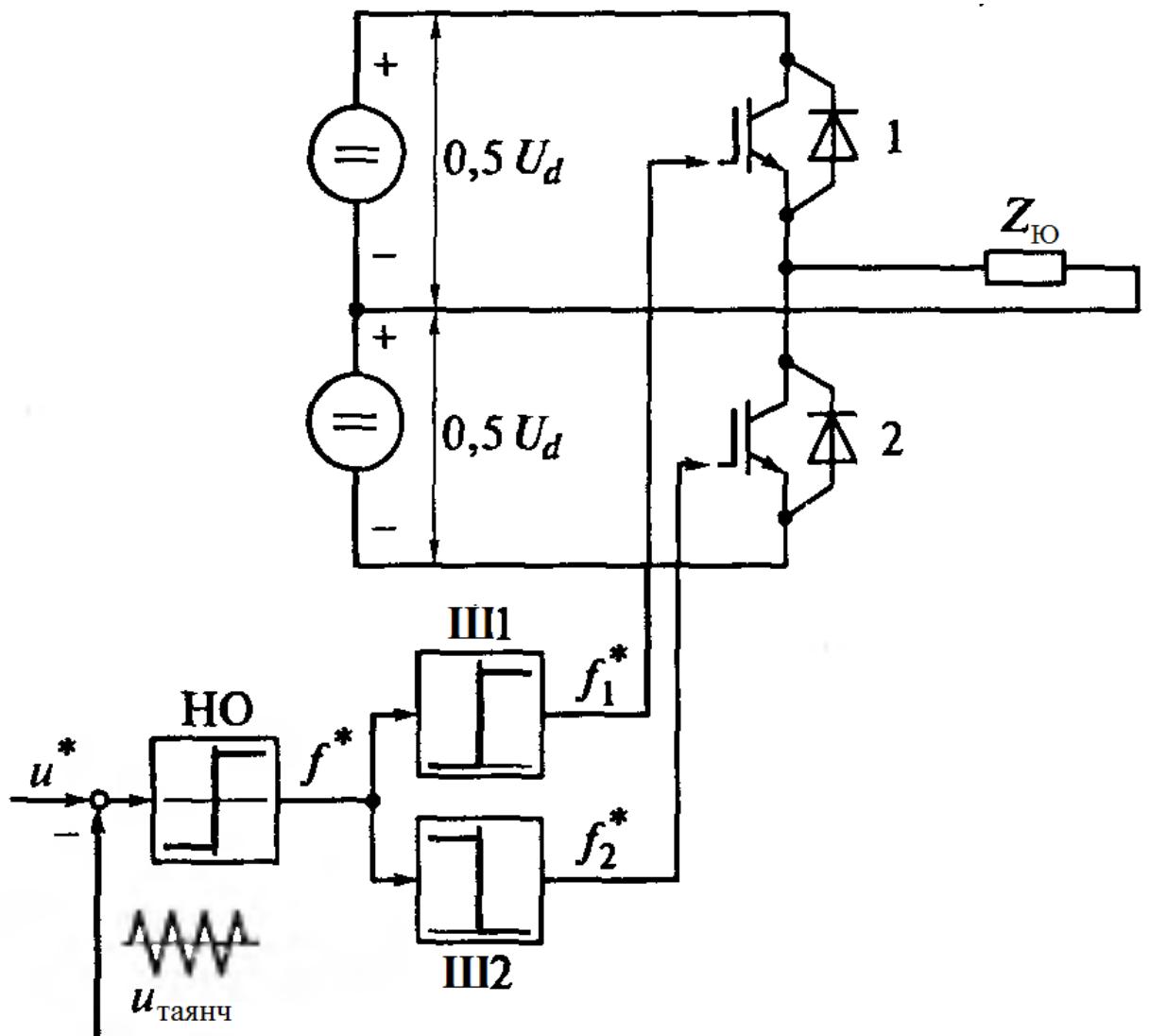
CHiqish kuchlanishining nosinusoidalligi stator cho'lg'amidagi tokning nosinusoidalligiga va motor momentining pulsatsiyasiga olib keladi. Bu pulsatsiyalar ayniqsa past chastotada va mexanizmning uncha katta bo'limgan inersiya momentida kuchli namoyon bo'ladi. Unda ushbu motorlar notekis aylanuvchi motorlar deb, ba'zida motor to'xtashlar bilan aylanganda qadamli rejimda ishlovchi motorlar deb ataladi. SHunday qilib, to'g'rilaqich chiqishidagi kuchlanishning nosinusoidal xarakteri yuritma tezligining rostlash diapozonini imkoniyatlarini chegaralanishiga olib keladi. Bundan tashqari, stator toki egri chizig'idagi yuqori garmonigalarning mavjudligi motordagi energiya isroflarining oshishiga olib keladi. SHuning uchun, keyingi yillarda o'zgarmas tok zvenoli chastota o'zgartirgichlar keng qo'llanilmoqdagi, qaysikim ularda keng-impulslı modulyasiya (KIM) qo'llanishligi bilan stator tokining shakli sinusoidallikka yaqin bo'ladi.

1.2. Kuchlanish avtonom invertori va keng-impulslı modulyasiyali chastota o'zgartirgich

KIM chastota o'zgartirgichning eng ko'p tarqalgan turi o'zgarmas tok zvenosida boshqarilmaydigan to'g'rilaqichli o'zgartirgich hisoblanadi. Bunda invertoring kirishdagi kuchlanish o'zgarmaydi, chiqish kuchlanishini rostlash keng-impulslı modulyasiya usuli yordamida amalga oshiraladi. Bunday to'g'rilaqichlar zatvori izoyasiyalangan IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) katta quvvatli bipolyar tranzistorlar ishlab chiqarilgandan keyin ishlab chiqarila boshlandi. IGBT bu yuqori kuchlanishli n-kanalli maydonli tranzistor orqali boshqariladigan p-n-p tranzistordir. IGBT ning afzalliklari: Ruxsat etilgan tok zichligining yuqoriligi, kuchlanishni boshqarish MOP tranzistorlarnikidek, impuls rejimida isroflarning pastligi. IGBT tranzistorlarning keltirilgan afzallik tomonlari ularni KIM o'zgartirgichlarda keng qo'llanishiga olib keldi.

**Invertor kalitlari turli holatlari va unga mos keluvchi faza kuchlanishi
qiymatlarida stator cho'lg'amining ulanish sxemasi**

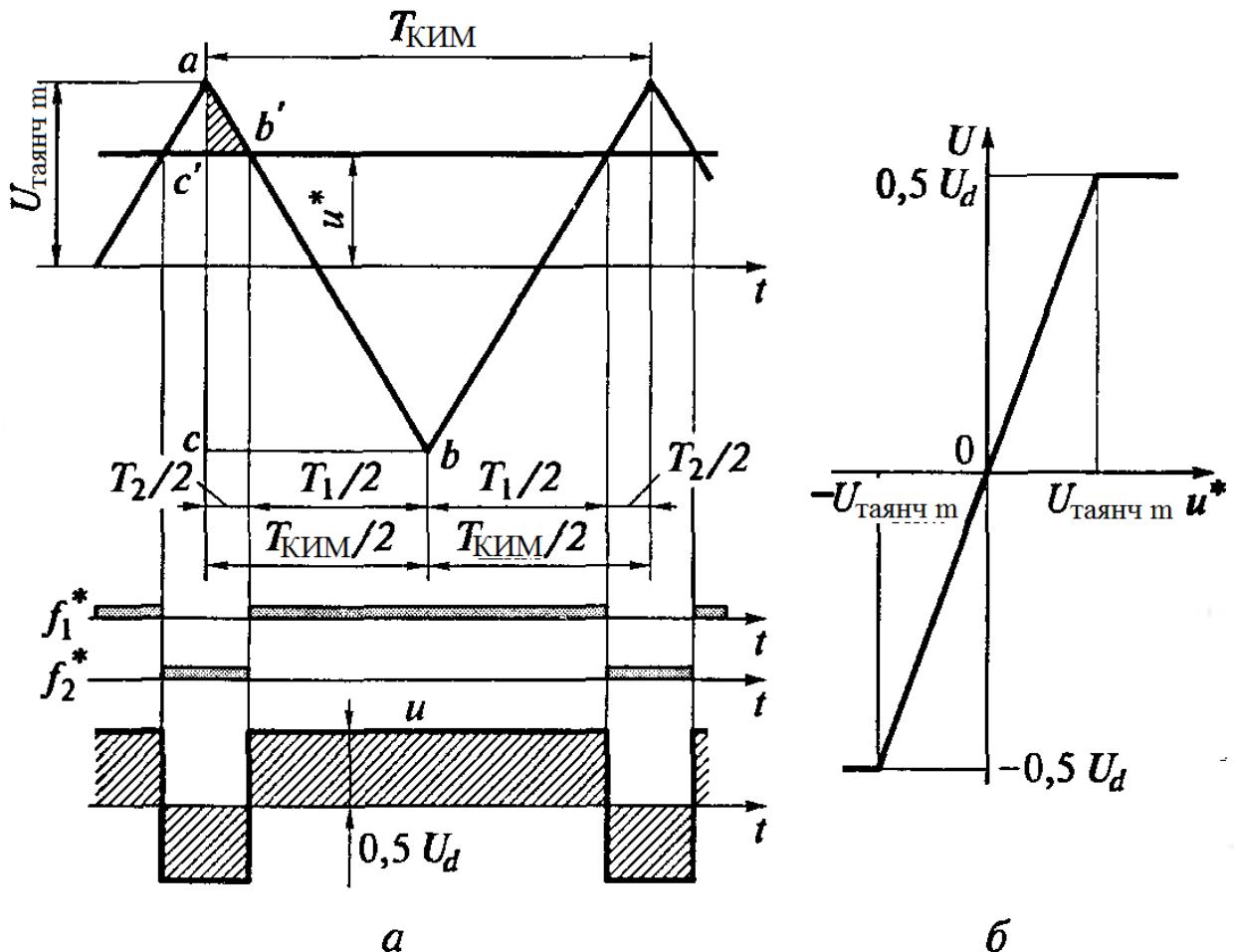
| Калитлар уланиши | Статор чўлғамининг уланиш схемаси | Фаза кучланышлари | | |
|---------------------|---|----------------------|----------------------|----------------------|
| | | $\frac{u_{1A}}{U_d}$ | $\frac{u_{1B}}{U_d}$ | $\frac{u_{1C}}{U_d}$ |
| 5-6-1 |  | $+\frac{1}{3}$ | $-\frac{2}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ |
| 6-1-2 |  | $+\frac{2}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ |
| 1-2-3 |  | $+\frac{1}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ | $-\frac{2}{3}$ |
| 2-3-4 |  | $-\frac{1}{3}$ | $+\frac{2}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ |
| 3-4-5 |  | $-\frac{2}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ |
| 4-5-6 |  | $-\frac{1}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ | $+\frac{2}{3}$ |
| 1-3-5 |  | 0 | 0 | 0 |
| 2-4-6 |  | 0 | 0 | 0 |



1.4-rasm. Keng-impulslı modulyasiyalı bir fazalı invertorning tuzilması

KIM ni ishlash prinsipini 1.4-rasmda ko'rsatilganidek o'zgarmas kuchlanish manbaidan ta'minot olayotgan bir fazali invertor misolida tushuntirish oson. Aktiv-induktiv yuklama Z_{yu} manbaning o'rta nuqtasi va 1,2 elektron kalitlar oralig'ida ulangan. Elektron kalitlar har birining tarkibida kalit rejimida ishlovchi tranzistor va teskari diodlari mavjud. Tranzistorli kalitlarning boshqaruv tizimi tarkibida nol-organ (NO) va shakllantirgichlar **SH1** va **SH2** ni mavjud. Nol-organ kirishida, beriluvchi signal u^* va arrasimon tayanch kuchlanish u_t solishtiriladi. Agar $u^* > u_t$ bo'lsa, ya'ni $(u^* - u_t)$ ayirma musbat bo'lsa, unda nol-organ chiqishidagi signal

musbat va SHI shakllantirgich chiqishidagi f^* signal musbat bo‘ladi hamda mos tranzistorni ochuvchi 1-kalit bo‘ladi. YUklamaga chapdan “plyus” o‘ngdan “munus” $0,5U_d$ kuchlanish qo‘yilgan bo‘lib, uni biz musbat deb olamiz. (u^*-u_t) ayirma manfiy bo‘lganda 2-kalit ulanadi va yuklamadagi tushuvchi kuchlanish manfiy bo‘lib qiymati $-0,5U_d$ teng bo‘ladi.



1.5-rasm. Invertorning uzatish koeffitsientining tavsiflari:
a-beriluvchi va tayanch kuchlanish; *b*-invertorning rostlash tavsiflari

1.5-rasmida maksimal qiymati U_{tayanch} bo‘lgan simmetrik arrasimon tayanch kuchlanish va T_{KIM} tayanch kuchlanish davr oralig‘ida o‘zgarmas hisoblanuvchi beriluvchi kuchlanish u^* ko‘rsatilgan. Rasmning pastki qismida f^* va f^* signllar holatlari va invertor chiqishidagi kuchlanish u ning shakli keltirilgan. CHiqishdagi kuchlanishning o‘rtacha qiymati quyidagi formula bo‘yicha aniqlanadi:

$$U = 0,5U_d \left(1 - \frac{2T_2}{T_{KIM}}\right);$$

$$T_{KIM} = T_1 + T_2 = f_{KIM}^{-1},$$

bu erda, T_1 , T_2 - mos ravishda 1 va 2 kalitlarning ulanish oralig‘i; T_{KIM} –keng-impulslı modulyasiya davri, sek; f_{KIM} - KIM chastotasi, Gs.

Invertor tavsiflarining ishchi qismidagi $abcva$ $ab'c'$ uchburchaklardan foydalanim $|u^*| < U_{tayanchm}$, hol uchun quyidagini yozish mumkin:

$$\frac{T_2}{T_{KIM}} = \frac{U_{tayanchm} - u^*}{2U_{tayanchm}}$$

Bundan U kuchlanish uchun yuqoriga keltirilgan ifodani hisobga quyidagini yozib olishimiz mumkin:

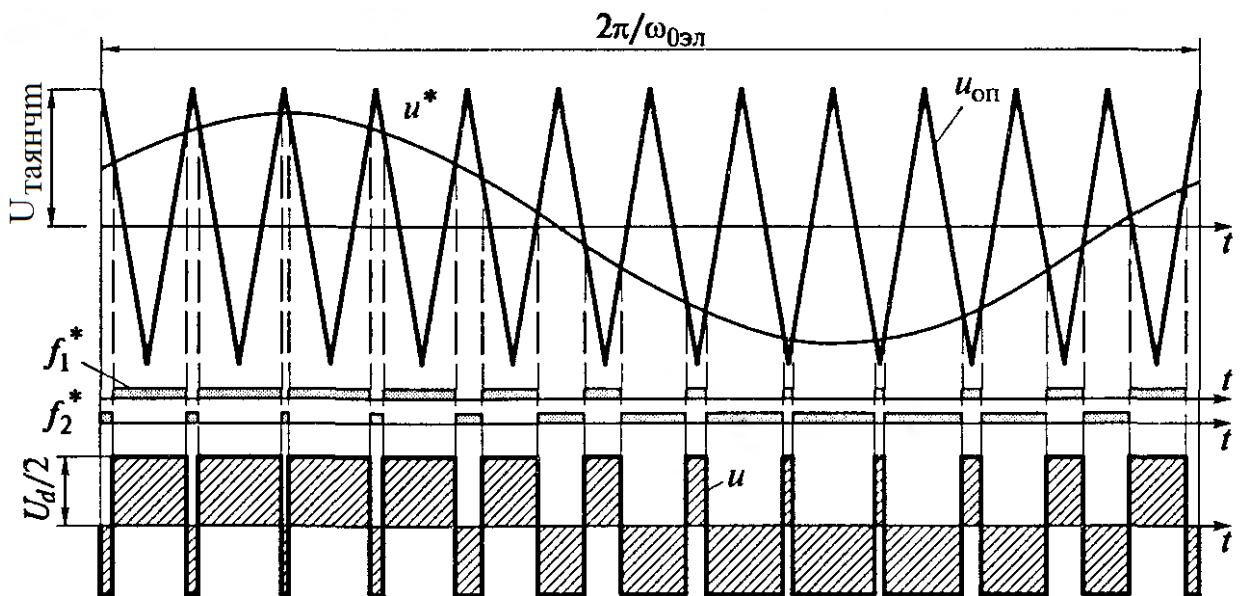
$$U = \frac{0,5U_d}{U_{tayanchm}} u^* = k_i u^*,$$

bu erda $k_i = |u^*| / U_{tayanchm}$ bo‘lgan hol uchun tavsifning chiziqli qismidagi invertorning uzatish koeffitsienti.

Invertorning rostlash xarakteristikasi $U = f(u^*)$ dan ko‘rinib turibdiki (1.5b-rasm), $0,5U_d$ sathda chiqishdagi kuchlanishning og‘masligini ta’minlash uchun beriluvchi signal u^* tayanch kuchlanishning maksimal qiymati $U_{tayanchm}$ dan oshmasligi kerak. Invertorli boshqarish tizimda tranzistorning yopilish xususiyatini tiklash uchun bir kalitning ulanishi va ikkinchi kalitning uzilishi oralig‘ida qisqa muddatli to‘xtalishlar bo‘lishi kerak. Aks holda tranzistor ishdan chiqishi mumkin.

Agar boshqaruvchi signal ω_{0el} chastotali sinusoid bo‘lsa, unda qaralayotgan $t \geq \pi/\omega_{0el}$ vaqtida invertor chiqishidagi kuchlanish garmonik egri chiziqdan tashkil topadi. Bu egri chiziq birinchi garmonikasi (boshqaruvchi signal chastota) bilan bir qatorda bir qancha yuqori garmonik tashkil etuvchilardan iborat bo‘ladi. SHunday qilib, agar beriluvchi signal u^* amplitudasi tayanch kuchlanishning maksimal qiymati $U_{tayanchm}$ dan oshmasa, unda invertor chiqishidagi kuchlanishning birinchi garmonikasi belgilangan oraliqda boshqaruvchi signalni

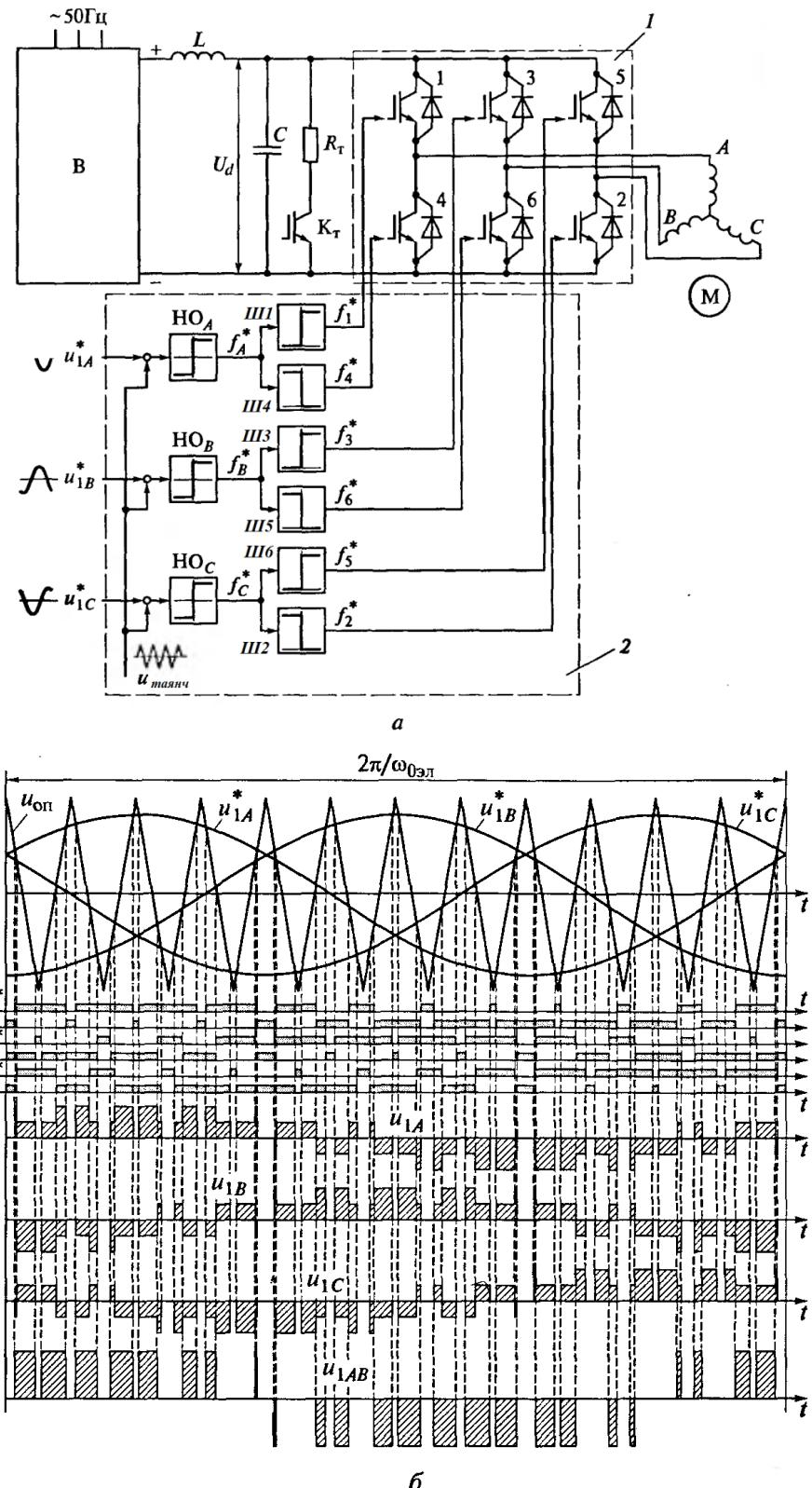
qaytaradi. Uning chastotasining o‘zgarishi invertor chiqishidagi kuchlanishning o‘zgarishiga olib keladi. O‘zgarmas chastotada boshqaruvchi signal amplitudasining o‘zgarishi chiqishda kuchlanishning musbat va manfiy impulslar davomiyligining nisbatini o‘zgarishiga olib keladi, ya’ni uning birinchi garmonikasining amplitudasi o‘zgaradi (1.6-rasmga qarang). 1.6-rasmda tasvirlangan grafik ushbu jarayonni tushinish uchun soddalashtirilgan, ya’ni tayanch kuchlanish chastotasi boshqaruvchi signal chastotasidan bor yog‘i 12 marta katta deb olingan. Aslini olganda zamonaviy invertorlarda normal chiqish kuchlanish chastotasi $f_n = \omega_{0el.n}/(2\pi) = 50$ bo‘lganda, tayanch kuchlanish chastotasi (KIM chastosi) bir necha o‘n kilogersni tashkil qilishi mumkin. KIM ning yuqori chastotalarida va aktiv-induktiv yuklamada stator cho‘lg‘amining qaydanligidan qay’iy nazar, yuklama toki sunusoidal bo‘ladi.



1.6-rasm. Bir fazali invertor misolidagi keng-impulslari modulyasiyaning prinsipi

Lekin bunda KIM chastotasining oshishi bilan bog‘liq bo‘lgan bir qator manfiy effektlarni ham hisobga olish kerak bo‘ladi, masalan boshqa elektrotexnik va radiotexnik qurilmalarga ta’sir ko‘rsatuvchi elektromagnit shoqinlar va motor cho‘lg‘amining izolyasiyasi uchun xafli bo‘lgan yuklama zanjiridagi o‘ta kuchlanishning hosil bo‘lishi. Ushbu manfiy effektlarga qarshi kurash vositalari sifatida quyidagilarni aytish mumkin: yuqori sifatli izolyasiyalni motorlarning

qo‘llanilishi; ekranli kabellarni va maxsus filtrlarni qo‘llanilishi; kommunikatsiya davomiyligini cheklash; kuch kabellari va boshqaruv kabellari orasiga ajratuvchi materiallar joylashtirish.



1.7-rasm. Uch fazalni invertorli va keng-impulsligi modulyasiyali chastota o‘zgartirgich a-o‘zgartirgich tuzilmasi; 1-avtonom kuchlanish invertori; 2-AKU boshqarish tizimi; b-chiqishdagagi kuchlanishning shaklanishi

Invertorning uch fazali ko‘prik sxemasida (1.7a-rasm) tranzistorli kalitli uchta elka mavjud bo‘lib, ularning har biri bir fazali invertor elkasiga o‘xshashdi (1.4-rasmga q.). Har bir elkaning o‘rta nuqtasida agar stator cho‘lg‘amlari yulduz usulida ulangan bo‘lsa dvigatel statori faza cho‘lg‘amining bosh uchlari, agar stator cho‘lg‘amlari uchburchak usulida ulangan bo‘lsa uchburchakning burchaklari ulanadi. Sxemaning tarkibida barcha uch faza uchun bitta umumiyl bo‘lgan arrasimon tayanch kuchlanish $u_{tayanch}$ mavjud. Boshqaruvchi signallar u_{1A}^* , u_{1B}^* , u_{1C}^* bir-biridan 120° ga siljigan uch fazali sunusoidal kuchlanishlar tizimidir. Invertor chiqishidagi kuchlanish chastotasini o‘zgarishi boshqaruvchi silnallarning chastotasini o‘zgartirish orqali, amplitudasini o‘zgartirish esa ularning amplitudalarini o‘zgartirish orqali amalga oshiriladi.

1.7b-rasmida yulduz usulida ulangan yuklama fazalarida uch fazali kuchlanishning qanday shakllanishi ko‘rsatilgan. Rasmda shtrixlangan gorizontal chiziqlar bilan $f_1^* - f_6^*$ signal holatlari va mos ravishda 1 – 6 kalitlarning ulanish holatlari belgilangan. SHuningdek bir fazali invertorni tahlilida bajarilganidek, ularning $u_{1A}^* - u_{tayanch}$, $u_{1B}^* - u_{tayanch}$, $u_{1C}^* - u_{tayanch}$ ishoralar farqiga bog‘lanishi ham aniqlangan. CHiqishdagi faza kuchlanish besh xil turli qiymatlarni qabul qilishi mumkin: $+(2/3)U_d; +(1/3)U_d; 0; -(1/3)U_d; -(2/3)U_d$. Tayanch kuchlanishi $u_{tayanch}$ grafigibilanu $_{1A}^*$, u_{1B}^* , u_{1C}^* egri chiziqlarining kesishgan nuqtasidan o‘tkazilgan shtrixlangan vertikal chiziqlar bilan chegaralangan vaqtning har bir oralig‘ida faza kuchlanishining oniy qiymatini aniqlash uchun 1.1-jadvaldagagi kattaliklardan foydalanish kerak. CHapdagagi eng chetgi vaqt oralig‘ida (1.7,b rasmga q.) 2-, 4- va 6- kalitlar ulangan bo‘ladi, bu esa chiqishdagi kuchlanishlarning nolga teng bo‘lganiga mos keladi: $u_{1A} = u_{1B} = u_{1C} = 0$. Bundan keyingi vaqt oralig‘ida esa 5-, 6- va 1-kalitlar ulanadi. Bunda $u_{1B} = -(2/3)U_d; u_{1A} = u_{1C} = (1/3)U_d$ va hokazo. A va B fazalar orasidagi liniya kuchlanishi $u_{1AB} = u_{1A} - u_{1B}$ kabi aniqlanadi. Takidlash joizgi, qaralayotgan sxemaning ishchi algoritmi xuddi bir fazali invertorning ishchi algoritmi kabi ko‘prik bitta elkasining ikkala kalitini bir vaqtning o‘zida ulanish imkonini

bermaydi. Bundan tashqari, kuchlanish grafigida shunday sohalar mavjudgi, ularda bir vaqtning o‘zida hamma toq yoki hamma juft kalitlar ulangan bo‘ladi, natijada kuchlanishning qiymati ushbu sohalarda nolga teng bo‘ladi.

Beriluvchi signal amplitudasi u^* bilan tayanch kuchlanish $U_{tayanch}$ ning maksimal qiymati teng bo‘lganda invertor chiqishidagi kuchlanishning birinchi garmonikasi amplitudasi $0,5U_d$ teng bo‘ladi.

Qurilgan kuchlanish grafigi yaqqolroq tasavvur qilish uchun KIM chastotasi va invertor chiqishidagi kuchlanish chastotasi ω_{0el} ning nisbati xuddi bir fazali invertorni tahlil qilingaidek nisbata olingan (1.6-rasmga q.). Oldin bayon qilinganidek KIM ning yuqori chastotalarida va aktiv-induktiv yuklamada stator cho‘lg‘amining qaydanligidan qay’iy nazar, yuklama toki sunusoidal bo‘lishi uch fazali invertorga ham ta’luqlidir.

YAqqol ko‘rinib turadigan arrasimon tayanch kuchlanishli invertor sxemasining tahlili analogli shaklda ham, mikroprotsessorli texnikani qo‘llab raqamli shaklda ham ifodalanishi mumkin. Hozirda mikroprotsessorli texnikaga yo‘naltirilgan maxsus keng-impulslri modulyasiya vektorli algoritmlar ishlab chiqilgan va qo‘llanilmoqda.

1.3. Kuchlanish avtonom invertorli va keng-impulslri modulyasiya vektorli chastota o‘zgartirgichlar

Keng-impulslri modulyasiya vektorlining ishslash prinsipining asosida kuchlanishning baza vektorlari deb nomlanadigan tasavvur yotadi, ya’ni avtonom kuchlanish invertorining chiqishiga ta’sir qiluvchi kuchlanishning uch fazasidan shakllanuvchi fazoviy vektorlar yotadi. CHiqishdagi kuchlanish vektori bayon qiligan umumiy qoidalar mos ravishda aniqlanadi:

$$\tilde{U}_1 = \mathbf{a} \mathbf{u}_1;$$

$$a = (2/3)[1 - 1/2 + j\sqrt{3}/2 - 1/2 - j\sqrt{3}/2]; \mathbf{u}_1 = [u_{1A} \quad u_{1B} \quad u_{1C}]^T,$$

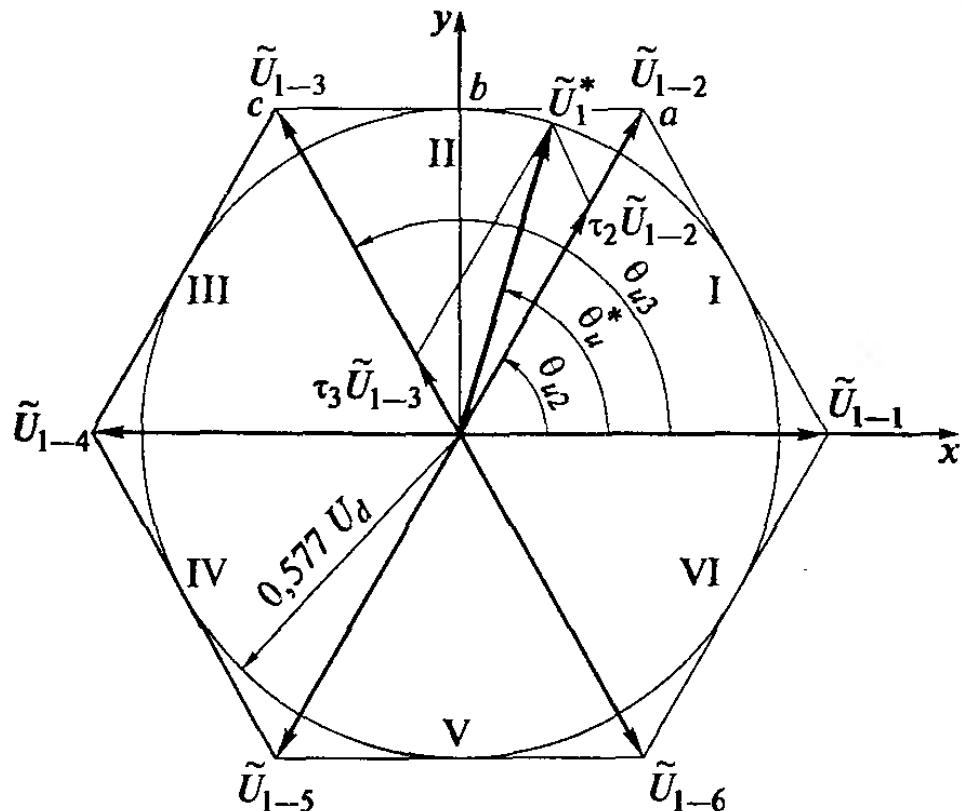
bu erda **a** –qatorli matritsa; **u₁** –kuchlanish baza vektorining ustunli matritsasi.

u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} kuchlanishlarning har biri mumkin bo‘lgan besh xil qiymatdan birini qabul qilishi mumkin: $\pm(2/3)U_d; \pm(1/3)U_d; 0$. Barqarorlashgan rejimda elektrik fazoda bir tekis aylanadigan fazoviy vektorlardan farqli ravishda, invertor kalitlar holatlarining nol bo‘lmagan ulanish kombinatsiyasining mumkin bo‘lgan olti imkoniyati (1.1-jadvalga q.) chiqish kuchlanishi fazoviy vektorining oltita fiksatsiyalangan holatini hosil qiladi. Vektor invertor kalitlari har birining ketma-ket ulanishida bir holatdan ikkinchi holatga sakrab o‘tadiva 60^0 ga buriladi. Fazoviy vektoring har olti holati mustaqqil vektor sifatida qaraladi. Bundan tashqari, ikkita holat mavjudki, bunda invertoring hamma toq guruh kalitlari yoki hamma juft guruh kalitlari ulangan bo‘ladi. Bu holatda chiqishdagi kuchlanish nolga teng bo‘ladi. Nol bo‘lmagan vektorlarga mos ravishda kalitlarning bunday holatlariga nolinchı vektor mos keladi. Olti nol bo‘lmagan vektor va ikkita nolinchı vektor kuchlanishning baza vektorlari deb ataladi.

Masalan, invertor $6 - 1 - 2$ kalitlarining ulanish holatlariga mos keluvchi vektorni olish uchun 1.1-javaldan foydalanib, \mathbf{u}_1 ustunli matritsaga $u_{1A} = (2/3)U_d; u_{1B} = u_{1C} = -(1/3)U_d$ qiymatni qo‘yish kerak. Olingan vektor $x - y$ qo‘zg‘almas koordinata tizimi $u_{1x} = (2/3)U_d; u_{1y} = 0$ bo‘lganda $\tilde{U}_{1-1} = u_{1x} + ju_{1y}$ kabi yoziladi. Boshqa bazoviy vektorlar uchun hisoblashlar natijasi 1.2-jadvalga keltirilgan. Barcha nol bo‘lmagan baza vektorlar $\tilde{U}_{1-1} - \tilde{U}_{1-6}$ 1.8-rasmida qo‘rsatilgan. Ular orasidagi sektorlar rim raqamlari bilan belgilangan.

Bir bazali vektordan keyingisiga ketma-ket o‘tish faza kuchlanishlarning zinasimon shakliga mos keladi (1.3-rasmga q.). Faza kuchlanishlari shaklini sinusoidallikka yaqinroq olish uchun kuchlanishning fazoviy vektori mutlaq silliq bo‘lmasa ham hech bo‘lmaganda kichik sakrashlar bilan harakat qilib, nafaqat mos holdagi bazaviy vektorlar holatini, balki ular orasidagi bir qator holatlarni ham egallasin. Buni amalga oshirish uchun esa keng-impulslı modulyasiya har bir davrining ichida bitta boshlang‘ich baza vektori emas, balki boshlang‘ich va undan keyingi nol bo‘lmagan baza vektorining shuningdek nol vektorlarning birining chiziqli kombinatsiyasidan foyalanish kerak. Faraz qilaylik, berilgan \tilde{U}_1^* vektor II

sektorda joylashgan bo'lsin (1.8-rasmga qarang). Unda ulanib-uzilish \tilde{U}_{1-2} , \tilde{U}_{1-3} va nol vektor \tilde{U}_{1-0} orasida ruy beradi, ya'ni invertor 1 – 2 – 3, 2 – 3 – 4 va 1 – 3 – 5 kalitlarning ulanish oralig'ida sodir bo'ladi (1.2-jadvalga q.).



1.8-rasm. Kuchlanishning baza vektori

Invertorni boshqarish masalasi quyidaga tarzda ifodalanadi: Berilgan vaqt momentida kuchlanish fazoviy vektori \tilde{U}_1^* ning holati va uning moduli berilgan bo'lsin. Foydalaniladigan baza vektorlarga mos keluvchi invertor kalitlari ulanish kombinatsiyasining nisbiy davomiyligini aniqlovchi koeffitsient τ_i ni topish talab qilinsin. Matematika nuqtai nazardan ushbu masala bir necha cheklovlarini hisobga olgan algebraik tenglamalarini echimini izlashga yo'naltirilgan bo'ladi. Uning echimi [53] ishda keltirilgan. Masalan, berilgan kuchlanishning fazoviy vektori II sektorda joylashgan bo'lsa, tenglamalar tizimi quyidagicha bo'ladi:

$$\tilde{U}_1 = \tau_2 \tilde{U}_{1-2} + \tau_3 \tilde{U}_{1-3} + \tau_0 \tilde{U}_{1-0}; \quad (1.1)$$

$$\tilde{U}_1 = \tilde{U}_1^*; \quad (1.2)$$

$$\tau_0 + \tau_2 + \tau_3 = 1, \quad (1.3)$$

bu erda $\tau_2, \tau_3, \tau_0 - \tilde{U}_{1-2}, \tilde{U}_{1-3}$ va \tilde{U}_{1-0} bazaviy vektorlarga mos keluvchi invertor 1 – 2 – 3, 2 – 3 – 4 va 1 – 3 – 5 kalitlarning ulanish kombinatsiyasining nisbiy davomiyligi.

τ_2, τ_3, τ_0 nisbiy davomiylik quyidagi tarza topiladi:

$$\tau_2 = t_2/T_{SHIM}; \quad \tau_3 = t_3/T_{SHIM}; \quad \tau_0 = t_0/T_{SHIM},$$

bu erda $t_2, t_3, t_0 - T_{SHIM}$ vaqt mobaynida ushbu vektorlar ulanishining vaqt oralig'i.

1.2-jadval

Baza vektorlari

| Baza vektori | Kalitlarning ulanishi | | Baza vektorining qo'zg'almas koordinata tizimi o'qidagi proeksiyası | |
|-------------------|-----------------------|------------|---|--------------|
| | toq guruh | juft guruh | u_{1x}/U_d | u_{1y}/U_d |
| \tilde{U}_{1-0} | Yo'q | 2,4,6 | - | - |
| \tilde{U}_{1-1} | 1 | 2,6 | 2/3 | 0 |
| \tilde{U}_{1-2} | 1,3 | 2 | 0,5x2/3 | 0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-3} | 3 | 2,4 | -0,5x2/3 | 0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-4} | 3,5 | 4 | -2/3 | 0 |
| \tilde{U}_{1-5} | 5 | 4,6 | -0,5x2/3 | 0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-6} | 5,1 | 6 | 0,5x2/3 | -0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-0} | 1,3,5 | Yo'q | - | - |

Invertorni boshqarish masalasi quyidaga tarzda ifodalanadi: Berilgan vaqt momentida kuchlanish fazoviy vektori \tilde{U}_1^* ning holati va uning moduli berilgan bo'lsin. Foydalaniladigan baza vektorlarga mos keluvchi invertor kalitlari ulanish kombinatsiyasining nisbiy davomiyligini aniqlovchi koeffitsient τ_i ni topish talab

qilinsin. Matematika nuqtai nazardan ushbu masala bir necha cheklovlarini hisobga olgan algebraik tenglamalarni echimini izlashga yo‘naltirilgan bo‘ladi. Uning echimi [53] ishda keltirilgan. Masalan, berilgan kuchlanishning fazoviy vektori II sektorda joylashgan bo‘lsa, tenglamalar tizimi quyidagicha bo‘ladi:

$$\tilde{U}_1 = \tau_2 \tilde{U}_{1-2} + \tau_3 \tilde{U}_{1-3} + \tau_0 \tilde{U}_{1-0}; \quad (1.1)$$

$$\tilde{U}_1 = \tilde{U}_1^*; \quad (1.2)$$

$$\tau_0 + \tau_2 + \tau_3 = 1, \quad (1.3)$$

bu erda $\tau_2, \tau_3, \tau_0 - \tilde{U}_{1-2}, \tilde{U}_{1-3}$ va \tilde{U}_{1-0} bazaviy vektorlarga mos keluvchi invertor 1 – 2 – 3, 2 – 3 – 4 va 1 – 3 – 5 kalitlarning ulanish kombinatsiyasining nisbiy davomiyligi.

τ_2, τ_3, τ_0 nisbiy davomiylik quyidagi tarza topiladi:

$$\tau_2 = t_2/T_{SHIM}; \quad \tau_3 = t_3/T_{SHIM}; \quad \tau_0 = t_0/T_{SHIM},$$

bu erda $t_2, t_3, t_0 - T_{SHIM}$ vaqt mobaynida ushbu vektorlar ulanishining vaqt oralig‘i.

(1.1) tenglama kulanish fazo vektori \tilde{U}_1 ning o‘rtacha qiymatini tashkil etuvchi vektorlarning chiziqli kombinatsiyasi sifatida aniqlaydi, (1.2) ifoda esa o‘rtacha kuchlanishning vektori berilgan \tilde{U}_1^* vektorga teng bo‘lishligini anglatadi. (1.3) tenglama esa $t_2 + t_3 + t_0$ vaqt oraliqlarining yig‘indisi KIM davriga teng bo‘lishligini anglatadi. Keltirilgan tenglamalarga qo‘shimcha cheglovlari kiriladiki, unga ko‘ra nisbiy ulanish davomiyligi manfiy bo‘lmaydi:

$$0 \leq \tau_2 \leq 1; \quad 0 \leq \tau_3 \leq 1; \quad 0 \leq \tau_0 \leq 1.$$

O‘rtacha kuchlanish vektorini $\tilde{U}_1 = \tilde{U}_1^*$ va baza vektorlarini ularning qo‘zg‘almas koordinata tizimi o‘qlaridagi proeksiyalari orqali quyidagicha yozib

$\tilde{U}_1^* = u_{1x}^* + ju_{1y}^*$; $\tilde{U}_{1-2} = u_{(1-2)x} + ju_{(1-2)y}$; $\tilde{U}_{1-3} = u_{(1-3)x} + ju_{(1-3)y}$ va \tilde{U}_{1-0} vektorning proeksiyasi nolga teng ekanligini nazarga tutgan holda, (1.1) tenglama asosida berilgan kuchlanish vektori uchun baza vektorlari proeksiyalari orqali yozilgan ifodasiga ega bo‘lamiz:

$$u_{1x}^* = \tau_2 u_{(1-2)x} + \tau_3 u_{(1-3)x};$$

$$u_{1y}^* = \tau_2 u_{(1-2)y} + \tau_3 u_{(1-3)y}.$$

Ushbu tenglamalarni 1.8-rasmida tasvirlangan burchak kosinuslari orqali yozadigan bo‘lsak tenglama quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$U_1^* \cos \theta_u^* = \tau_2 U \cos \theta_{u2} + \tau_3 U \cos \theta_{u3};$$

$$U_1^* \sin \theta_u^* = \tau_2 U \sin \theta_{u2} + \tau_3 U \sin \theta_{u3};$$

bu erda U_1^* –berilgan kuchlanish fazoviy vektorining modili; U –baza vektori moduli, $U = (2/3)U_d$.

Oxirgi tenglamaga bir qator o‘zgartirishlar olib borib, U_1^* vektorini topish uchun zarur bo‘lgan invertor kalitlari ulanishlar holatlarining nisbiy davomiyligi uchun formulalarga ega bo‘lamiz:

$$\tau_2 = \frac{U_1^*}{U} \frac{\sin(\theta_{u3} - \theta_u^*)}{\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2})};$$

$$\tau_3 = \frac{U_1^*}{U} \frac{\sin(\theta_u^* - \theta_{u2})}{\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2})}.$$

(1.3) tenglama asosida qidirilayotgan nolinchchi vektor ulanishining nisbiy davomiyligini aniqlash mumkin:

$$\tau_0 = 1 - (\tau_2 + \tau_3). \quad (1.4)$$

Misol. Ma’lumki, baza vektorining moduli $U = (2/3)U_d$ ga teng, berilgan kuchlanish vektori II sektorda joylashgan va x o‘qiga nisbatan θ_u^* burchakka burilgan. Qaralayotgan baza vektorlari va x o‘qi orasidagi burchaklar $\theta_{u2} = 60^\circ$; $\theta_{u3} = 120^\circ$ bo‘lsin, ya’ni $\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2}) = \sqrt{3}/2$. Ushbu formulani hisobga olgan holda invertor kalitlari ulanish holatlarining nisbiy davomiyligi quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$\begin{aligned} \tau_2 &= \sqrt{3}(U_1^*/U_d) \sin(120^\circ - \theta_u^*); \\ \tau_3 &= \sqrt{3}(U_1^*/U_d) \sin(\theta_u^* - 120^\circ). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Berilgan kuchlanish vektorining moduli mumkin bo‘lgan maksimal qiymatga ega bo‘lgan holni qarashdan boshlaymiz. Bu holatda nolinchchi vektor qo‘llanilmaydi, ya’ni $\tau_0 = 0$. Quyidagi ko‘rinishda yozilgan (1.3) tenglama

$$\sqrt{3}(U_1^*/U_d)[\sin(120^\circ - \theta_u^*) + \sin(\theta_u^* - 60^\circ)] = 1,$$

berilgan fazoviy vektorning x o‘qiga nisbatan burilish burchagiga bog‘liq ravishda U_1^*/U_d ning maksimal qiymatini aniqlash uchun qo‘llanilishi mumkin. Hisoblashlar natijasi 1.3-jadvalga keltirilgan. Ko‘rinib turibdiki, U_1^* vektor uchlarining godografi (kerakli vektorni shaklanishida ishtirok etuvchi baza vektorlari uchlarini tutashtiruvchi chiziq) abc to‘g‘ri chiziq hisoblanadi (1.8-rasmga q.).

(1.5) formulalarda burchaklarning o‘zi emas, burchaklar farqi rol o‘ynaganligi bois, olingan natijalar nafaqat ikkinchi sektor uchun balki boshqa ixtiyoriy sektor uchun ham o‘rinli bo‘ladi. SHuning uchun, agar $\tau_0 = 0$ bo‘lsa, unda θ_u^* burchakning 0 dan 180° gacha oralig‘ida o‘zgarishi holatidagi U_1^* vektor uchlarining godografi uchlarida baza vektorlarning uchlari turgan muntazam oltiburchakni tashkil qilgan.

1.3-jadval

II sektorda $\tau_0 = 0$ holdagi kuchlanish vektori modulining qiymati

| | | Kattaliklarning qiymatlari | | | | | | | |
|--------------|--------------|----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|
| Kattalik | Belgilanishi | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 | 110 | 120 | |
| θ_u^* | ° | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 | 110 | 120 | |
| U_1^*/U_d | n.b. | 0,667 | 0,614 | 0,586 | 0,577 | 0,586 | 0,614 | 0,667 | |

Invertor chiqishidagi kuchlanishning shakli maksimal darajada sinusoidga yaqinlashishi uchun berilgan vektor uchlarining godografi aylanani tashkil qilishi kerak (1.8-rasmga q.). Buning uchun beriluvchi kuchlanish vektorining qiymatini maksimal uzunlikda $U_{1m}^* = 0,577U_d$ tanlash kerak bo‘ladi. Unda godograf aylanani tashkil qilgan bo‘ladi (1.8-rasmga q.). Burchak θ_u^* ning $\theta_u^* = 30, 90, 150, 210$ va 270° qiymatlaridan tashqari qolgan barcha qiymatlarida berilgan vektorni shakllanishida nol vektorlardan biri ishtirok etishi kerak. Uni

ulanishining nisbiy davomiyligi (1.5) ifoda bo'yicha hisoblangan τ_2 va τ_3 qiymatlarida (1.4) formula bo'yicha aniqlanadi. II sektorda joylashgan vektor uchun hisoblashlar natijasi 1.4-jadvalga keltirilgan.

1.4-jadval

II sektorda $U_1^* = U_{1m}^*$ va $U_{1m}^*/U_d = 0,577$ holdagi baza vektorlari ulanishining nisbiy davomiyligi

| Kattalik | Belgilanishi | Kattaliklarning qiymatlari | | | | | | | |
|--------------|--------------|----------------------------|-------|-------|-----|-------|-------|-------|--|
| θ_u^* | ° | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 | 110 | 120 | |
| τ_2 | n.b. | 0,866 | 0,765 | 0,642 | 0,5 | 0,342 | 0,173 | 0 | |
| τ_3 | n.b. | 0 | 0,173 | 0,342 | 0,5 | 0,642 | 0,765 | 0,866 | |
| τ_0 | n.b. | 0,134 | 0,062 | 0,016 | 0 | 0,016 | 0,062 | 0,134 | |

CHastotaviy rostlashda invertor chiqishidagi kuchlanishni o'zgartirish (1.5) formuladagi U_1^* kattalikni o'zgartirish orqali amalga oshiriladi. Agar kuchlanishni kamaytirish talabi berilsa, nol bo'limgan vektorlar ulanishining nisbiy davomiyligi kamayadi, bu esa (1.4) ifodaga mos ravishda nol vektor ulanishining nisbiy davomiyligini oshishiga olib keladi va mos ravishda KIM bir davri mobaynida kuchlanishning o'rtacha qiymati kamayadi.

Vektorli KIM tadbiq qilinishi mumkin bo'lgan algoritmlaridan biri [24] ishda bayon qilingan. KIM ning har bir davrida τ_i va τ_{i+1} qiymatlar hisoblanadi. Ular orqali ulanish sathlari $US1 = \tau_i$ va $US2 = \tau_i + \tau_{i+1}$ aniqlanib, ularni

arrasimon signal bilan solishtirib baza vektorlarini ulash amalga oshiriladi. Ulab-uzish algoritmi quyidagi ketma-ketlikda bajariladi:

KIM har bir davrining boshida boshlang‘ich baza vektorga mos keluvchi (qaralayotgan misolda \tilde{U}_{1-2}) invertorning holati o‘rnatalidi;

US1 sathi bilan birinchi solishtirish orqali ikkinchi baza vektoriga o‘tish amalga oshiriladi (qaralayotgan misolda U_{1-3});

US2 sathi bilan birinchi solishtirish nol vektor \tilde{U}_{1-2} ga o‘tishni belgilaydi;

US2 sathi bilan ikkinchi solishtirishda oldingi holat tiklanadi (U_{1-3} vektor tiklanadi);

US1 sathi bilan ikkinchi solishtirishda \tilde{U}_{1-2} boshlang‘ich holatga o‘tish amalga oshiriladi.

O‘zgartirgich chiqishida fazalar kuchlanishlarini uch fazali tizimining shakllanishi 1.9-rasmida ko‘rsatilgan. Rasmning yuqori qismida arrasimon signal tasvirlangan va KIMning berilgan davri ichida θ_u^* burchak qiymatlari ko‘rsatilgan. Ulanish sathlari, shuningdek keng-impulslari modulyasiya har bir davrida kalitlar ulanishining holatlari ham ko‘rsatilgan. Qurilgan grafik \tilde{U}_1 vektor KIMning olti davri ichida 60^0 ga buriladi degan faraz bilan uncha katta bo‘lmagan chiqish kuchlanishi davrining uchdan bir qismi uchun bajarilgan. II sektorda joylashgan vektorning shakllanishini (1.8-rasmga q.) batafsil ko‘rib chiqamiz. Bu vektorga boshlang‘ich vektor \tilde{U}_{1-2} mos keladi. Bunda (1.2-jadvalga q.), invertorning 1 – 2 – 3 kalitlari ulangan bo‘ladi va faza kuchlanishlarining qiymatlari $u_{1A} = u_{1B} = U_d/3$ va $u_{1S} = -2U_d/3$ ni tashkil qiladi (1.1-jadvalga q.). Buni 1.9-rasmdagi $\theta_u^* = 70^0$ qiymatiga mos keluvchi KIMning davridan ham qo‘rish mumkin. Qiymati $\tau_2 = 0,765$ teng bo‘lgan birinchi ulanish sathida US1 (1.4-rasmga q.), \tilde{U}_{1-3} vektor ulanadi va kalitlar holatlari 2 – 3 – 4 bo‘ladi, faza kuchlanishlari esa $u_{1A} = u_{1C} = -U_d/3$ va $u_{1B} = 2U_d/3$ bo‘ladi. Ikkinchi ulanish sathida, ya’ni $\tau_2 + \tau_3 = 0,765 + 0,173 = 0,938$ bo‘lganda, 2 – 4 – 6 kalitlar holatlari bilan nol vektor ulanadi va US2 bilan ikkinchi marta kesishguncha shu holida qoladi. Keyin yana \tilde{U}_{1-3} ulanadi va undan so‘ng yana \tilde{U}_{1-2} .

KIM davri mobaynida fazalar kuchlanishlarning o‘rtacha qiymatlari quyidagicha bo‘ladi:

$$\frac{U_{1A}}{U_d} = \frac{1}{3}(\tau_2 - \tau_3) = \frac{1}{3}(0,765 - 0,173) = 0,1973;$$

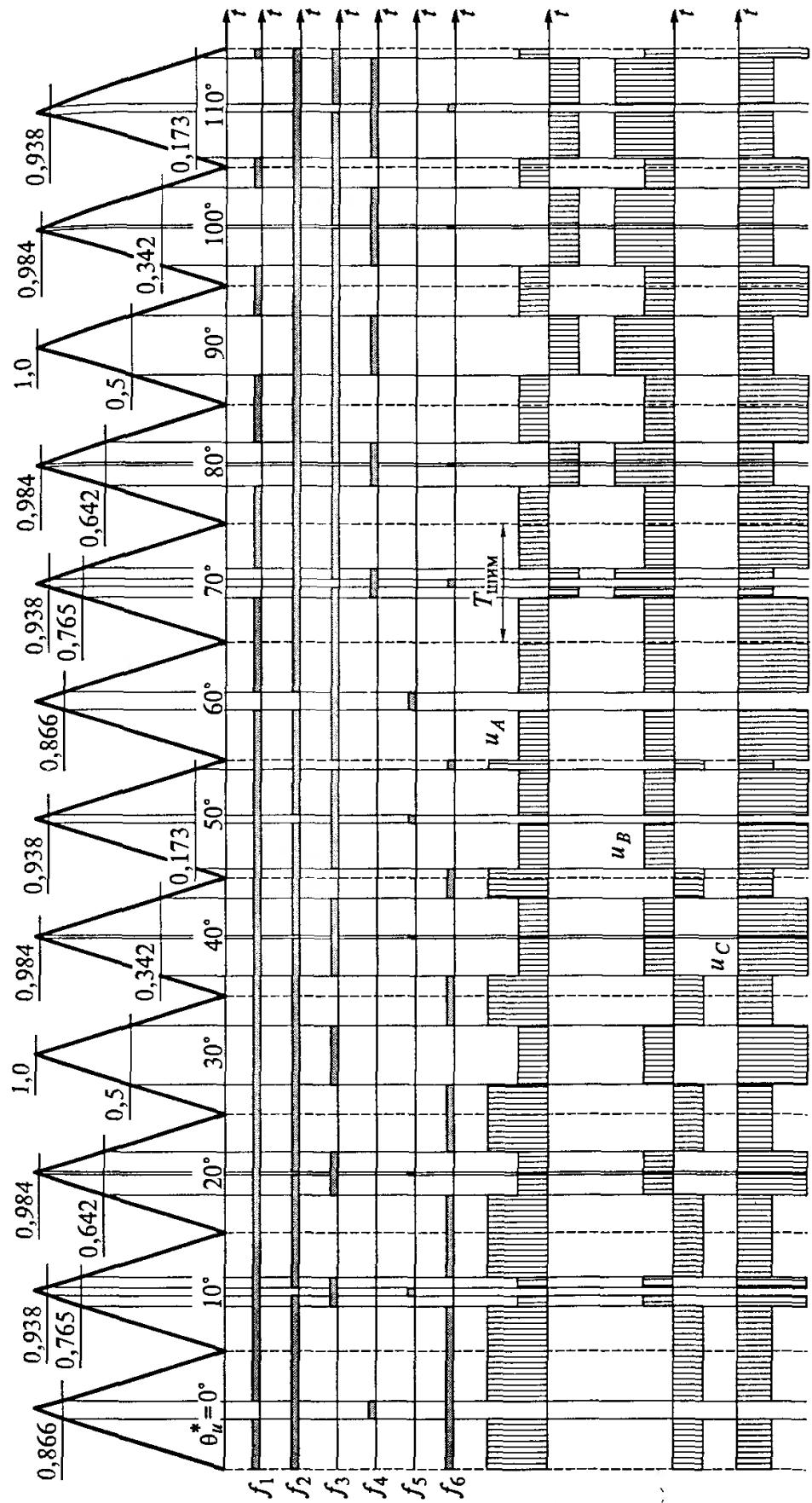
$$\frac{U_{1B}}{U_d} = \frac{1}{3}\tau_2 + \frac{2}{3}\tau_3 = \frac{1}{3}0,765 + \frac{2}{3}0,173 = 0,3703;$$

$$\frac{U_{1C}}{U_d} = -\left(\frac{2}{3}\tau_2 + \frac{1}{3}\tau_3\right) = -\left(\frac{2}{3}0,765 + \frac{1}{3}0,173\right) = -0,5676;$$

SHunga o‘xshash ravishda KIM ning boshqa davrlari ham qarab chiqilishi mumkin. Real holatda KIM chastotasi kilogerslarni tashkil qilganligi bois, ya’ni vektorning 60^0 ga burilishi vaqtida KIM davrlarining soni 1.9-rasmida tasvirlangandan juda ko‘p marta katta ekanligidan, bayon qilingan algoritm orqali olingan o‘rtacha fazalar kuchlanishi stator cho‘lg‘amlaridagi tok shakllarini amalda sinusoidal bo‘lishini ta’minlaydi.

Avtomatik invertorli va KIMli chastota o‘zgartirgichlar uchun kiruvchi signallar, elektr yuritma boshqaruv tizimidan beriluvchi, $x - y$ koordinata tizimida sinxron tezlik bilan aylanuvchi umumlashgan vektorning burilish burchagi va kuchlanishning kerakli qiymati hisoblanadi. Mikroprotsessorli tizim real vaqtida sektor nomerini va sektor ichidagi burilish burchagi θ_u^* ni aniqlaydi va shundan so‘ng tanlangan algoritmga mos ravishda ulash nuqtalarini hisoblashni amalga oshiradi.

KIM ning asosiy afzalliklaridan biri uni mikroprotsessorli tizim darajasida tadbiq qilishning qulayligi hisoblanadi.



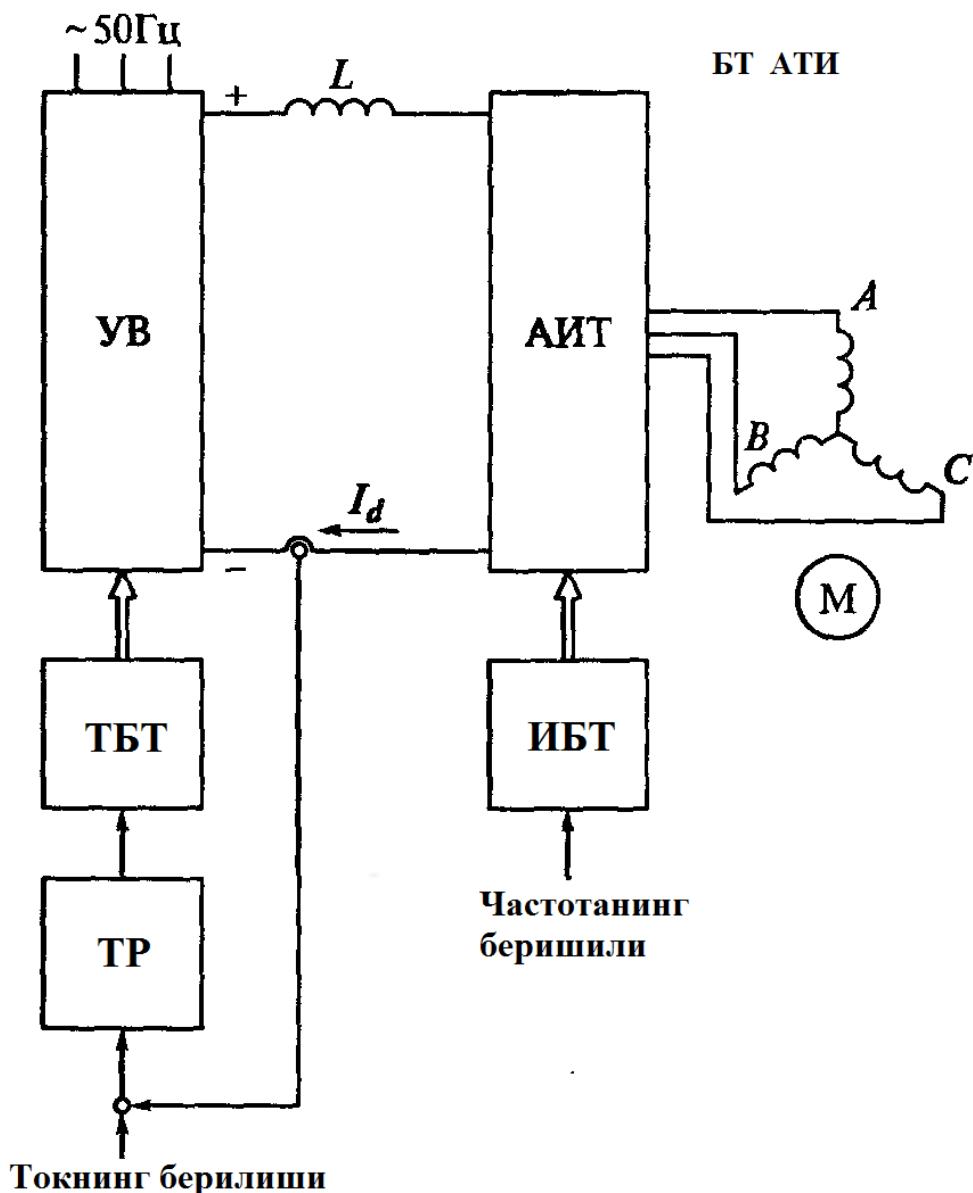
1.9-rasm. Vektorli keng-impulsli modulyasiyalı o‘zgartirgich chiqishida kuchlanishning shakllanishi

1.4. Tok bilan boshqariladigan avtonom invertorli chastota o‘zgartirgich

Elektr yuritmalarda, darsligimizning oldingi qismlarida ko‘rib o‘tilgan avtonom kuchlanish invertorli o‘zgartirgichlardan tashqari, o‘zgarmas tok zvenoli va tok bilan boshqariladigan avtonom invertorli o‘zgartirgichlar ham keng miqyosda qo‘llanilib kelinmoqda.

Avtonom tok invertori (ATI) li o‘zgartirgich deb nomlanadigan o‘zgartirgichning tuzilmasi 1.10-rasmga ko‘rsatilgan. Uning AKI li o‘zgartirgichdan farqi shundan iboratki, invertor kuchlanish manbasidan emas balki tok manbaidan ta’midot oladi. Bunday manba sifatida tarkibida to‘g‘rilangan tok I_d ni rostlash konturini hosil qilishi natijasida tok manbai xususiyatini beruvchi - to‘g‘rilagichni boshqarish tizimi (TBT) mavjud bo‘lgan boshqariluvchan to‘g‘rilagich (BT) qo‘llaniladi. Tokni rostlash konturida tok rostagich mavjud bo‘lib, uning kirishida to‘g‘rilangan tokning haqiqiy qiymati beriluvchi signal bilan solishtiradi. SHunday qilib, ushbu signal avtonom invertor kirishidagi tok qiymatini beradi va mos ravishda invertor kalitlarining ulab-uzilishi natijasida I_d tokdan shaklanuvchi dvigatel stator tokining qiymatini belgilaydi. Stator tok chastotasi, hamda boshqariluvchan to‘g‘rilagichli va ATI li o‘zgartirgichlardi (1.1-rasmga q.) kuchlanish chastotasi invertorni boshqarish tizimi (IBT) ning kirishida beriluvchi signal chastotasi bilan belgilanadi. ATI li o‘zgartirgich ishlashining o‘ziga xos xususiyati uni sxemasining kuchlanish invertorli o‘zgartirgich sxemasidan farq qilishi bilan belgilanadi: to‘g‘rilangan tok pulsatsiyasini sillqlash uchun mo‘ljallangan silliqlovchi filtrning asosiy elementi sifatida kondensator emas, balki drossel L qo‘llaniladi, bundan tashqari, ATI kalitlarida deskari tok diodlari mavjud bo‘lmaydi. Bu shu bilan bog‘langanki, invertor kalitlarining ularishida dvigatel statorining cho‘lg‘amlarida kuchlanish emas, balki tok shakllanadi. Cho‘lg‘amlardagi kuchlanish esa shakllangan faza toki ta’sirida shakllanadi, tok va kuchlanish orasidagi faza sillishi esa tokning kuchlanishga nisbatan siljishidan emas, balki kuchlanishning tokka nisbatan siljishi

hisobda hosil bo'ladi. Natijada, invertor kalitlarining ulab-uzish jarayoni kechib bo'lgan, lekin tok yuklamaning induktiv xarakteridan kelib chiqib o'zining oldingi yo'nali shida oqishi davom etishi kerak bo'lgan vaqt oralig'i mavjud bo'lmaydi. ATI dan ta'minlanayotgan asinxron dvigatel tezligini chastotaviy boshqarish rejimi chastotaviy-tokli boshqarish deb ataladi [9].



1.10-rasm. O'zgarmas tok zvenoli, boshqariluvchan to'g'rila gichli va avtonom tok invertorli chastota o'zgartirgichning tuzilmasi

CHastotaviy-tokli boshqarishda odatda stator tokini tashkil etuvchilarining boshqarilishi perpendikulyar bo'lgan ikki o'q bo'yicha ta'minlanadi, bu esa dvigatel momentini rostlash va kerakli qo'zg'atish oqimili ish rejimini olish

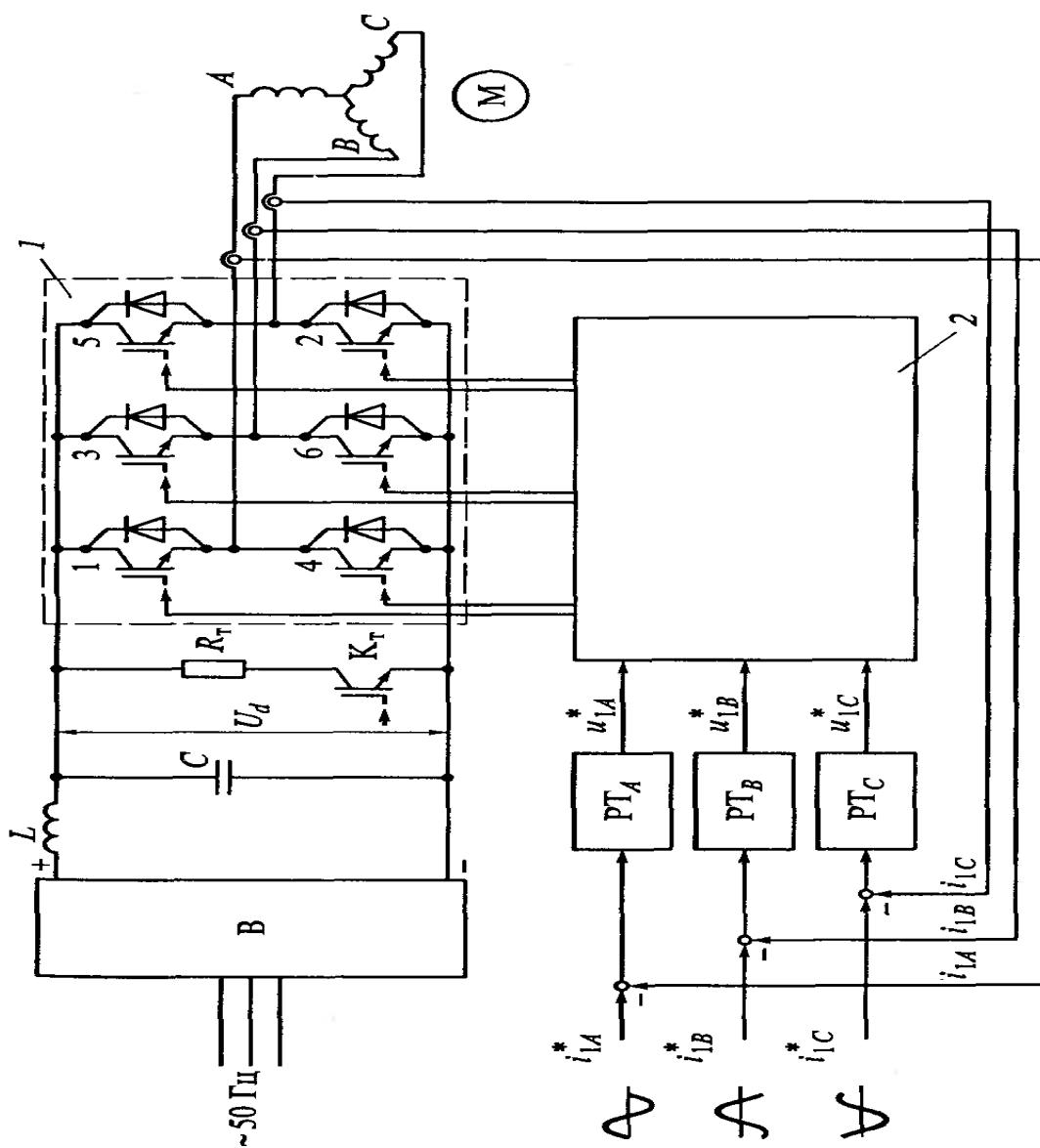
imkoniyatini beradi. SHuning uchun tok bilan boshqariladigan o‘zgartirgichni keyingi tahlillarida, ichki konturlarda tezlikni rostlash tizimi qo‘llaniladi. Ichki konturlarga nisbatan tashqi hisoblanuvchi konturlar – bu tezlik va oqimni rostlash konturidir. Tezlikning yopiq konturi kirishidagi beriluvchi signalning o‘zgarishida, hamda dvigateldagi yuklamaning o‘zgarishi natijasida dvigatel tezligining o‘zgarishida tezlik rostlagichining chiqishidagi signal o‘zgaradi va bu dvigatel momentini shakllantiruvchi stator tokini tashkil etuvchilarining kerakli o‘zgarishiga olib keladi.

Hozirgi vaqtda o‘zgarmas tok zvenoli chastota o‘zgartirgichning qo‘llanilishi bilan bog‘liq chastotaviy-tokli boshqarish pritsipi odatda keng-impulсли modulyasiyali avtonom kuchlanish invertorini qo‘llanilishi bilan tatbiq qilinadi. Keng-impulсли modulyasiyali avtonom kuchlanish invertori befosita chiqish toki bo‘yicha, ya’ni dvigatel statorining toki bo‘yicha teskari aloqani o‘z ichiga oladi. SHunday qilib, o‘zgartirgich uchun beriluvchi signal dvigatelga beriluvchi tok signali hisoblanadi va chastota o‘zgartirgich tok bilan boshqariladigan o‘zgartirgich xususiyatiga ega bo‘ladi.

[16] ishda tokni to‘g‘ri bo‘lman va to‘g‘ri rostlash hollarini qarab chiqish taklif qilingan. Birinchi holda invertor oddiy keng-impulсли modulyasiyali boshqaruв tizimiga ega bo‘ladi. Unga qo‘shimcha ravishda oddiy, masalan qo‘zg‘almas yoki aylanuvchan koordinata tizimida bajariluvchi proporsional-integralli tok rostlagichlari konturlari quriladi. Ikkinci holatda tokning shakllanishi uchun befosita tokning beriluvchi va haqiqiy qiymatlari orasidagi farq funksiyasida ulanuvchi invertor kalitlari qo‘llaniladi.

Qo‘zg‘almas koordinata tizimida bajarilgan tok rostlagichlarni to‘g‘ri bo‘lman boshqaruvi tadbiqlarining variantlaridan biri 1.11-rasmida ko‘rsatilgan. CHastota o‘zgartirgichda o‘zining boshqaruв tizimi mavjud bo‘lgan AKI qo‘llaniladi. Har bir fazasida TR_A, TR_V, TR_S tok rostlagichlari mavjud bo‘lib, ularning kirishida $i_{1A}^*, i_{1B}^*, i_{1C}^*$ beriluvchi toklarning sinusoidal signallari o‘zaro va stator faza cho‘lg‘amlaridagi toklarning oniy qiymatlari i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} ni ifoda etuvchi ularning haqiqiy qiymatlari bilan solishtiriladi. Toklarning amplitudasi

beriluvchi signal amplitudasi bilan belgilanadi, chastotasi esa ularning chastotasi bilan belgilanadi. Invertorni boshqarish tizimi uchun kiruvchi signallar sifatida tok rostlagichlarning chiqishidagi $u_{1A}^*, u_{1B}^*, u_{1C}^*$ sinusoidal signallar xizmat qiladi. Bunday o‘zgartirgich elektr yuritma tezligini rostlash tizimining bir qismi hisoblanadi. Tezlik va oqim ilashuvi rostlagichli rostlashning tashqi konturi odatda aylanuvchan koordinata tizimida bajariladi. Oqim ilashuvi va tezlik rostlagichlarining chiqish signallari α va β o‘qlar bo‘yicha toklarini belgilaydi va u toklar keyinchalik $i_{1A}^*, i_{1B}^*, i_{1C}^*$ toklarning oniy qiymatlarini beruvchi signallarga aylanadi.



1.11-rasm. Qo‘zg‘almas koordinata tizimida bajarilgan tok rostlagichli va tok bilan boshqariladigan invertorli chastota o‘zgartirgich
1- avtonom kuchlanish invertori; 2- AKI ning boshqarish tizimi

$\alpha - \beta$ aylanuvchan koordinata tizimida bajarilgan tok rostlagichli tizim xuddi shu prinsip asosida ishlaydi. Faqat farqi shundan iboratki, o'lchanayotgan stator faza toklari oldin aylanuvchan koordinata tizimida stator toki fazoviy vektorining tashkil etuvchilariga aylanadi, keyin toklar konturlariga nisbatan tashqi bo'lgan rostlagich konturlarining chiqish signallari hisoblanuvchi beriluvchi signallar bilan solishtiriladi. α va β o'qlar bo'yicha tok rostlagichlarning chiqishidagi signallar o'zgartirgichning beriluvchi signallari hisoblanadi va koordinatalarni almashtirandan so'ng $u_{1A}^*, u_{1B}^*, u_{1C}^*$ signallar shaklida AKI boshqarish tizimining kirishiga kiritiladi. Tok bilan boshqariladigan invertorning bunday tadbiqining prinsipi 5.10-rasmda va asinxron dvigatellni vektorli boshqarishli tezlikni rostlash tizimining sxemasi 1.10-rasm ko'rsatilib tahlil qilinadi.

Tok bilan to'g'ri boshqariladigan chastota o'zgartirgichning oddiyroq varianti ikkipozitsiyali gisterezisli rostlagichli sxema hisoblanadi. O'zgartirgich tarkibaga kiruvchi bunday rostlagichli avtonom invertorning tuzilmasi 1.12,a rasmda ko'rsatilgan.

Uchala rostlagichlarning (invertorning fazaliri soni bo'yicha) har biri gisterezis xarakteriga ega. Invertor uchun boshqaruvchi signallar faza toklarining beriluvchi $i_{1A}^*, i_{1B}^*, i_{1C}^*$ signallari hisoblanadi. Bu signallar bilan stator faza toklarining i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} haqiqiy qiymatlari solishtiriladi. Natijada gisterezisli tok rostlagichlarning kirishiga quyidagi mos signallar farqi ta'sir qiladi:

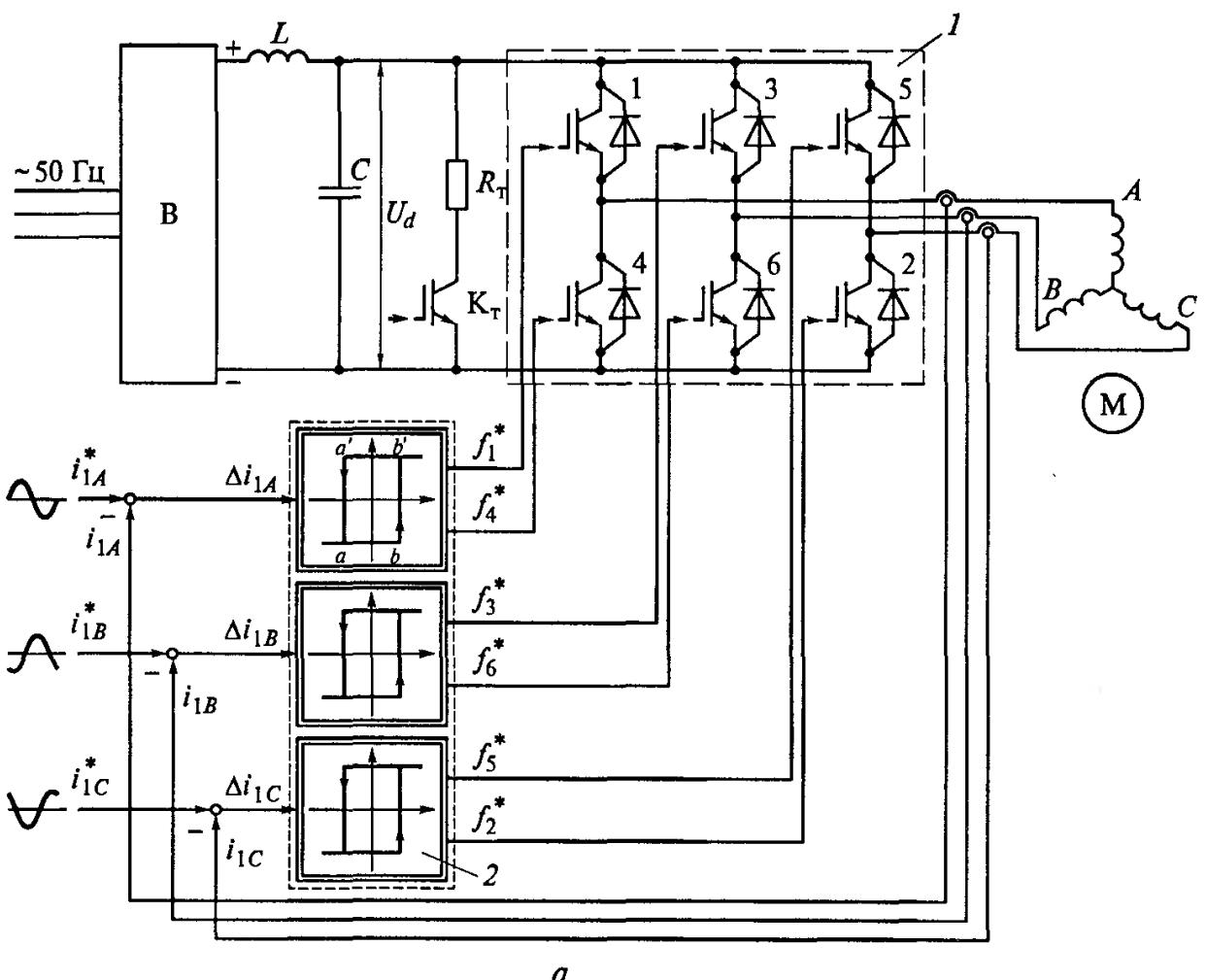
$$\begin{aligned}\Delta i_{1A} &= i_{1A}^* - i_{1A}; \\ \Delta i_{1B} &= i_{1B}^* - i_{1B}; \\ \Delta i_{1C} &= i_{1C}^* - i_{1C}.\end{aligned}$$

Gisterezisli rostlagich ikkita barqaror holatga ega bo'ladiki, ularning har biriga chiquvchi siganllardan birining aktiv holati mos keladi. Bunda chiquvchi signaldan ikkinchisi passiv holatda bo'лади. Masalan, A faza uchun ushbu siganllar f_1^* yoki f_4^* bo'лади. SHartli ravishda aktiv holatni bir deb, passiv holatni esa nol deb qabul qilamiz. $f_1^* = 1$ qiymat 1-tranzistorning ochiq holatiga mos kelsa,

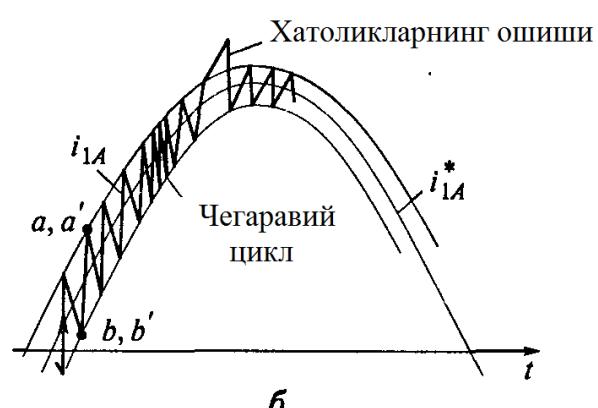
$f_1^* = 0$ qiymat esa yopiq holatiga mos keladi. SHunga o‘xhash tarzda $f_4^* = 1$ qiymat 4-tranzistorning ochiq holatigi, $f_4^* = 0$ qiymat esa yopiq holatiga mos keladi.

A fazaning gisterezisli rostlagichining ishlashini batafsil ko‘rib chiqamiz. Faraz qilaylik boshlang‘ich vaqt momentida ishchi nuqta rostlagich xarakteristikasining $a - b$ qismidagi b nuqta yaqinida joylashgan bo‘lsin. Bunda tok rostlagichining chiqishiga $f_4^* = 1$ chiqish signali ta’sir qiladi, 4-kalit ulangan (tiristor ochiq), A fazadagi tok kamayadi va $\Delta i_{1A} = i_{1A}^* - i_{1A}$ kabi aniqlanadigan musbat toklar farqi, tokni haqiqiy qiymati i_{1A} ning kamayishi hisobidan oshadi. 1.12,b rasmida b, b' harflar bilan belgilangan tokning minimal qiymatiga mos keladigan vaqt momentida ishchi nuqta b holatni egallaydi va shu lahzada b' nuqtaga ko‘chadi. Bunda rostlagich chiqishidagi signallar o‘zgarib $f_4^* = 0$, $f_1^* = 1$ ga teng bo‘ladi, 4-kalit uziladi va 1-kalit ulanadi. Bu holat 1.12,b rasmida a, a' harflar bilan belgilangan. Bu holatda rostlagich xarakteristikasidagi ishchi nuqta a' holatni va shu zahoti a holatni egallaydi natijada 1-kalit uziladi va yana 4-kalit ulanadi. Bunday sikl doimiy takrorlanadi va yuklamaning A fazadagi tok gisterezis ilmog‘ining kengligiga bog‘liq ravishda maksimal farq bilan beriluvchi tok i_{1A}^* ga ergashib boradi.

Tokni rostlashning bunday usuli ma’lum bir kamchiliklardan xoli emas. Bu kamchiliklar shu bilan bog‘liqki, tokni rostlashning uchala konturlari bir-biridan mustaqqil ravishdv ishlasa ham, invertorning har bir elkasidagi kommutatsiya jarayoni uchala fazaning barchasiga ta’sir ko‘rsatadi. Nol simisiz yulduz usulida ulangan uch fazali cho‘lg‘amda tokning oniy qiymatlari yig‘indisi nolga teng, ya’ni faqatgina ikkita faza toki mustaqqil kattaliklar hisoblanadi. SHunday qilib, qaralayotgan tizimda ikkita mustaqqil o‘zgaruvchilar bo‘lgan holda uchta mustaqqil rostlagichlar ta’sir ko‘rsatadi. Bu esa bir qator hollarda kalitlarni ulab-uzishning keraksiz kombinatsiyalarini hosil bo‘lishiga olib keladi. 1.12,b rasmida shu bilan bog‘liq bo‘lgan, gisterezis ilmog‘i kengligi bilan aniqlanadigan rostlash chegarasidagi xatolikning oshishidek avtotebranishli rejimlarning paydo bo‘lishi ko‘rsatilgan.



a



b

1.12-rasm. Tok bilan boshqariladigan va giserezisli tok rostlagichli invertorli chastota o‘zgartirgich:

a- invertorning tuzilmasi; *b*- chiqishdagi tokning shakli [60]; *I*- avtonom kuchlanish invertori; 2- ikkipozitsiyali giserezisli tok rostlagichlari

1.5. O‘zgarmas tok zvenoli chastota o‘zgartirgichdan ta’minot olayotgan dvigatelning tormoz rejimi

Oldin ta’kidlanganidek, avtonom invertor elkalarini hosil qiluvchi tranzistorli kalitlar ikki tomonlama o‘tkazuvchanlik xususiyatiga ega bo‘ladi, chunki tokni to‘g‘ri yo‘nalishda o‘tkazuvchi har bir tranzistor teskari tok diodlari bilan shuntlangan. SHuning uchun ushbu kalit qo‘llanilishi bilan qurilgan invertor quvvatni har ikkala yo‘nalishda ham uzatishi mumkin. Agar bunday xususiyat o‘zgarmas tok zvenosida ham bo‘lganda edi, unda dvigateli rekuperativ tormozlashning tadbiqi bilan bog‘liq muammo (isroflari chegirib tashlangan tormozlash quvvati ta’minlovchi tarmoqqa qaytadi) yuzaga kelmagan bo‘lar edi. Agar qachonkim o‘zgarmas tok zvenisi sifatida boshqarilmaydigan to‘g‘rilagich hisoblansa, u faqatgina dvigatel rejimiga mos keluvchi yo‘nalishdagina quvvat oqimini uzatadi va tarmoqqa energiyaning qaytishi bilan bog‘liq tormoz rejimi hosil qilish mumkin bo‘dmaydi. Dvigateli tormoz rejimiga o‘tishida invertor kirishidagi tokning o‘zgarmas tashkil etuvchisi yo‘nalishini dvigatel rejimiga nisbatan teskarisiga

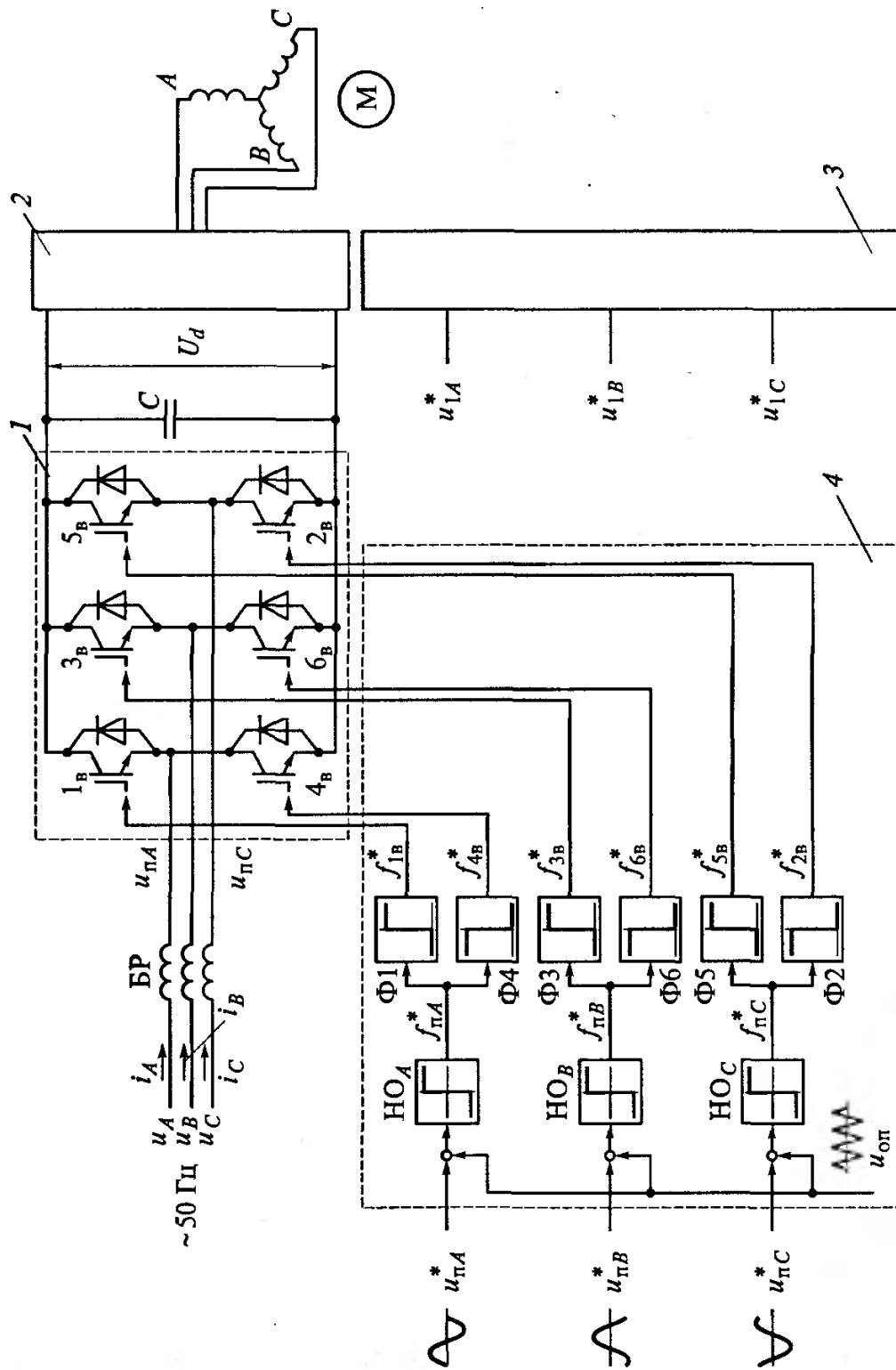
qarab o‘zgartiradi, bu esa to‘g‘rilagich chiqishidagi kondensatorning qo‘sishma zaryad yig‘ishiga va undagi kuchlanishning oshishiga olib keladi. Tormozlash energiya isrofidan qutilishning ikkita asosiy usuli mavjud:

tormozlash energiyasini maxsus tormoz rezistori R_T da sochilishi. Tormoz rezistori, kondensatordagи kuchlanishning qiymati dvigatel rejimidagi qiymatiga qaraganda katta bo‘lganda, K_T tranzistorli kalit yordamida ulanadi;

o‘zgarmas tok zvenosi sifatida aktiv kuchlanish to‘g‘rilagichining qo‘llanilishi [17].

Birinchi usul tormozlash energiya isrofi nisbatan kichik ahamiyatga ega bo‘lgan kichik va o‘rta quvvatli elektr yuritmalarda keng qo‘llaniladi. Ikkinchi usul katta quvvatli elektr yuritmalarda qo‘llaniladi. U nafaqat uskunaning FIK ni oshiradi, balki o‘zgartirgich tarmoqdan ta’minot olayotgan yoki tarmoqqa

qaytarilayotgan tokning garmonik tarkibini yaxshilash, hamda elektr yuritma quvvat koeffitsientining kerakli qiymatini olish imkoniyatini beradi



1.13-rasm. Aktiv to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichni kuch qismining tuzilmasi:
 1- aktiv kuchlanish to‘g‘rilagichi; 2- avtonom kuchlanish invertori; 3- AKI ni boshqaruv tizimi;
 4- AKT ni boshqaruv tizimi

Tarkibida aktiv kuchlanish to‘g‘rilagichi (AKT) bo‘lgan o‘zgartirgichli elektr yuritmaning tuzilmasi 1.13-rasmida tasvirlangan. AKTning sxemasi avtonom kuchlanish invertori sxemasi bilan bir xil. Rasmida shuningdek yaqqol ko‘rinadigan arrasimon kuchlanishli boshqaruv tizimining tuzilmasi ham ko‘rsatilgan. O‘zgartirgichning kirish zanjirida buferli reaktorlar o‘rnatalgan bo‘lib, ulardagi i_A, i_B va i_S toklardan bo‘ladigan kuchlanish tushuvilarini tarmoq sinusoidal kuchlanishining oniy qiymatlari va o‘zgaruvchan tok AKT qismalaridagi kuchlanishlar orasidagi farqini aks ettiradi. O‘z navbatida o‘zgaruvchan tok AKT qismalaridagi kuchlanishlarning yuqori garmonikalari keng-impulsli modulyasiya yuqori chastotalari bilan aniqlanadi. Invertorni boshqarish tizimi kirishidagi $u_{1A}^*, u_{1B}^*, u_{1C}^*$ boshqaruvchi signallar (bu signallarning chastotasi invertor chiqishidagi kuchlanishni asosiy garmonikasining chastotasini beradi) dan farqli ravishda, AKT kirishida u_A, u_B va u_S ta’minot kuchlanishi oniy qiymatlarini beruvchi $u_{pA}^*, u_{pB}^*, u_{pC}^*$ boshqaruv signallari, tarmoq quchlanishi chastotasiga teng bo‘lgan chastotaga ega bo‘lishi kerak. Bu tarkibida toklarini rostlanishning ichki konturi va to‘g‘rilangan kuchlanish U_d ni rostlashning tashqi konturi bo‘lgan chastotani rostlashning xususiy yopiq tizimi yordamida amalga oshiriladi.

Dvigatel tarmoqdan quvvat oladigan dvigatel rejimida, AKT to‘g‘rilagich rejimida ishlaydi, AKI esa invinventor rejimida ishlaydi. Bunda AKT $1_B - 6_B$ tranzistorli kalitlardagi tokning aksariyat qismi teskari tok diodlari orqali oqib o‘tadi. Tormozlash rejimida AKI to‘g‘rilagich rejimiga o‘tadi, AKT esa C kondensatordagi kuchlanishni invertorlab invertor rejimida ishlaydi. Bunda tok asosan tranzistorli kalitlardagi tranzistorlar orqali oqib o‘tadi.

Keng-impulsli modulyasiyani qo‘llanilishi tarmoqdan ta’milanayotgan i_A, i_B, i_S toklar shaklini sinusoidallikkha yaqin olish imkoniyatini beradi. Boshqaruv signallari boshlang‘ich fazasini o‘zgartirib o‘zgartirgichning quvvat koeffitsientini o‘zgartirish mumkin.

2-BOB

STATORDAGI KUCHLANISH CHASTOTASINI O'ZGARTIRISH ORQALI O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMA TEZLIGINI ROSTLASH TAMOYILLARI

2.1. Asinxron motorli elektr yuritma tezligini U/f- rostlash

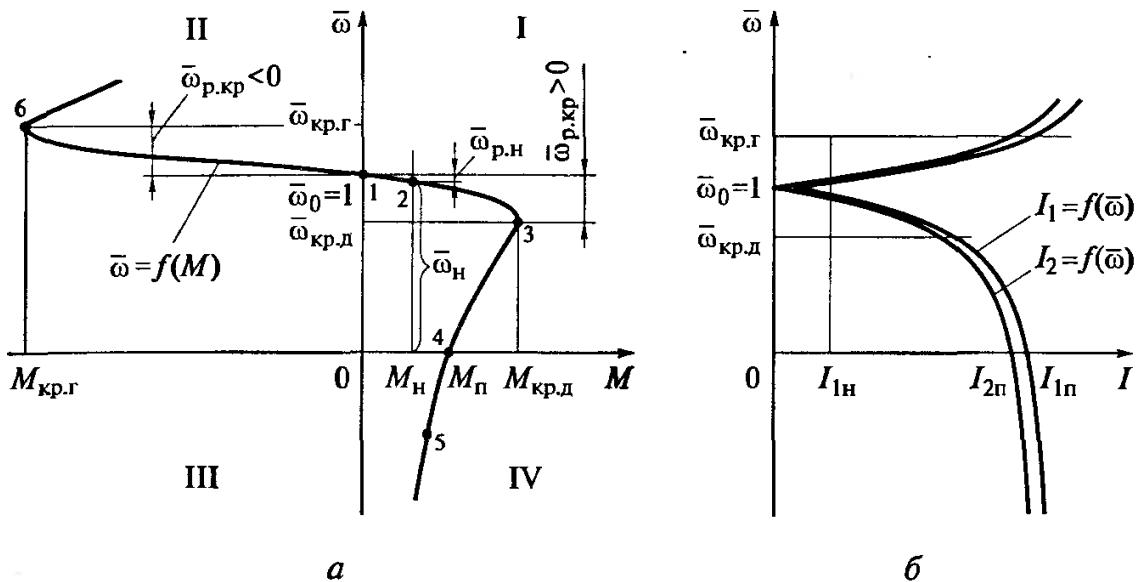
Elektr yuritmaning $\bar{\omega} = f(M)$ yoki $\omega = f(M)$ mexanik xarakteristikasi dvigatel tezligining nisbiy yoki absolyut birliklarda barqarorlashgan rejimda momentga bog'lanishini ifodalaydi. Barqarorlashgan rejimda dvigatelning M_D elektromagnit momenti yuklama momenti M_s ga teng bo'ladi. YUklama momentining o'zi $M_s = M_{yuk} + \Delta M_{ayl}$ valdag'i yuklama momenti va dvigatel aylanish isrof momentining yig'indisidan iborat bo'ladi. $n = f(M)$ xarakteristikani qurishda ayl/min da o'lchanadigan aylanish chastotasi rad/s da o'lchanadigan burchak tezlik bilan $n = 30\omega/\pi$ tenglama orqali bog'langan.

Mexanik xarakteristikani hisoblash uchun elektromagnit momentni ifodalovchi ifodadan foydalanish kerak. Ta'minot manbasi kuchlanishi U_1 va nisbiy chastotasi $\bar{\omega}_0$ ning, shuningdek dvigatel kuchlanishi nominal chastotasining berilgan ma'lum qiymatlarida, rotor EYUK nisbiy chastotasiga bir qator qiymatlar berib, ularning har biriga mos keluvchi momentni nyuton metrlarda hisoblash kerak. $\bar{\omega}_r$ ning har bir qiymatiga mos keluvchi nisbiy birliklardagi tezlikning qiymati, ta'minot kuchlanishining nisbiy chastotasi va rotor EYUK chastotasining farqi sifatida aniqlanadi: $\bar{\omega} = \bar{\omega}_0 - \bar{\omega}_r$. Tezlik absolyut birliklarda o'lchanadigan xarakteristikalarini qurish uchun $\omega = \bar{\omega}\omega_{0el,n}/r_p$ ifodadan foydalanish kerak. Ta'kidlash kerakki, dvigatelning nisbiy tezligi $\bar{\omega}$ nisbiy chastotasidan katta ham, kichik ham bo'lishi mumkin. SHuning uchun $\bar{\omega}_r$ musbat ham, manfiy ham qiymat qabul qilishi mumkin. Nominal kuchlanish $U_1 = U_{1n}$ va nominal chastotada $\bar{\omega} = 1$ xarakteristika tabiiy mexanik xarakteristika deb nomlanadi. Uning ko'rinishi 2.1a, rasmda qo'rsatilgan. Xarakteristika dvigatel rejimidagi I chorakdan va tormoz

rejimidagi II va IV chorakdan o‘tadi. (1.9) ifodaning birinchi ikki formulasidan foydalangan holda $\bar{\omega}_0$ va $\bar{\omega}_r$ larning berilgan qiymatlari uchun stator va rotor toklarining modulini hisoblash mumkin:

$$I_1 = \bar{\omega}_0 U_1 \sqrt{\frac{(\bar{R}_2/\bar{\omega}_p)^2 + x_2^2}{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2 + B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2}};$$

$$I_2 = \frac{\bar{\omega}_0 x_m U_1}{\sqrt{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2 + B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2}}.$$



2.1-rasm. Asinxron dvigatelning tabiiy mexanik xarakteristikasi (a) va stator va rotor toklarining tezlikka bog‘liqligi (b)

Stator va rotor toklarning dvigatelning tezligi va momenti bilan bog‘liqligini ko‘rsatuvchi xarakteristika [19] 2.1,b rasmida ko‘rsatilgan. Uni mexanik xarakteristika bilan birlgilikda tahlil qilish qulayroq bo‘lishi uchun toklar abssissa o‘qi bo‘yicha, tezlik esa ordinata o‘qi bo‘yicha qo‘yilgan.

Mexanik xarakteristikada bir qator nuqtalar belgilangan.

1-nuqta. Ideal salt ishslash rejimi. Dvigatelning tezligi sinxron tezlikka, ya’ni fizik fazoda magnit maydonning aylanish tezligiga teng. Bunda $\bar{\omega} = \bar{\omega}_0 = 1$ (absolyut birliklarda bu $\omega = \omega_{0el}/r_p$ ko‘rinishda bo‘ladi). Rotor EYUK nisbiy

chastotasi nolga teng. Rotor zanjirida tok mavjud bo‘lmaydi $I_2 = 0$, statordagi tok magnitlanish tokiga teng bo‘ladi:

$$I_1 = I_{m0} = U_1 / \sqrt{(R_1^2 + (x_{1\sigma} + x_m)^2)} = U_1 / \sqrt{(R_1^2 + x_1^2)}$$

va u ideal salt ishlash rejimida asosiy oqim ilashuvi qiymatini aniqlaydi $\Psi_{m0} = L_m L_{m0}$. Almashtirish sxemasida (1.2-rasmga q.) qo‘llanilgan ushbu rejim $R_2 = \infty$ bo‘lganda rotoring ochiq zanjiriga mos keladi. Real sharoitda uni, valdag'i aylanishga mos aktiv momenti dvigatel aylanishining isrof momentiga teng bo‘lganda olish mumkin.

2-nuqta. Nominal rejim. Elektromagnit moment dvigatelning nominal momentiga teng. Nominal moment dvigatelning pasport kattaliklari bo‘yicha hisoblanadigan momenti va nominal rejimdagi aylanish isrofi momentining yig‘indisidan iborat.

Xarakteristikada quyidagilar belgilangan: nominal moment M_n , nominal nisbiy tezlik $\bar{\omega}_n$, rotor EYUK nominal nisbiy chastotasi $\bar{\omega}_{r,n}$ va statorning nominal toki I_{1n} . 2-nuqta mexanik xarakteristikaning ishchi qismida chiziqli bog‘lanish yaqinida joylashadi.

Xarakteristikaning 1-3 qismi. O‘zining katta qismi bilan dvigatel rejimidagi asinxron dvigatelning barqaror ish rejimiga mos keladi. Dvigatel yuklamasining oshib borishi bilan stator zanjiridan rotor zanjiriga uzatilayotgan quvvat ortib boradi va mos ravishda rotor toki ham ortadi. Bu mulohaza $\bar{\omega}_0$ ning berilgan qiymatida faqatgina $R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ kamayishida o‘rinli bo‘ladi (1.2-rasmga q.), ya’ni rotor EYUK nisbiy chastotasini oshishida va tezlikning kamayishida. (2.3) formuladan ko‘rinib turganidek $\bar{\omega}_p$ ning oshishida $\cos \varphi_2$ kamayadi, ya’ni \dot{E}_2 EYUK vektori va rotor toki \dot{I}_2 orasidagi φ_2 burchak siljishi oshadi (1.3-rasmga q.). Mos ravishda rotor tokining oshishi uning nafaqat aktiv tashkil etuvchisi hisobidan, balki reaktiv tashkil etuvchisi hisobidan ham amalga oshadi. I_2 tok bilan bir qatorda I_1 ham oshadi va magnitlovchi tok kamayadi. SHuningdek, $R_1 + j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}$ qarshilikda kuchlanish tushuvining oshishi natijasida havo oralig‘idagi magnit oqim ham kamayadi.

3-nuqta. Kritik moment nuqtasi. Bu nuqtada dvigatel rejimda ishlayotgan asinxron motorning momenti mumkin bo‘lgan maksimal (kritik) $M_{kr.d}$ qiymatga erishadi, bunda rotor nisbiy chastotasi $\bar{\omega}_{p.kr}$ (yoki sirpanishi s_{kr}) kiritik qiymatda bo‘ladi. Agar dvigatel yuklamasining oshishi natijasida elektromagnit moment kritik moment qiymatidan oshsa, dvigatel, stator qisqa tutashuvi toki (uning o‘zi ishga tushirish toki) $I_1 = I_{1ish.t}$ (2.1,b rasm) va unga mos keluvchi qisqa tutashuv momenti (ishga tushirish momenti) $M_{ish.t}$ ta’sirida to‘xtaydi. Takroriy ishga tushirish faqatgina yuklama momentining qiymatini ishga tushirish momentining qiymatidan kichik bo‘lgan qiymatgacha tushirgandan so‘ng mumkin bo‘ladi.

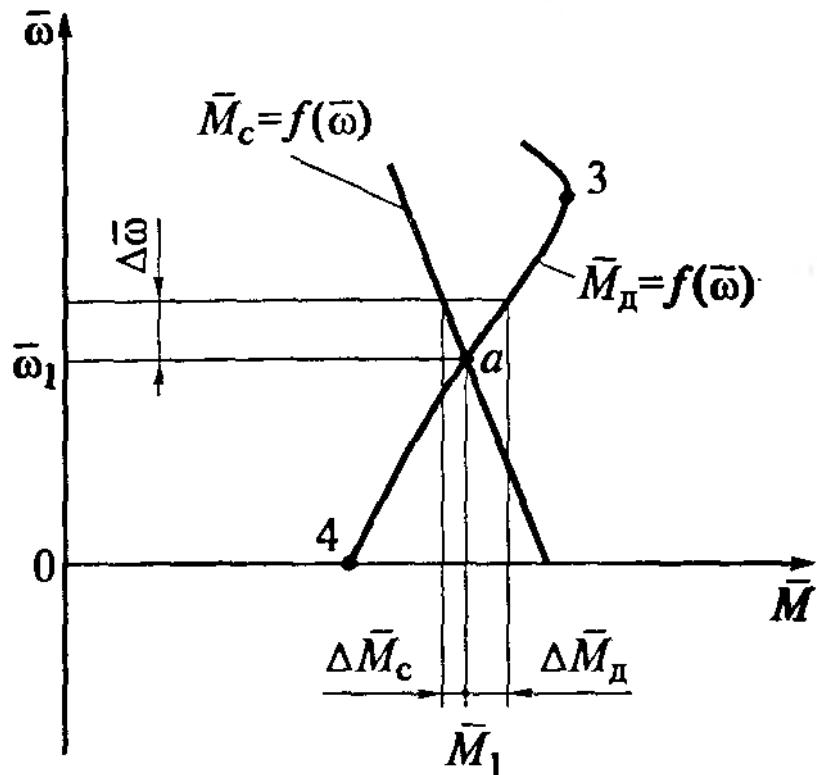
Xarakteristikaning 3-4 qismi. Rotor EYUK nisbiy chastotasini $\bar{\omega}_{p.kr}$ qiymatdan katta qiymatgacha oshirilganda, I_2 tokning (va u bilan birga I_1 tokning) oshishi davom etadi, lekin bu tokning aktiv tashkil etuvchisi kamayganda, ya’ni $\cos \varphi_2$ kamaydagan, reaktiv tashkil etuvchisining oshishi hisobidan ruy beradi. Natijada $\bar{\omega}_p$ ning oshishi mobaynida dvigatel momenti pasayib boradi. Odatda xarakteristikaning qaralayotgan qismida elektr yuritma barqaror ishlamaydi. Bunga $\bar{M}_d = f(\bar{\omega})$ va $\bar{M}_s = f(\bar{\omega})$ (momentlar nisbiy birliklarda yozilgan) bog‘lanishlarning kesishgan nuqtasini tahlil qilib ishonch hosil qilish mumkin (2.2-rasm). Faraz qilaylik tezlikning kichik ortirmasi $\Delta\bar{\omega}$ mavjud bo‘lsin, bunda momentlar ham $\Delta\bar{M}_d$ va $\Delta\bar{M}_s$ ortirmaga ega bo‘ladi va ular a nuqtadagi xususiy hosilalari orqali quyidagi tarzda yoziladi:

$$\Delta\bar{M}_d = \frac{\partial\bar{M}_d}{\partial\bar{\omega}}\Delta\bar{\omega}; \quad \Delta\bar{M}_c = \frac{\partial\bar{M}_c}{\partial\bar{\omega}}\Delta\bar{\omega}.$$

Mexanikaning asosiy tenglamasini qo‘llab ifodani quyidagicha yozish mumkin:

$$\Delta\bar{M}_d - \Delta\bar{M}_c = T_M \frac{d\Delta\bar{\omega}}{dt},$$

bu T_M –elektr yuritmaning mexanik doimiysi, $T_M = J\omega_b/M_b$ (J – inersiya momenti).



2.2-rasm. Mexanik xarakteristikaning 3-4 qismida barqaror ishlash sharti (6.1-rasmga q)

Bu tenglamaga quyidagi xarakteristik tenglama mos keladi:

$$T_M \frac{d\Delta\bar{\omega}}{dt} - \left(\frac{\partial \bar{M}_d}{\partial \bar{\omega}} - \frac{\partial \bar{M}_c}{\partial \bar{\omega}} \right) \Delta\bar{\omega} = 0.$$

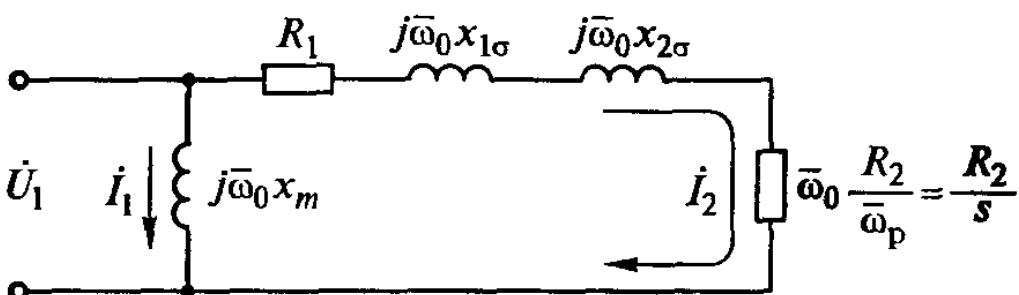
Ushbu ifodadagi ikkinchi qo'shiluvchi musbat bo'ladi, ya'ni $(\partial \bar{M}_d / \partial \bar{\omega}) - (\partial \bar{M}_c / \partial \bar{\omega}) < 0$ shart bajarilganda a nuqta barqaror ishlash nuqtasi bo'ladi. 2.2-rasmda ko'rsatilgan xususiy holda bu shart bajarilmaydi.

4-nuqta. Ishga tushirish rejimining boshlanishi. Dvigatel momentining qiymati $\bar{M}_{ish.t}$ ga teng, tezlik nolga teng, qo'zg'almas rotorning EYUK nisbiy chastotasi ta'minot manbasi kuchlanishi nisbiy chastotasiga teng. Stator va rotorning ishga tushirish toki $I_{1ish.t}$ va $I_{2ish.t}$ kabi belgilangan.

Xarakteristikaning 4-5 qismi. Qarshi ulanishli (qarshi tokli) tormoz rejimi. Bu rejimda ishchi organ hosil qiladigan aktiv tashqi moment ta'siri ostida dvigatel rotori statorning aylanuvchan maydoni yo'nalishiga qarama-qarshi yo'nalishda aylanadi. Dvigatel hosil qiladigan moment tormozli moment hisoblanadi, stator va rotor toklarining qiymati ishga tushirish toki qiymatidan ortiq bo'ladi.

Xarakteristikaning 1-6 qismi. Rekumerativ tormoz rejimi (generatorli rejim). Bu rejimda ishchi organ rotorni statorning aylanuvchan maydoni yo‘nalishi bo‘yicha va stator maydonining aylanish tezligidan katta tezlik bilan aylantiradi. $\bar{\omega}_p$ ning qiymati manfiy. Dvigatel rejimidagi kabi bunda ham motor reaktiv quvvat oqimini hosil qilish uchun manbadan ta’minot oladi, valdan olinadigan isroflari chegirib tashlangan aktiv quvvatni esa manbara beradi. Generator rejimidagi kritik moment $\bar{M}_{kr.g}$ absolyut qiymati bo‘yicha dvigatel rejimidagi kritik moment $\bar{M}_{kr.g}$ dan oshadi.

Dvigatel momentini hisoblash va undan keyin uning mexanik xarakteristikasini qurish uchun (2.2) formulaga qaraganda soddarоq bo‘lgan formuladan foydalanish mumkin. Buning uchun T-simon almashtirish sxemasidan G-simon almashtirish sxemasiga o‘tish kerak (2.3-rasm). Magnitlovchi konturi sxemaning kirishiga chiqarilgan G-simon almashtirish sxemasiga o‘tishda ma’lum bir cheklanishlarga ruxsat etiladi. Bu cheklanishlar asosan magnitlovchi tok I_m ning va oqim ilashuvi Ψ_m ning dvigatel yuklamasiga bog‘lanishlarini hisobga olmaslik natijasida yuzaga keladi, chunki magnitlovchi kontur befosita ta’minot manbasiga kuchlanishi U_1 ga ulangan bo‘ladi. Buning natijasida magnitlovchi tokning $R_1 + j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}$ qarshilikdagi kuchlanish tushuvi hisobga olinmaydi. Biroq sxemani bunday tasvirlash mexanik xarakteristikaning xarakterli nuqtalaridan moment va tezlikni aniqlash uchun ancha sodda ko‘rinishga ega bo‘lgan ifodani olish imkoniyatini beradi.



2.3-rasm. Asinxron dvigateling G-simon almashtirish sxemasi

2.3-rasmdan ko‘rinib turibdiki, rotor toki quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}; \quad (2.1)$$

bu erda x_k – dvigatel qisqa tutashuv qarshiligining induktivligi, $x_k = x_{1\sigma} + x_{2\sigma}$.

Uch fazali dvigatelning elektromagnit quvvati, $R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_r$ qarshilikda sochiluvchi uchlangan quvvat sifatida $R_{em} = 3I_2^2 R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ ifoda bilan aniqlanadi. Unga (2.1) formuladan rotor tokining qiymatini qo‘yib, hamda elektromagnit quvvat va elektromagnit moment orasidasi bog‘lanish $M_d = R_{em} r_p / (\bar{\omega}_0 \omega_{el.n})$ ni hisobga olib, elektromagnit moment uchun ifodani quyidagi ko‘rinishda olish mumkin:

$$M_d = 3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{0el.n} \bar{\omega}_r} \frac{R_2}{[(R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}. \quad (2.2)$$

Ishga tushirish momentining qiymati, qo‘zg‘almas rotorda rotor EYUK chastotasi $\bar{\omega}_p$ statordagi kuchlanish chastotasi $\bar{\omega}_0$ ga teng ekanligini hisobga olgan holda quyidagicha aniqlanadi:

$$M_{ish.t} = 3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{0el.n} \bar{\omega}_0} \frac{R_2}{[(R_1 + R_2)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}. \quad (2.3)$$

Rotor EYUK nisbiy chastotasining kritik qiymati (6.2) ifodaning ekstremumlari izlash natijasida topiladi:

$$\bar{\omega}_{r.kr} = \pm \frac{R_2 \bar{\omega}_0}{\sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}. \quad (2.4)$$

Ushbu qiymatni moment uchun yozilgan ifodagi quyib, kritik moment qiymatini aniqlash mumkin:

$$M_{kr} = \frac{3}{2} \frac{r_p U_1^2}{\bar{\omega}_0 \omega_{0el.n}} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}, \quad (2.5)$$

bu erda “plyus” dvigatel rejimiga mos kelsa, “munus” esa tormoz rejimiga mos keladi.

Almashtirish sxemasini soddalashtirishda cheklovlarning mavjudligiga qaramay, (2.2)...(2.5) formulalar qulayligi bois amaliy hisoblashlarda keng qo'llaniladi.

Moment uchun yozilgn ifodani boshqacha shaklda yozishimiz mumkinki, unda rotor EYUK chastotasi o'rniga sirpanish qo'llaniladi. Ushbu kattaliklar bir-biri bilan quyidagi ifoda orqali bog'langan:

$$s = (\omega_{0el} - r_p \omega) / \omega_{0el} = \omega_p / \omega_{0el} = \bar{\omega}_p / \bar{\omega}_0.$$

SHuning uchun (2.2) formuladagi $r_p / (\omega_{0el,n} \bar{\omega}_r)$ ko'paytuvchi o'rniga quyidagini yozish kerak:

$$r_p / (\omega_{0el,n} \bar{\omega}_r s) = 1(s\omega_0),$$

bu erda ω_0 – ta'minot kuchlanishining berilgan ω_{0el} , $\omega_0 = \omega_{0el} / r_p$ chastotasida dvigatelning sinxron tezligi.

$\bar{\omega}_0^2 x_k^2$ qo'shiluvchini quyidagi shaklda ifodalash mumkin:

$$\bar{\omega}_0^2 x_k^2 = \left(\frac{\omega_{0el}}{\omega_{0el,n}} \right)^2 \omega_{0el,n}^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 = \omega_{0el}^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2.$$

Odatda $\omega_{0el}(L_{1\sigma} + L_{2\sigma})$ qiymatni x_k orqali belgilanadi va u nominal chastotada emas, balki dvigatel ishlayotgan rejimdagi chastota bo'yicha hisoblanadigan qisqa tutashuv induktiv qarshiligin anglatadi. Unda elekromagnit moment uchun ifodani quyidagicha yozish mumkin:

$$M_d = \frac{3U_1^2 R_2}{s\omega_0 [(R_1 + R_2/s)^2 + x_k^2]}. \quad (2.6)$$

Bunda ham (2.2) formulani tahlil qilinganidek, ishga tushirish momenti, kritik sirpanish s_{kr} va kritik moment aniqlanishi mumkin. Bu formulalar 2.1-tablitsada keltirilgan.

CHastotaviy rostlanadigan elektr yuritmani hisoblashda (2.6) formulani qo'llab dvigatel ishlayotgan rejimidagi chastotani hisobga olgan holda kataloklarga keltirilgan induktiv qarshilikning qiymatini qayta hisoblash kerak.

Ba'zida elekromagnit moment uchun yozilgan ifodaga kritik moment va kritik sirpanishni kiritib boshqacha shaklda tasvirlash mumkin:

$$M_d = 2M_k \frac{1 + s_k R_1 / R_2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2s_k \frac{R_1}{R_2}}.$$

Bu formula Kloss formulasi deb ataladi.

2.2. Asinxron motorli elektr yuritmani vektorli boshqarish

Hozirgi paytda, chastotaviy usul eng istiqbolli usullaridan biri bo‘lib, u AD tezligini rostlashda keng qo‘llaniladi. Usulning mohiyati shundaki, AD olayotgan kuchlanishning chastotasi f_1 ni o‘zgartirib, $\omega_o = 2\pi f_1 / r$ ifodaga muvofiq uning tezligini ω_o o‘zgartirish va turli sun’iy xarakteristikalarini olish mumkin. Ushbu usul tezlikni juda keng diapazonda ravon rostlashni taominlaydi, olingan xarakteristikalar katta bikrlik bilan xarakterlanadi. CHastotaviy usul yana bir muxim xossasi bilan farqlanadi: AD tezligini rostlash uning sirpanishini ortishi bilan olib borilmaydi, shuning uchun tezlikni rostlashdagi quvvat isroflari uncha katta bo‘lmaydi.

AD dan samarali foydalanish va uning ishlashidagi yuqori energetik ko‘rsatkichlarga - quvvat va foydali ish koeffitsientlari, yuklamaga chidamlilik qobiliyatiga ega bo‘lish uchun chastota bilan bir vaqtning o‘zida AD ga keltirilgan kuchlanish qiymatini ham o‘zgartirishi kerak bo‘ladi. Kuchlanishni o‘zgartirish qonuniyati bunda yuklama momentining M_s harakteriga bog‘liq bo‘ladi [1].

O‘zgarmas yuklama momentida $M_s = \text{const}$, statordagi kuchlanish uning chastotasiga proporsional holda rostlanishi kerak bo‘ladi

$$U_1 / f_1 = \text{const} . \quad (2.7)$$

Ventilyatorli xarakterdagi yuklama uchun bu bog‘lanish quyidagi ko‘rinishga ega

$$U_1/f_1^2 = \text{const} . \quad (2.8)$$

Tezlikka teskari proporsional yuklama momentida esa, u quyidagi ko‘rinishda yoziladi.

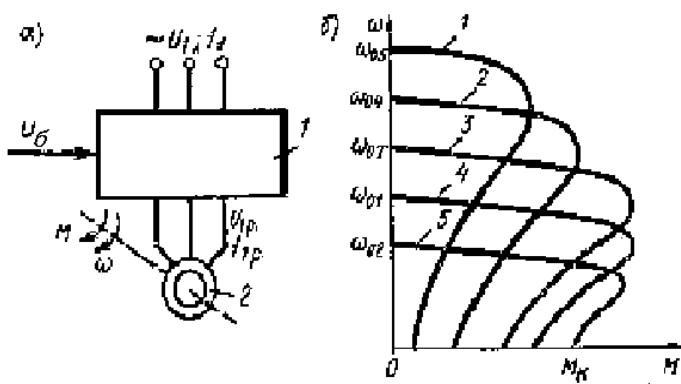
$$U_1/\sqrt{f}_1 = \text{const} . \quad (2.9)$$

SHunday qilib, AD tezligini chastotaviy rostlash usulini amalga oshirishda, AD statoridagi kuchlanishni ham rostlash imkonii beradigan chastota o‘zgartkichni qo‘llanishni zarur bo‘ladi.

a) AD ning ulanish sxemasi va xarakteristikaları

Elektr yuritmaning zaruriy elementi chastota va kuchlanish o‘zgartkich 1 bo‘ladi (chastota o‘zgartkich - CHO’), uning kirishiga tarmoqning sanoat chastotali ($f_1=10$) Gs standart kuchlanishi U_1 (220, 380 V va boshqalar) beriladi, chiqishidan esa rostlanadigan chastotali f_{1r} o‘zgaruvchan kuchlanish U_{1r} olinadi.(2.4,a-rasm). CHastota va kuchlanish qiymatlari o‘zaro formulalar orqali aniqlanadigan ma’lum bir bog‘lanishda bo‘ladi. CHiqishdagi chastota va kuchlanishni rostlash boshqaruvchi signal U_b yordamida amalga oshiriladi, U_b ning o‘zgarishi oqibatda, dvigatel 2 tezligini o‘zgarishiga olib keladi. AD ning mexanik xarakteristikalarini eng sodda qonuniyat $U_1/f_1 = \text{const}$ bilan boshqarilgandagi tahlili ko‘rsatadiki, AD ning ideal salt yurish tezligi ω_0 – chastota f_1 rostlanganda o‘zgaradi, kritik moment M_k esa o‘zgarmasdan qoladi. 2.4, b-rasmdagi mexanik xarakteristi-kalarini o‘zining xususiyatlariga ko‘ra ikki guruhga ajratish mumkin: nominal (tarmoq) chastotasidan quyiga mos keladigan va undan yuqori bo‘ladigan xarakteristikalar.

$f_1 < f_{1n}$ chastotalar sohasi. Bu sohada $f_{1.3} = f_{1n}$, $f_{1.4} < f_{1.3}$, $f_{1.5} < f_{1.4}$ (3 - 5 xarakteristikalar) chastotalar uchun $U_1 f_1 = \text{const}$ bog'lanish bajarilishi mumkin, chunki AD ga berilayotgan kuchlanish, nominal (tarmoq) dagiga nisbatan kamayish tomoniga rostlanadi.



2.4-rasm. CHastotaviy rostlanadigan asinxron elektr yuritmaning sxemasi

a) va mexanik xarakteristikalari (b)

holda o'zgarmaydi.

$f_1 > f_{1n}$ chastotalar sohasi. AD ni normal ishlash shartlari bo'yicha kuchlanishni nominal (pasport) qiymatidan yuqori ko'tarish mumkin emas. SHuning uchun tezlikni ushbu sohada rostlash o'zgarmas kuchlanishda $U_1 = U_{1n} = \text{const}$ olib boriladi ($f_{1.1}$ va $f_{1.2}$ chastotalardagi 1 va 2 xarakteristikalar), bunda ifodaga muvofiq kritik momenti M_k chastotani f_1 ($f_{1.1} > f_{1.2} > f_{1n}$) ortishi bilan kamayib boradi.

b) CHastota o'zgartkichlarni texnikaviy amalga oshirish

CHastotaviy rostlanadigan elektr yuritmalarining asosiy kamchiligi nisbatan murakkab sxemalarga ega bo'lган chastota o'zgartkichlarni qo'llash zarurligidir. Elektr yuritmalarida turli ko'rinishdagi o'zgartkichlar ishlatiladi, ularni ikki guruhga bo'lish mumkin: elektr mashinali va ventilli.

SHuning uchun, $M_k = \text{const}$ va AD o'zgarmas yuklamaga chidamlilik qobiliyatiga ega bo'ladi. SHuni taokidlash kerakki, statorning aktiv qarshiligini R_1 ta'siri ostida, M_k moment AD ning kichik tezliklarida bir muncha kamayadi, shuning uchun $M_k = \text{const}$ ni o'zgarmasdan ushlab turish uchun kuchlanish kichik chastotalarida unga proportional

Elektr mashinali CHO', odatda u ikki mashinali agregatlardan iborat bo'ladi. Rostlanadigan AD, sinxron generatorli o'zgartkichdan quvvat oladigan sxemada, CHO' ikki qismdan iborat bo'ladi: o'zgarmas tezlik agregati. (AD va dvigatel harakatga keltiradigan o'zgarmas tok generatori) hamda o'zgaruvchan tezlik aggregatidan (o'zgaruvchan chastotali sinxron generatorini aylantiradigan rostlanadigan o'zgarmas tok dvigateli) iborat bo'ladi. Bu o'zgartichlar bir qator kamchiliklarga ega, ulardan asosiyalari - f.i.k. ning kamligi (energiyani to'rt karra o'zgartirish oqibatida), sershovqinligi va inersiyaliligidir.

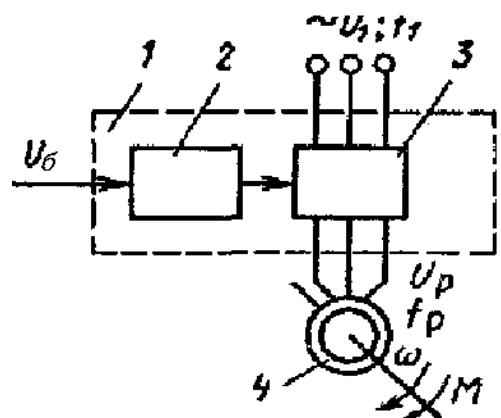
Hozirgi vaqtida *ventilli chastota o'zgartichlar* keng tarqalgan. SHunday o'zgartiruvchi qurilmasi rostlanadigan chastota o'zgartich bo'lgan ventilli o'zgaruvchan tok elektr yuritmasi "chastota o'zgartich - asinxron dvigatel" (CHO'-AD) tizimi deb ataladi.

Ventilli CHO' lardan foydalanish rostlanadigan chastotaviy elektr yuritmaning texnikaviy-iqtisodiy ko'rsatkichlarini oshirish (uning f.i.k. va tezkorligini orttirish, shovqinni yo'qotish va xizmat ko'rsatishni soddalashtirish hisobiga) imkoniyatini yaratadi.

Ventilli CHO'lar ikki guruhga bo'linadi:

1) bevosita bog'lanishli o'zgartich (siklokonvertor) unda to'g'rilaqich va invertor funksiyalari birlashtirilgan bo'ladi. Bundan o'zgartichning chiqish chastotasi olti fazali sxema qo'llanganda ham tarmoq chastotasi 50 gersda 15 - 16 gersdan ortmaydi. CHiqishdagi kuchlanish bunda boshqariladigan to'g'rilaqichlarga o'xshash holda rostlanadi. Boshqarishning bunday usuli fazaviy boshqarish deb nomlangan.

2) o'zgarmas tok bo'g'inli o'zgartich (ikki bo'g'inli CHO') CHiqishdagi chastota tarmoq chastotasi bilan bog'lanmagan va u bir necha gersdan bir necha ming gersgacha o'zgarishi mumkin



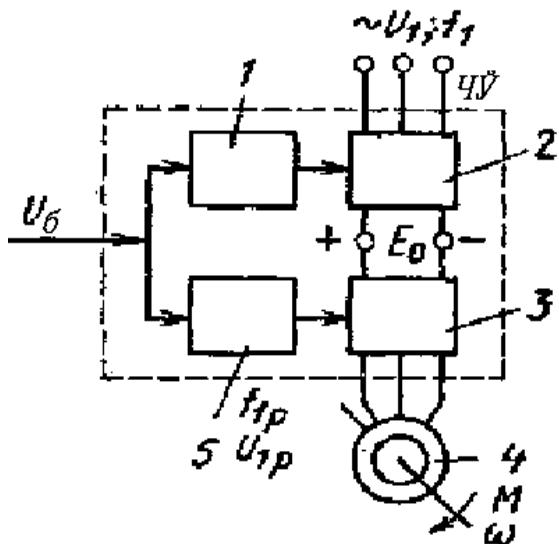
2.5- rasm.Bevosita bog'la-nishli chastota o'zgartichning bloksxemasi

Bevosita bog‘lanishni CHO‘ ning soddalashtirilgan sxemasi 2.5– rasmda ko‘rsatilgan. O‘zgartkich 1 kuchli tokli qism 3 dan va u bilan bog‘langan asinxron dvigatel 4 va boshqarish bloki 2 dan tashkil topgan. Ko‘rsatilgan bloklar yordamida, standart kuchlanish U_1 va chastota f_1 li o‘zgaruvchan tok elektr energiyasini rostlanadigan kuchlanish U_r va chastota f_r li o‘zgaruvchan tok energiyasiga o‘zgartirish amalga oshiriladi. Kuchli tokli qism 3 yarim o‘tkazgichli asboblar (tiristor yoki tranzistorlar) asosida, va baozi bir hollarda muvofiqlashtiruvchi transformatorlardan ham iborat bo‘ladi.

O‘zgarmas tok bo‘g‘inli CHO‘ ning sxemasi ikki asosiy blokdan iborat bo‘ladi: boshqariluvchi to‘g‘rilagich 2 (2.6 - rasm) va boshqariluvchi invertor 3 dan hamda boshqarish bloklari 1 va 5 dan tuzilgan bo‘ladi. Standart chastota f_1 li tarmoq kuchlanishi U_1 boshqariluvchi to‘g‘rilagich 2 kirishiga berildi, to‘g‘rilagich o‘zgaruvchan U_1 ni o‘zgarmas kuchlanish E_0 ga o‘zgartiradi. Bu kuchlanishni, boshqarish bloki 1 yordamida keng ko‘lamda rostlash mumkin. To‘g‘rilangan va rostlanadigan E_0 kuchlanish, invertor 3 ning kirishiga beriladi, u esa o‘zgarmas tok kuchlanishi E_0 ni rostlanadigan chastota f_r li uch fazali kuchlanish U_r ga o‘zgartiradi. Invertor 3 chiqishidagi kuchlanish U_r dvigatel 4 ga beriladi. Invertoring chiqishidagi kuchlanish chastotasi f_r boshqarish bloki 5 orqali boshqaruv signali U_b funksiyasida rostlanadi.

O‘zgarmas tok bo‘g‘inli CHO‘ ning muxim xususiyati, AD statoridagi kuchlanish chastotasini tarmoqdagiga nisbatan ham quyiga, ham yuqoriga ravon rostlashni taominlash imkoniyatidir.

Boshqariluvchi invertorlarning ko‘rinishlari. Hozirda chastotaviy asinxron elektr yuritmalarda tiristorli va kuchli tokli tranzistorli invertorlar ishlataladi. Tiristorli invertorlar, tiristorlarni kommutatsiya qilish ko‘rinishlari, ularni ulanish sxemalari, AD dagi kuchlanishning rostlash usullari bilan farqlanadi.



**2.6– rasm. O‘zgarmas tok
bo‘g‘inli chastota o‘zgartkichning
sxemasi**

Tarmoqdan boshqariluvchi invertorlarda tokning tiristordan tiristorga kommutatsiyasi, taominlovchi manbaning o‘zgaruvchan tok kuchlanishi bilan amalga oshiriladi. Avtonom invertorlarda tokning kommutatsiyasi uchun maxsus kommutatsiya tuguniga (uzeliga) birlashtirilgan elementlar – tiristor, diod, kondensator va induktivlik g‘altaklar qo‘llaniladi.

Avtonom invertorlar kuchlanish va tok invertorlariga bo‘linadi.

Avtonom kuchlanish invertorlari (AKI – AIN) kuchlanish manbasiga, masalan chiqishiga katta sig‘imli kondensator qo‘yilgan boshqariluvchi to‘g‘rilagichga ulanadi. AKI bikr tashqi xarakteristikaga ega bo‘ladi, yaoni yuklama tokini o‘zgarishi bilan, uning chiqishidagi kuchlanishi amaliy jihatdan o‘zgarmaydi. Ushbu xossalari sababli, AKIdan foydalanilganda, dvigatelga boshqaruvchi ta’sirlar sifatida chastota va kuchlanish bo‘ladi. Avtonom tok invertorlarini (ATI – AIT) taominlash tok manbasidan, masalan katta induktivlikka ega bo‘lgan reaktor qo‘yilgan boshqariluvchi to‘g‘rilagichdan amalga oshiriladi.

Tiristorlardagi tokning kom-mutatsiya qilish usuliga ko‘ra, invertorlar tarmoqdan boshqariluvchi va avtonom (mustaqil, AI) invertorlarga bo‘linadi.

ATIdan foydalanilganda, ADga boshqaruvchi ta'sirlar chastota va stator toki bo'ladi.

Hozirgi vaqtida, avtonom invertorli asinxron elektr yuritmalar kichik (10 kVtgacha) va o'rta (500 kVtgacha) quvvatli sistemalarning asosiy ko'rinishi bo'lib qoldi. Bunda 50 kVtgacha quvvatlar diapazonida, avtonom kuchlanish invertori sxemasida kuchli tokli tranzistorlar qo'llaniladi. Avtonom tok invertorlari asosan bundan yuqori quvvatlar diapazoni va faol to'xtatish talab qilinadigan yuklamalar (sentrifuga, sinov qurilmasi, kran va boshqalar) uchun ishlataladi.

CHO' larda tiristorlar o'rniga kuchli tokli tranzistorlardan foydalanish, elektr energiyasining rostlash va o'zgartirish sxemasini sezilarli soddalashtiradi, chunki ularni tokdan uzish faqat boshqaruv signalini olib tashlash orqali hosil qilinadi. SHu sababli, o'zgartkichning o'lchamlari (gabariti) va massasi kamayadi, u yuqori f.i.k. ga va ishonchlilikka, taominlovchi tarmoqqa kam ta'siri hamda birga yaqin bo'lgan quvvat koeffitsientiga ega bo'ladi. Ushbu qurilmalar raqamli boshqaruv texnikasi, xizmat ko'rsatish va taxshis (diagnostika) sistemalari bilan qulay birikadi.

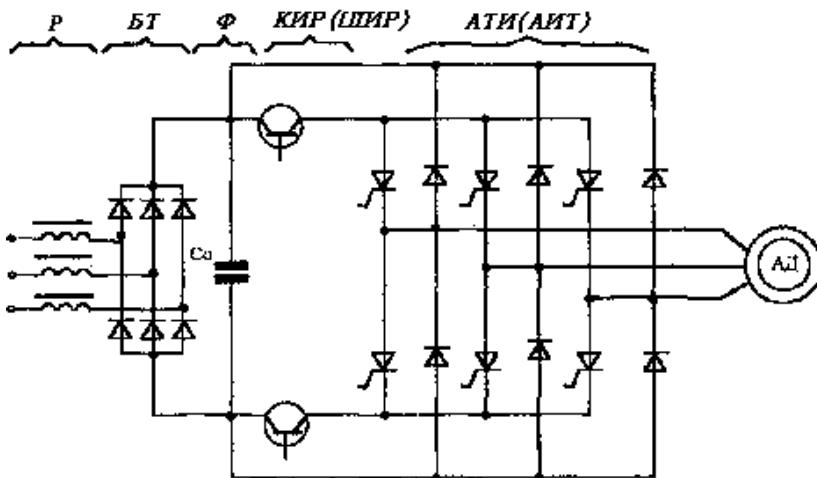
O'zgarmas tok bo'g'inli CHO' da yuklamadagi (AD statoridagi) kuchlanishni rostlash yoki maxsus kuchlanish rostlagichi (regulyatori) yoki invertorining o'zida amalga oshiriladi.

Birinchi usul, o'z navbatida ikki yo'l orqali amalga oshiriladi - boshqariladigan to'g'rilaqichdan foydalanish (fazaviy boshqarish) yoki boshqarilmaydigan to'g'rilaqich va u bilan invertor o'rtasiga joylashtiriladigan kuchlanishni impulps kengligi orqali o'zgartiradigan rostlagich (kuchlanishni impulpsi rostlagichi, KIR – SHIR) hisobiga. Oxirgi usulning afzalliklariga kuchlanishning rostlash diapazonini kengligi va har qanday ko'rinishdagi invertorlarni qo'llash imkoniyatini borligidir.

Ikkinci usul, invertorining o'zida chastota va kuchlanishni rostlash funksiyasini birlashtirish bilan bog'liqdir. U kuchlanish impulpsi kengligini modulyasiya (kuchlanishni impulpsi modulyasiyasi, KIM - SHIM) qilishga

asoslangan bo‘lib, invertor ventillarini (tiristor yoki kuchli tokli tranzistorlarni) murakkab boshqarish yordamida amalga oshiriladi.

Misol tariqasida, FarPIning «Elektr yuritma» kafedrasida ishlab chiqilgan chastota o‘zgartkichning kombinatsiyalashgan sxemasini [7] keltiramiz (27 – rasm).



2.7 – rasm. CHastota o‘zgartkichning kombinatsiyalashgan sxemasi: *R* – induktivli reaktor; *BT*- boshqariluvchi to‘g‘rilagich; *F*–sig‘imli filptr; *KIR* – kuchlanishning impulps rostlagichi; *ATI*–avtonom tok invertori

Sxemada avtonom kuchlanish invertorning uch fazali ko‘prik sxemasi tiristorlarda, tranzistorlarda esa kuchlanish rostlagichlari bajarilgan. Tranzistorli rostlagichlar (bir vaqtning o‘zida) kuchlanishni impulps kengligi orqali rostlashni hamda invertor tiristorlarini toksiz kommutatsiya qilishni taominlaydi.

AD ni boshqarishning chastota usulidagi asosiy ko‘rsatkichlarini keltiramiz. CHastotaviy boshqarish tejamlidir, chunki u AD tezligini rostlashni, elektr yuritma f.i.k. ni kamayishiga va ADning quvvatini ortirish zarurligiga olib keluvchi rotor zanjiridagi energiya isroflarini orttirmasdan turib taominlaydi.

Rostlash bunday tizimda ravon va tabiiy xarakteristikaning ikkala tomoniga ham keng diapazonda amalga oshirilishi mumkin, yaoni AD nominaldan katta yoki kichik bo‘lgan tezliklarga ega bo‘lish mumkin. Bunda rostlanadigan

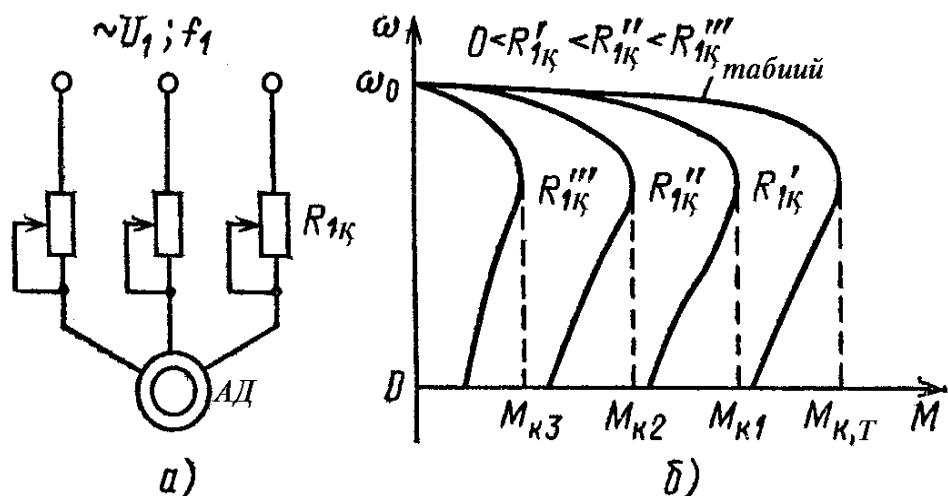
xarakteristikalar yuqori bikrlikka ega, AD esa katta bo‘lgan yuklamaga chidamlilik qobiliyatini saqlab qoladi. Tezlikni rostlashning amalga oshiriladigan diapazoni ochiq tizimlarda 1 - 10 ni tashkil etadi, yopiq tizimlarda uning qiymati 1000 va undan ortiq bo‘lishi mumkin.

2.3. Asinxron motor momentini to‘g‘ridan to‘g‘ri boshqarish

Koordinatalarni rostlashning ushbu usuli, ko‘pincha reostat usuli deb ataladi va u AD ning stator yoki rotor zanjiriga qo‘srimcha aktiv rezistorlarni kiritish orqali amalga oshiriladi. U, eng avvalo, o‘zining ro‘yobga chiqarish soddaligi bilan ajralib tursada, shu bilan birga rostlash sifati va tejamligi uncha yuqori bo‘limgan ko‘rsatkichlari bilan xarakterlanadi.

a) Stator zanjiridagi rezistorlar yordamida koordinatalarni rostlash.

2.8,a-rasmida, AD koordinatalarini stator zanjiridagi qo‘srimcha rezistorlar hisobiga rostlash imkoniyatini beradigan sxema keltirilgan. Bu usul, asosan,



2.8-rasm. AD koordinatalarini stator zanjirlaridagi rezis-torlar yordamida rostlash: a-sxema; b-mexanik xarakteristikalar

qisqa tutashuv rotorli AD ning tok va momentini o‘tish jarayonlarida rostlash (chegaralash) uchun qo‘llaniladi.

Bu usulda olinadigan sun’iy xarakteristikalar 2.8,b-rasmda kel-tirilgan. Ular mexanik xarakteristikalarining quyidagi xarakterli nuqtalarini ta’lil qilish asosida qurilgan:

- 1) Ideal salt yurish tezligi ω_0 stator fazasining qarshiligi R_1 ga bog‘liq emas, shuning uchun barcha sun’iy xarakteristikalar tezlik o‘qidagi ushbu nuqtadan o‘tadi.
- 2) AD ning kritik momenti va sirpanishi R_{1q} ning ortishi bilan kamayib boradi.
- 3) AD ni ishga tushirish momenti $M_{i.t}$ ham R_{1q} ning ortishi bilan kamayadi.

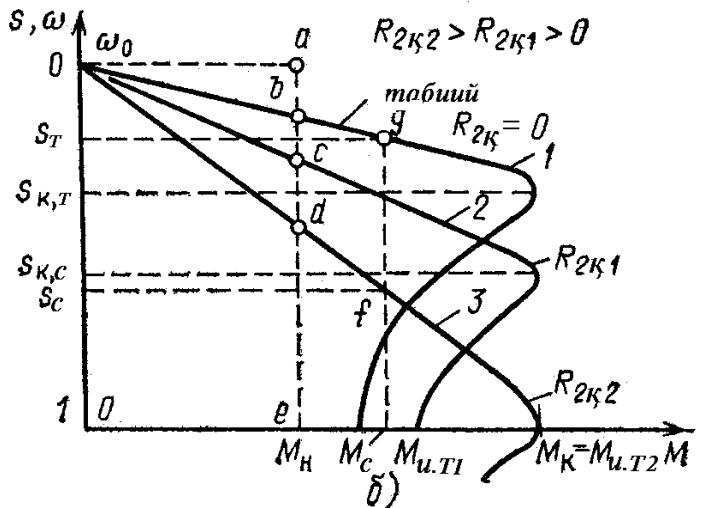
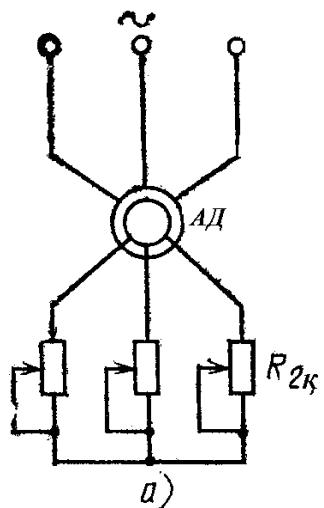
2.8,b-rasmdagi sun’iy xarakteristikalar AD tezligini rostlash uchun kamto‘g‘ri keladi: Ular tezlik o‘zgarishining uncha katta bo‘lmagan diapazonini taominlaydi; R_{1q} ning ortishi bilan AD xarakteristikasining bikrligi va uning kritik moment bilan xarakterlanadigan yuklamaga chidamlilik qobiliyati kamayadi; usul tejamlilagini pastligi bilan ‘am farqlanadi.

Ushbu kamchiliklar hisobiga, AD tezligini uning stator zanjiridagi aktiv rezistorlar yordamida rostlash usuli kam qo‘llaniladi. YUqorida aytilganidek, bu usul, qisqa tutashuv rotorli AD ning tok va momentini, turli o‘tish jarayonlarida - ishga tushirish, revers va to‘xtatishda cheklash uchun foydalaniladi.

Berilgan tok va momentlar uchun stator zanjiridagi qo‘shimcha rezistorlarni hisoblash [1,2] da keltirilgan.

b) Rotor zanjiridagi rezistorlar yordamida koordinatalarni rostlash

Faza rotorli AD tezligi, toki va momentini rostlashning eng keng tarqalgan usullaridan biri, uni rotoriga qo‘shimcha rezistorlarni kiritish va o‘zgartirish bilan bog‘liqdir. Rostlashning ushbu usulini amalga oshiruvchi sxema 2.9,a-rasmda keltirilgan. Bu usulning asosiy afzalligi uni ro‘yobga chiqarish soddaligi bo‘lib, bu uning bir qator elektr yuritmalarda keng qo‘llanilishiga olib keladi.



2.9-rasm. AD koordinatalarini rotor zanjirlaridagi rezistorlar yordamida rostlash: a-sxema; b-mexanik xarakteristikalar

Ushbu usulda olinadigan sun’iy mexanik xarakteristikalarni qurish uchun, uning xarakterli nuqtalarining ta’lilini o’tkazamiz. Ideal salt yurish tezligi ($\omega_0=2\pi f_1/r$) uchun yozilgan ifodadan foydalanib quyidagilarni aniqlaymiz:

- 1) AD ning ideal salt yurish tezligi $\omega_0 - R_{2q}$ rostlanganda o‘zgarmasdan qoladi;
- 2) bunda dvigatelning maksimal (kritik) momenti M_k ‘am o‘zgarmasdan qoladi;
- 3) kritik sirpanish $s_k - R_{2q}$ ning ortishi bilan orta boradi.

Bajarilgan ta’lil tabiiy 1($R_{2q}=0$) va sun’iy 2-3 ($R_{2q2} > R_{2q3}$) xarakteristikalarini qurish imkonini beradi.

Bu xarakteristikalardan AD tezligini rostlashda foydalanish, mustaqil qo‘zg‘atishli o‘zgarmas tok dvigatelning (O‘TD) ko‘rsatkichlariga mos bo‘lgan ko‘rsatkichlar bilan xarakterlanadi. Tezlikni rostlash diapazonini uncha katta emas:

D=2÷3:1 atrofida, bu tezlikni rostlash diapazonini ortishi bilan xarakteristika bikrligini kamayishi va isroflarni ko‘payishi orqali belgilanadi.

Reostatli rostlashda rostlash raxonligi ‘am uncha katta emas va u qo‘shimcha rezistorni o‘zgartirish raxonligi bilan aniqlanadi. AD ning tezligi faqat, tabiiydan quyiga o‘zgaradi.

Elektr yuritmaning ushbu tizimini yaratishi bilan bog‘liq sarflar katta emas, chunki rostlash uchun, odatda, sodda va arzon bo‘lgan metall rezistorlarning qutilari qo‘llaniladi. SHu bilan birga ishlatishdagi sarflar sezilarlidir, chunki bunda AD dagi energiya isroflari ancha ko‘p bo‘ladi.

Sirpanish s ning ortishi bilan rotor zanjiridagi isroflar ΔR_2 ko‘payadi, shuning uchun tezlikni katta diapazonini amalga oshirish, elektr yuritmada ancha ko‘p bo‘lgan energiya isroflariga va uning f.i.k. ni pasayishiga olib keladi.

Bu usul bilan tezlikni rostlash, uncha katta bo‘lmagan tezlikni rostlash diapazoni talab qilinadigan va kichik tezliklardagi ishlash vaqtiga uzoq bo‘lmagan yuritmalarda ishlatiladi. Misol uchun, ushbu usul bir qator ko‘tarish – uzatish mashina va mexanizmlarining elektr yuritmalarida keng qo‘llanishiga egadir. Ko‘rib chiqilayotgan usuldan, AD toki va momentini ishga tushirish paytida rostlash (cheгаралаш) uchun ‘am foydalaniladi.

2.9, b-rasmidagi xarakteristikalardan, R_{2q} ni o‘zgartirish hisobiga, dvigatelning yuklamaga chidamlilik qobiliyatini kamaytirmay turib, AD ni ishga tushirish momentini kritik momentgacha oshirish imkoniyati borligini ko‘rish mumkin. AD ning bunday xossasi, uni tabiiy xarakteristikadagi ishga tushirish momenti M_{it} dan ko‘p bo‘lgan yuklama momenti bilan ishga tushirishda ‘am foydalaniladi.

AD ning ishga tushirish toki, R_{2q} ortishi bilan kamayadi, bu uni qo‘shimcha rezistorlar kiritish yordamida cheгаралаш imkonini yaratadi.

v) Rotor zanjiridagi rezistorlarni hisobi

Rotor zanjiridagi rezistorlarni hisoblash bo'yicha vazifa odatda quyidagicha shakllantiriladi: dvigatelni pasport maolumotlari maolum; rotor zanjiridagi qo'shimcha rezistorlarning qarshilik qiymatlarini hisoblash talab qilinadi, bunda ularni ulash orqali olingan sun'iy elektromexanik va mexanik xarakteristikalarini mos ravishda koordinatalari (ω_s, I_s) yoki (ω_s, M_s) bo'lgan nuqtalardan o'tadi.

Qo'shimcha rezistor R_{2q} ning qarshilagini hisoblash, talab qilinayotgan sun'iy mexanik xarakteristikaning berilish shakliga ko'ra, bir qator usullar bilan bajarilishi mumkin.

1. Sun'iy xarakteristika to'la berilgan va kritik moment so'asi maolum, misol uchun 2.9, b-rasmdagi 2-xarakteristika. Bu holatda, hisoblashni formula bo'yicha olib borish maqsadga muvofiqdir. Formula orqali AD ni tabiiy va sun'iy xarakteristikalaridagi kritik sirpanishlarning nisbati topiladi

$$s_{k.t}/s_{k.s} = R_p' / (R_p' + R_{2\kappa 1}') = R_p / (R_p + R_{2\kappa 1}),$$

bunda R_r - AD rotor fazasining qarshiligi.

Qidirilayotgan R_{2q1} qiymatini aniqlaymiz

$$R_{2q1} = R_r (s_{q.s}/s_{q.t} - 1).$$

Bu formula na faqat kritik moment M_k uchun balki barcha M_s momentning qayd qilingan qiymatlari uchun 'am to'g'ridir. SHunday qilib, sun'iy xarakteristikada koordinatalari M_s, s_c qandaydir /nuqta berilgan bo'lsa, unda R_{2q2} rezistorning qidirilayotgan qarshiligi quyidagicha topiladi

$$R_{2q2} = R_r (s_c/s_t - 1)$$

bunda s_t - AD ning 1- tabiiy xarakteristikasida M_c momentga mos keladigan sirpanish.

Rezistor R_r qiymati to‘g‘risida maolumot yo‘q bo‘lsa, unda u quyidagi yaqinlashtirilgan formula orqali topiladi:

$$R_r = E_{2n} s_{2n} / (\sqrt{3} I_{2n})$$

bunda s_n - nominal sirpanish; I_{2n} - rotorning nominal toki.

2.9,b-rasmda, ushbu usulni qo‘llagan holda AD uchun qurilish bajarilgan, buning uchun M_n nominal momentga mos keladigan vertikal chiziq o‘tkazilgan va a, b, s, d, e -xarakterli nuqtalar belgilangan; R_{2q1} rezistorni qidirilayotgan qarshiligi quyidagicha aniqlanadi

$$R_{2q1} = R_{2n} bc/ae$$

bunda $R_{2n} = E_{2k} / (\sqrt{3} I_{2H})$ - AD ni nominal qarshiligi; $E_{2k} - s = I$ bo‘lgandagi rotor e.yu.k.

Faza rotorli AD li elektr yuritma uchun namunaviy tipik masala bo‘lib, berilgan ishga tushirish diagrammasini taominlovchi rotor zanjiridagi rezistorlarni hisoblash xizmat qiladi. AD ning ishga tushirish diagrammasi MQ O‘TD ga o‘xshash quriladi, faqat bunda AD ni mexanik xarakteristikasining ishchi so’asi chiziqlilikga yaqin deb taxmin qilinadi. AD ning ishga tushirish diagrammasini qurishda (2.9, b-rasmga qarang) M_1 moment, odatda, (0,8...0,9) M_k dan katta olinmaydi, M_2 moment esa ($1,1 \div 1,2$) M_s ga teng deb olinadi. Ishga tushirish diagrammasidagi xarakteristikalarda bosqichlar soni m va M_1, M_2 momentlarning qiymatlari o‘zaro quyidagicha bog‘langan

$$m = \lg(1/s_n M_1) / \lg(M_1/M_2).$$

2.4. O‘zgaruvchan tok elektr yuritma tezligini aniqlash

Elektr yuritmani yopiq tizimini qurish uchun motor tezligining haqiqiy qiymatini o‘lhash kerak bo‘ladi. Rostlash tizimining kirishida bu qiymat berilayotgan qiymat bilan solishtiriladi. Ko‘p hollarda tezlikni o‘lhash aylanuvchi tezlik datchiklari yordamida amalga oshiriladi. Bunday datchiklar elektron o‘zgartirish blogi bilan bog‘langan hamda motor valiga o‘rnatilgan qurilma bo‘lib, ular tezlikning mexanik qiymatlarni analogli yoki diskret elektr silnallarga aylantiradi.

Oxirgi o‘n yil mobaynida kuzatilayotgan o‘zgaruvchan elektr yuritmadagi aylanuvchi o‘zgartirgichlardan xoli bo‘lishga intilish tezlik datchiklariga ham etib keldi. Bu esa tezlikni datchiksiz o‘lhash usullarini ishlab chiqish va takomillashtirishga olib keldi. Bu usullarda tezlikni o‘lhashboshqa maqsadlar uchun oson o‘lchanadigan elektr kattaliklardan foydalaniladi. Bunday kattaliklarga birinchi navbatda motor ta’midot olayotgan invertor chiqishidagi kuchlanish va stator toki hisoblanadi. Sxemotexnika nuqtai nazaridan bunday yondashish tizimning elektron qismini funksiya ko‘rinishda uzatishni bildiradi. SHu paytgacha bu vazifani aylanuvchi datchiklar bajargan. Bu esa tizimning murakkablashishiga olib keladi, lekin agar boshqarish tizimini mikroprotsessor asosida yaratish bunday murakkablashgan tizimli elektr yuritmani sezilarli qimmatlashishiga olib kelmaydi, buning ustiga yana bir foydali momentni hosil qilishimiz mumkin, ya’ni tezlik datchikini boshqarish tizimi bilan ulovchi simlarga hojat qolmaydi. Boshqarish tizimi motor va datchikdan ancha uzoq masofada turgan bo‘lishi mumkin.

Tezlikni datchiksiz aniqlash uchun turli xil usullarni amalga oshirish mumkin. Bu usullarning murakkablik darajasi elektr yuritmani rostlash diapozoni talablari bilan va tezlikni o‘lhashning aniqliligiga qo‘yilgan talablar bilan aniqlanadi. [60] ishda asinxron motoring tezligini aniqlash usullari besh guruhga bo‘lingan.

Birinchi guruhga tegishli bo‘lgan usul noadaptiv usullar bo‘lib, bu usullarda motor tezligi befosita o‘lchanayotgan kuchlanish va stator toki orqali aniqlanadi.

Birinchi usulga tegishli yana bir usul sxemadagi manba kuchlanashi chastotasi va rotordagi EYUK ni hisoblash orqali tezlikni aniqlashga asoslangan. Ikkinci guruhga tegishli usullar bu adaptiv usullardir. Ular elektr yuritma tezligini rostlashning yopiq tizimiga tegishli bo‘lib, ularda adaptatsiya o‘lchanayotgan tizimning aniqlilik darajasini oshirish uchun qo‘llanilgan. Uchinchi guruhga motor konstruksiyasining xususiyatlariga asoslangan usullar kiradi. Masalan motorning magnitlanish egri chiziqdan olinadigan ma’lumotlardan foydalanib tezlikni aniqlash. To‘rtinchi guruh – bu neytron zanjirlar nazaryasiga asoslangan nochiziqli usullar, va oxirgi beshinchi guruh – qo‘srimcha yuqori chastotali signallarni yoki boshqa qo‘srimcha ma’lumotlarni aniqlilik darajasini oshirish uchun qo‘llaniladigan guruhlar usulidir.

Ushbu magistrlik ishida biz faqatgina bir munkha soddaroq bo‘lgan asinxron motorni matematik ifodalanishi shakllari asoslangan noadaptiv usullarni qarab chiqamiz.

Tezlikni datchiksiz aniqlash sxemasini qurish prinsipi qo‘zg‘almas koordinata tizimida asinxron motorning vektorli matematik ifodalashga asoslangan. Agar (1.14) formulaga $\tilde{I}_{2d-q} = \tilde{I}_{2x-y} e^{-j\theta_2}$, $\tilde{\Psi}_{2d-q} = \tilde{\Psi}_{2x-y} e^{-j\theta_2}$ o‘zgartirishlar kiritib va dvigatelning burchak tezligi $d\theta_2/dt = p_n \omega \text{ rad/s}$ ekanligini hisobga olsak, bunday ifodani (1.21) formuladan topib olishimiz mumkin. U holda x -y qo‘zg‘almas koordina tizimida qisqa tutashtirilagn asinxron dvigatelning tenglamasi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$\tilde{U}_{1x-y} = R_1 \tilde{I}_{1x-y} + \frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt}; \quad (2.10)$$

$$0 = R_2 \tilde{I}_{2x-y} + \frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} - j p_n \omega \tilde{\Psi}_{2x-y}; \quad (2.11)$$

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m \tilde{I}_{2x-y}; \quad (2.12)$$

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = L_m \tilde{I}_{1x-y} + L_2 \tilde{I}_{2x-y}; \quad (2.13)$$

(2.11) tenglamada ω tezlikning mavjudligi uning qiymatini ikkita o‘zgaruvchan kattaliklar qiymatlari orqali topish imkonini beradi. [61] da bundan

tashqari tezlikning datchiksiz aniqlash yana uchta sxema varianti ko‘rib o‘tilgan: aylanuvchan koordinata tizimida; qo‘zg‘almas koordinata tizimida; qo‘zg‘almas va aylanuvchan koordinata tizimida.

2.10-rasmga tasvirlangan birinchi variant sxemasini tahlil qilayotgan vaqtida birinchi navbatda (2.10), (2.12) va (2.13) ifodalarga bir qator o‘zgartirishlar kiritish kerak bo‘ladi, chunki (2.11) tenglamadan o‘lchash mumkin bo‘lmagan rotoring toki va oqim ilashuvlari vektorlarini chiqarib tashlab mumkin bo‘lsin. SHu maqsadda (2.12) va (2.13) formuladan rotor tokining chiqarib tashlab, $\tilde{\Psi}_{2x-y}$ ning qiymatini topish kerak:

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = \frac{L_2}{L_m} (\tilde{\Psi}_{1x-y} - \sigma L_1 \tilde{I}_{1x-y}), \quad (2.14)$$

bu erda σ - dvigatelning sochilish koeffitsienti.

Bu tenglamani differensiallab quyidagiga ega bo‘lamiz:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} = \frac{L_2}{L_m} \left(\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right).$$

Bu ifodaga (2.10) ifodadan stator oqim ilashuvini uchun topilgan ifodani qo‘yib

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} = \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y},$$

(2.11) formulaning o‘ng qismidagi ikkinchi qo‘shiluvchi uchun ifodani aniqlaymiz:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} = \frac{L_2}{L_m} \left(\tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right). \quad (2.15)$$

(2.11) tenglamaga kiruvchi rotor tokining vektorini (2.12) formulaga asosan stator toki va oqim ilashuvi orqali ifodalash mumkin:

$$\tilde{I}_{2x-y} = \frac{\tilde{\Psi}_{1x-y}}{L_m} - \frac{L_1}{L_m} \tilde{I}_{1x-y}. \quad (2.16)$$

(2.14), (2.15) va (2.16) ifodalarning (2.11) formulaga qo‘yib, tenglananing hamma qismini L_m ga ko‘paytirib, L_2 ga bo‘lib va qo‘shiluvchi hadlarni guruhlab yangi ifodaga ega bo‘lamizki, qaysikim bu ifodada faqatgina o‘lchash mumkin bo‘lgan kattaliklarning fazoviy vektorlari va magistrlik ishining 6.4 qismida bayon qilingandek oqim modelida aniqlanadigan stator oqim ilashuvi vektori kiradi.

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1x-y} - \left(\frac{L_1}{T_2} + R_1 \tilde{I}_{1x-y} \right) - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} = \\ - \frac{1}{T_2} \tilde{\Psi}_{1x-y} + j\omega p_n (\tilde{\Psi}_{1x-y} - \sigma L_1 \tilde{I}_{1x-y}). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Tenglamaning chap qismini qo‘zg‘almas koordinata tizimi o‘qidagi stator kuchlanishi va toki vektorlarining proeksiyasi ko‘rinishda ko‘rinishda yozish mumkin:

$$u_{1x} - (L_1/T_2 + R_1)i_{1x} - \sigma L_1 p i_{1x} = u'_{1x};$$

$$u_{1y} - (L_1/T_2 + R_1)i_{1y} - \sigma L_1 p i_{1y} = u'_{1y},$$

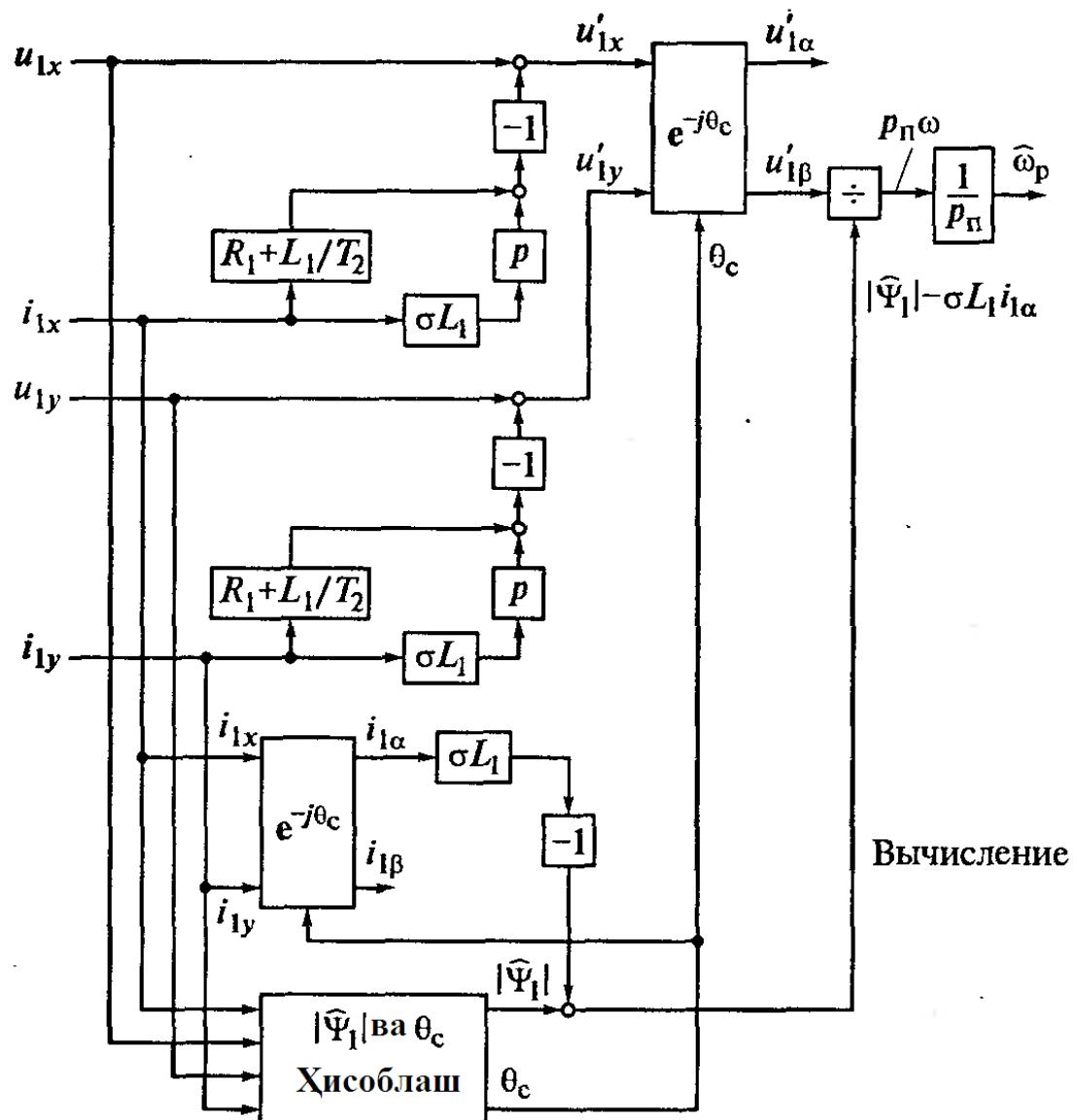
bu erda u_{1x} , u_{1y} - 2.10,a rasmida tasvirlangan sxema uchun hisoblanadigan o‘zgaruvchilar.

Keyingi qadam sinxron tezlik bilan aylanadigan α - β koorinata tizimiga o‘tish hisoblanadi. Buning uchun u'_{1x} va u'_{1y} kattaliklarga $e^{-j\theta_c}$ o‘zgaruvchan funksiya kiritilishi kerak. Hisoblangan $\hat{\psi}_{1x}$ va $\hat{\psi}_{1y}$ stator oqim ilashuvi vektorining proeksiyasi orqali joriy θ_s burchak qiymatini hisoblash 2.10,b rasmida ko‘rsatilgan oqim modeli orqali amalgalama oshiriladi. (2.18) tenglamaning o‘ng qismini α - β koorinata tizimiga o‘tkazishda va α o‘qni stator oqim ilashuvi vektori yo‘nalishi bo‘yicha yo‘naltirib, ya’ni faraz qilaylikki $\tilde{\Psi}_1 = |\tilde{\Psi}_1|$, demakki $\tilde{\psi}_{1y} = 0$, hamda tenglamani haqiqiy va mavhum qismlarga ajratib (2.17) ifodani quyidagi ko‘rinishda yozishimiz mumkin:

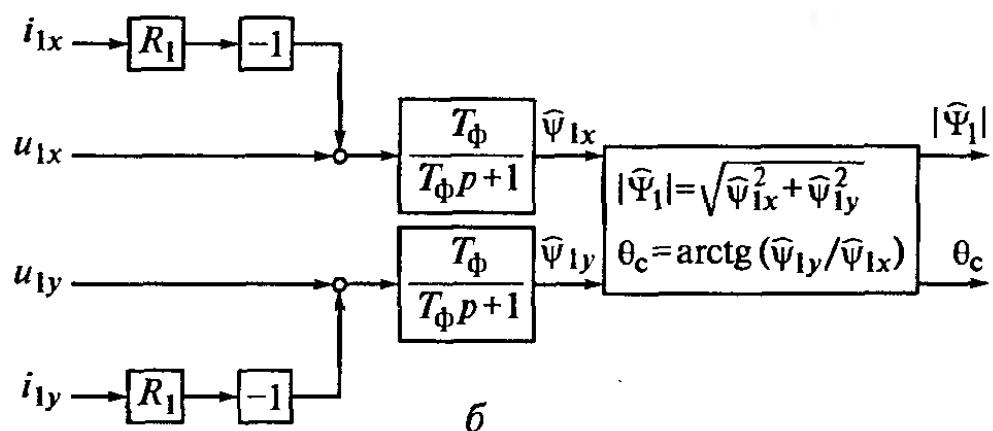
$$\begin{aligned} u'_{1\alpha} &= -\frac{1}{T_2} |\tilde{\Psi}_1| + \sigma \omega p_n L_1 i_{1\beta}; \\ u'_{1\beta} &= \omega p_n (|\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha}). \end{aligned}$$

Ushbu tenglamalarning ikkichisi asosida dvigatelning tezligi hisoblanadi

$$\omega = \frac{u'_{1\beta}}{p_n (|\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha})}.$$



a



b

2.10-rasm. Aylanuvchi koordinata tizimida asinxron dvigatelli elektr yuritmaning tezligini datchiksiz aniqlash:
a-strukturasi; *b*-oqim modeli sxemasi

Tezlikni datchiksiz aniqlash sxemasining ikkinchi varianti 2.11-rasmga tasvirlangan. Sxemada o'lchanayotgan stator toki va kuchlanishi asosida ta'minot kuchlanishi chastotasi va rotor EYUKi chastotasi hisoblanadi. Bular asosida dvigatelning tezligi quyidagicha aniqlanadi:

$$\omega = (\omega_{0el} - \omega_p)/p_n. \quad (2.18)$$

Sxema uchun kiruvchi kattaliklar xuddi 2.10-rasmda tasvirlangan sxema kabi stator bilan x -yqo'zg'almas koordinata tizimida bog'langan \tilde{U}_1 va \tilde{I}_1 fazoviy vektorlarning proeksiyasi hisoblanadi.

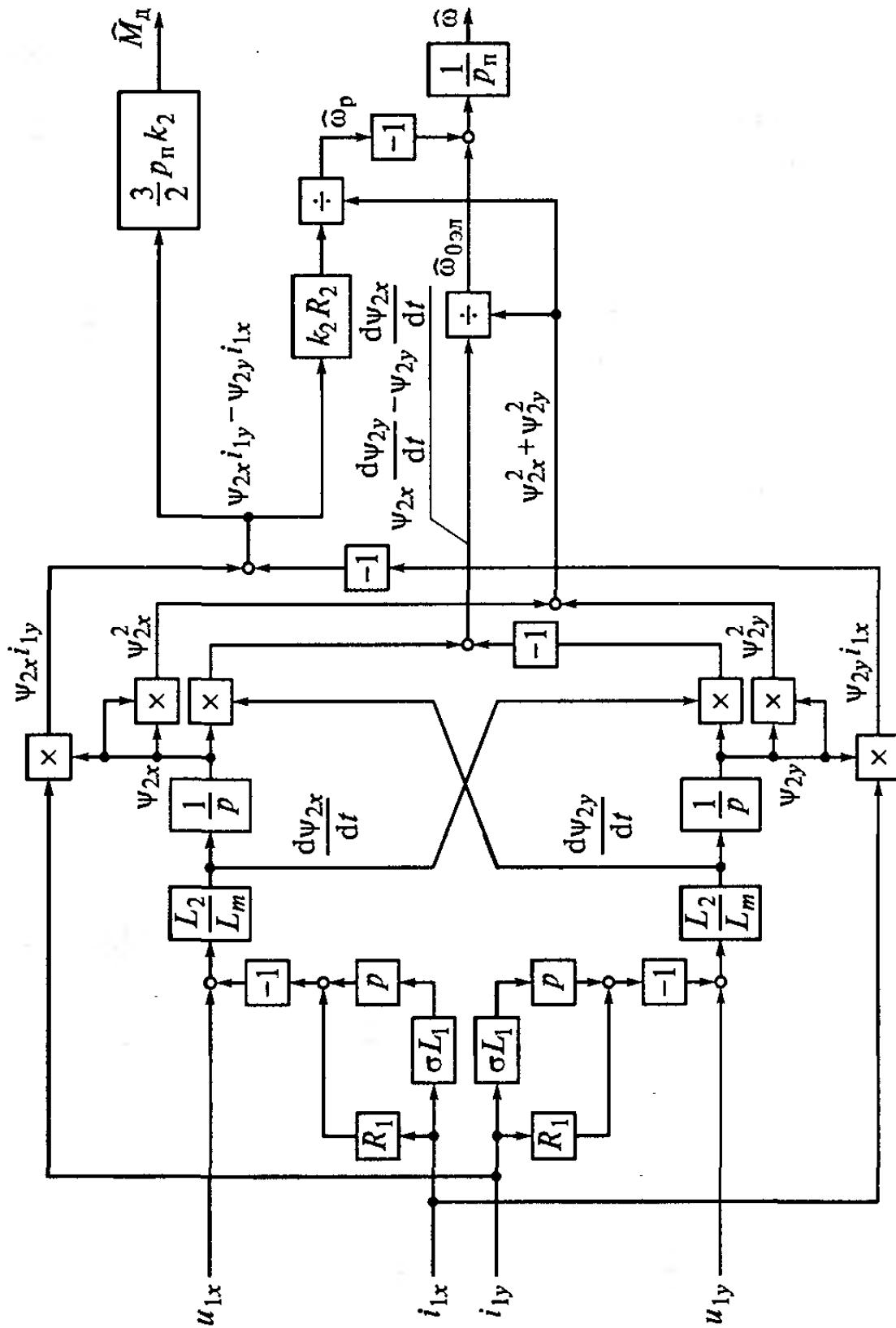
O'lchangان stator toki va kuchlanishi qiymatlari orqali topiladigan qo'zg'almas x -y koordinata tizimi o'qidagi rotor oqim ilashuvi fazoviy vektorining proeksiyasini topish uchun qo'zg'almas koordinata tizimida stator oqim ilashuvining hosilasi uchun yozilgan tengmala ko'rib chiqiladi va bu (2.10) formulaga asosan quyidagi ko'rinishda yoziladi:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} = \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y}. \quad (2.19)$$

(1.21) tenglamalar tizimining oxirgi ikki tenglamasiga mos ravishda stator oqim ilashuvidan va rotor oqim ilashuviga o'tish uchun aylanuvchan koordinati tizimida yozilgan \tilde{I}_{2d-q} va $\tilde{\Psi}_{2d-q}$ vektorlarni $x - y$ o'tkazish kerak. Buning uchun (1.14) formulaga mos ravishda ikkala vektorni ham $e^{-j\theta_2}$ ga ko'paytirish kerak:

$$\tilde{I}_{2d-q} = \tilde{I}_{2x-y} e^{-j\theta_2}; \quad \tilde{\Psi}_{2d-q} = \tilde{\Psi}_{2x-y} e^{-j\theta_2},$$

bu erda θ_2 – qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan rotor bilan bog'langan koordinata tizimi burilish burchaginiq qiymati.



2.11-rasm. Asinxron dvigatelli elektr yuritma tezligini qo‘zg‘almas koordinata tizimida hisoblangan ω_{0el} va ω_r chastotalalar orqali datchiksiz aniqlash sxemasi.

Unda hamma vektorlari bitta koordanata tizimida yozilgan oqim ilashuvi va toklarni o‘zaro bog‘lovchi ifoda quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m \tilde{I}_{2x-y};$$

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = L_m \tilde{I}_{1x-y} + L_2 \tilde{I}_{2x-y}.$$

Tenglamalar tizimini soddalashtirib ulardan o‘lchanmaydigan rotor tokini olib tashlasak quyidagiga ega bo‘lamiz:

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} L_2 - \tilde{\Psi}_{2x-y} L_m = \sigma L_1 L_2 \tilde{I}_{1x-y}.$$

(2.19) tenglamaning chap tomonida turgan qiymat differensiyalangandan keyin rotor oqim ilashuvi va stator toki orqali ifodalanadi:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} = \frac{L_m}{L_2} \frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} + \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt}.$$

Ushbu ifodani (2.19) tenglamaga qo‘ygandan keyin va $p = d/dt$ belgilash kiritib, qo‘zg‘almas koordinata tizimidagi rotor oqim ilashuvi vektorini statorning o‘lchanadigan kattaliklarini bog‘lovchi (2.15) ifodaga o‘xshash tenglamaga ega bo‘lamiz:

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left(\tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right).$$

Ushbu ifoda qo‘zg‘almas koordinata tizimi o‘qidagi proeksiyasi shaklida yoziladiki, qaysikim tezlikni datchiksiz aniqlash sxemasini qurishda foydalaniladi:

$$\begin{aligned} \psi_{2x} &= \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left(u_{1x} - R_1 i_{1x} - \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} \right); \\ \psi_{2y} &= \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left(u_{1y} - R_1 i_{1y} - \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Sxemada ta’minot kuchlanishi chastotasini aniqlash uchun qo‘zg‘almas va aylanuvchan koordinata tizimi orasidagi θ_s burchakdan hosila olish kerak bo‘ladi. Agar elektr yuritmaning rostlash tizimi, α o‘q rotor oqim ilashuvi vektori bo‘yicha yo‘nalgan dvigatelning vektorli tizimi sxemasi asosida bajarilgan bo‘lsa (2.5-rasmga q.), unda θ_s burchak qo‘zg‘almas koordinata tizimida $\tilde{\Psi}_2$ fazoviy vektorning y o‘qiga proeksiyasini uning x o‘qiga proeksiyasi nisbatining artgangensi sifatida aniqlanishi mumkin:

$$\omega_{0el} = \frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{\psi_{2y}}{\psi_{2x}} \right) = \frac{1}{1 + (\psi_{2y}/\psi_{2x})^2} \frac{d}{dt} \left(\frac{\psi_{2y}}{\psi_{2x}} \right).$$

Ushbu formulani aniqroq tasavvur qilish uchun 6.13-rasmdan foydalaniib, $\theta_2 = \theta_c$ deb olish mumkin va $p = d/dt$ belgilashni kiritib formulani oxirgi ko‘rinishga olib kelamiz

$$\omega_{0el} = \frac{\psi_{2x} p \psi_{2y} - \psi_{2y} p \psi_{2x}}{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}. \quad (2.21)$$

Tezlikni aniqlashda (2.18) ifodadan foydalanish imkoniyatiga ega bo‘lib uchun, rotor EYUK chastotasining qiymatini bilish kerak bo‘ladi. Bu chastotani tizimiy sxema asosida (2.5-rasmga q.) $\omega_p = k_2 R_2 i_{1\beta} / |\tilde{\Psi}_2|$ sifatida aniqlash mumkin. SHu sxema yordamida elektromagnit moment $M_d = (3/2)r_p k_2 |\tilde{\Psi}_2| i_{1\beta}$ ifoda bo‘yicha topiladi, bu erda $k_2 = L_m/L_2$. Stator toki $i_{1\beta}$ vektorining tashkil etuvchisiga nisbatan echib va natijani ω_r chastota uchun yozilgan formulaga qo‘yib, rotor EYUK chastotasi bilan dvigatej momentini bog‘lovchi tenglamaga ega bo‘lamiz:

$$\omega_p = \frac{2R_2 M_d}{3r_p |\tilde{\Psi}_2|^2}, \quad (2.22)$$

bu erda $|\tilde{\Psi}_2|^2$ – rotor oqim ilashuvi vektori modulining kvadrati bo‘lib, u quyida tarzda aniqlanadi:

$$|\tilde{\Psi}_2|^2 = \psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2,$$

bu erda ψ_{2x}, ψ_{2y} – qo‘zg‘almas koordinata tizimi o‘qidagi rotor oqim ilashuvi vektorining proeksiyalari.

Tezlikni datchiksiz aniqlashning qaralayotgan sxemasida, o‘lchanadigan iq stator toki vektorining qo‘zg‘almas koordanata tizimidagi proeksiyalarining qiymati i_{1x} va i_{1y} hamda (2.20) ifoda bilan hisoblangan Ψ_{2x} va Ψ_{2y} rotor oqim ilashuvi vektorining proeksiyalari qo‘llaniladi. SHuning uchun momenetni

aniqlashda qo‘zg‘almas koordinata tizimida hisoblashlarga ham mos kelishini nazarda tutib (2.7) tenglamadan foydalanish maqsadga muvoffiq bo‘ladi:

$$M_d = (3/2)r_p k_2 (\psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x}).$$

Qavs ichidagi ifoda sxemada hisoblanadi va shunday qilib, quyidagi qiymatni aniqlaydi:

$$\frac{2}{3} \frac{M_d}{r_p k_2} = \psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x},$$

bu esa dvigatel momentining qiymatini aniqlash uchun qo‘llanilishi mumkin. Rotor EYUK chastotasi qiymatini hisoblash uchun sxemadan olingan $\psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x}$ qiymatni (2.11-ramsda q.) (2.22) formulaga mos ravishda $k_2 R_2$ ga qo‘paytirish va $|\tilde{\Psi}_2|^2$ ga bo‘lish kerak bo‘ladi.

Tezlikning aniqlash sxemasining uchunchi variantida ta’minot kuchlanishi chastotasini hisoblash qo‘zg‘almas koordinata tizimida bajarilsa, rotor EYUK chastotasi hisoblash esa aylanuvchan koordinata tizimida bajariladi. (2.10) ifodaga mos ravishda stator oqim ilashuvi vektorining qo‘zg‘almas koordinata tizimi o‘qidagi proeksiyasi quyidagi ko‘rinishga ega:

$$\psi_{1x} = (u_{1x} - R_1 i_{1x})/p;$$

$$\psi_{1y} = (u_{1y} - R_1 i_{1y})/p.$$

CHastota ω_{0el} ni rotor oqim ilashuvi orqali aniqlashga monand ravisha ((2.21) ifodaga q.), ta’minot kuchlanishi chastotasini stator oqim ilashuvi orqali $\omega_{0el} = d\theta'_c/dt$ sifatida ham aniqlash mumkin. Bu formuladagi θ'_c stator oqim ilashuvi vektori bilan mos tushuvchi aylanuvchan koordinata tizimi α o‘qi bilan qo‘zg‘almas koordinata tizimi x o‘qi orasidagi burchak. U $\theta'_c = arctg(\psi_{2y}/\psi_{2x})$ ifoa bo‘yicha aniqlanadi. Ta’minot kuchlanishi chastotasi quyidagi formula bo‘yicha topiladi:

$$\omega_{0el} = \frac{\psi_{1x} p \psi_{1y} - \psi_{1y} p \psi_{1x}}{\psi_{1x}^2 + \psi_{1y}^2}. \quad (2.23)$$

Oqim ilashuvi vektori va θ'_c burchak qiymatini hisoblash uchun tezlikni datchiksiz aniqlash sxemasida (6.20-rasmga q.) ortogonal koordinata tizimidan qutbli koordinata tizimga o'tish blogi qo'yilgan bo'lib, unda stator oqimi modeli kabi (2.10-rasmga q.), hisoblashlar $|\tilde{\Psi}_1| = \sqrt{\psi_{1x}^2 + \psi_{1y}^2}$ va $\theta'_c = \arctg(\psi_{1y}/\psi_{1x})$ ifodalar bo'yicha bajariladi. O'tish blogida $e^{-j\theta_c}$ aylanuvchan koordinata tizimi $\alpha - \beta$ da stator toki vektori proeksiyasi bo'yicha aniqlanadi:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta'_c + i_{1y} \sin \theta'_c;$$

$$i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta'_c + i_{1y} \cos \theta'_c.$$

Dvigatelning tezligi xuddi 2.11-rasmda tasvirlangan sxema kabi ta'minot kuchlanishi chastotasi va rotor EYUK chastotasi farqi orqali aniqlanadi. Rotor EYUK chastotasini aniqlash uchun asinxron dvigatelda kechagigan elektronnit jarayonlarni sinxron tezlik bilan aylanadigan fazoviy vektorlar bilan ifodalovchi (1.23) ifodaga murojaat qilamiz. (1.23) tenglamalar tizimining oxirgi ikki ifodasidan rotor toki vektorini oqim ilashuvlar vektorlari orqali topib olamiz:

$$\tilde{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2} (\tilde{\Psi}_2 - k_1 \tilde{\Psi}_1),$$

bu erda $k_1 = L_m/L_1$.

Ushbu ifodani qisqa tutashtirilgan rotorli dvigatel uchun $0 = R_2 \tilde{I}_2 + d\tilde{\Psi}_2/dt + j\omega_r \tilde{\Psi}_2$ kabi yozilgan (1.23) tenglamalar tizimining ikkinchi ifodasiga qo'yyamiz va natijani quyidagi ko'rinishda olamiz

$$0 = -\frac{k_1}{\sigma T_2} \tilde{\Psi}_1 + \left(\frac{1}{\sigma T_2} + p + j\omega_p \right) \tilde{\Psi}_2. \quad (2.24)$$

YUqoridagi hisoblashlar bosqichida aylanuvchan koordinata tizimidagi stator toki vektorining proeksiyasi va stator oqim ilashuvi vektorining moduli aniqlangan edi. Ushbu qiymatlar asosida rotor EYUK chastotasini hisoblash imkoniyati ega bo'lish uchun (2.24) formuladan $\tilde{\Psi}_2$ ni chiqarib tashlash kerak. SHu maqsadda, (1.23) tenglamalar tizimining oxirgi ikki ifodasini $\tilde{\Psi}_2$ ga nisbatan echib $\tilde{\Psi}_2 = L_2/L_m (\tilde{\Psi}_1 - \sigma L_1 \tilde{I}_1)$, olingan natijani (2.24) ga qo'yamiz:

$$0 = -\frac{k_1}{\sigma T_2} \tilde{\Psi}_1 + \frac{L_2}{L_m} \left(\frac{1}{\sigma T_2} + p + j\omega_p \right) (\tilde{\Psi}_1 - \sigma L_1 \tilde{I}_1).$$

Keyin, bu formulaga $\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + j i_{1\beta}$ va $|\tilde{\Psi}_1|$ qiymatlarni qo‘yib (α o‘q stator oqim ilashuvi vektori bo‘yicha yo‘nalgan va shuning uchun $\tilde{\Psi}_1 = \psi_{1\alpha} = |\tilde{\Psi}_1|$), formuladan tarkibida rotor EYUK chastotasi ω_r ning qiymati bo‘lgan mavhum qismini ajratib olamiz:

$$0 = \frac{L_2}{L_m} \left[\omega_p (|\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha}) - \sigma L_1 i_{1\beta} \left(\frac{1}{\sigma T_2} + p \right) \right],$$

bundan rotor EYUK chastotasi quyidagi qo‘rinishda olshinadi

$$\omega_p = \frac{L_1(\sigma T_2 p + 1)}{T_2(|\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha})}.$$

Tezlik $\omega = (\omega_{0el} - \omega_r)/r_p$ kabi aniqlanadi.

Xuddi shunday usulga asosan ventil dvigatelli elektr yuritmaning tezligini datchiksiz aniqlash sxemasi quriladi. Farqi shundagi (2.23) ifoda bo‘yicha aniqlangan sinxron motor statoridagi kuchlanishning burchak chastotasi befosida uning tezligini aniqlaydi $\omega = \omega_{0el}/r_p$.

3-BOB.

STATORDAGI KUCHLANISH CHASTOTASINI O'ZGARTIRISH ORQALI O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMA TEZLIGINI ROSTLASH TIZIMLARI

3.1. Statordagi oqim ilashuvi doimiy bo'lgan holatdagi asinxron motorli elektr yuritmaning tezlik bo'yicha yopiq rostlash tizimi

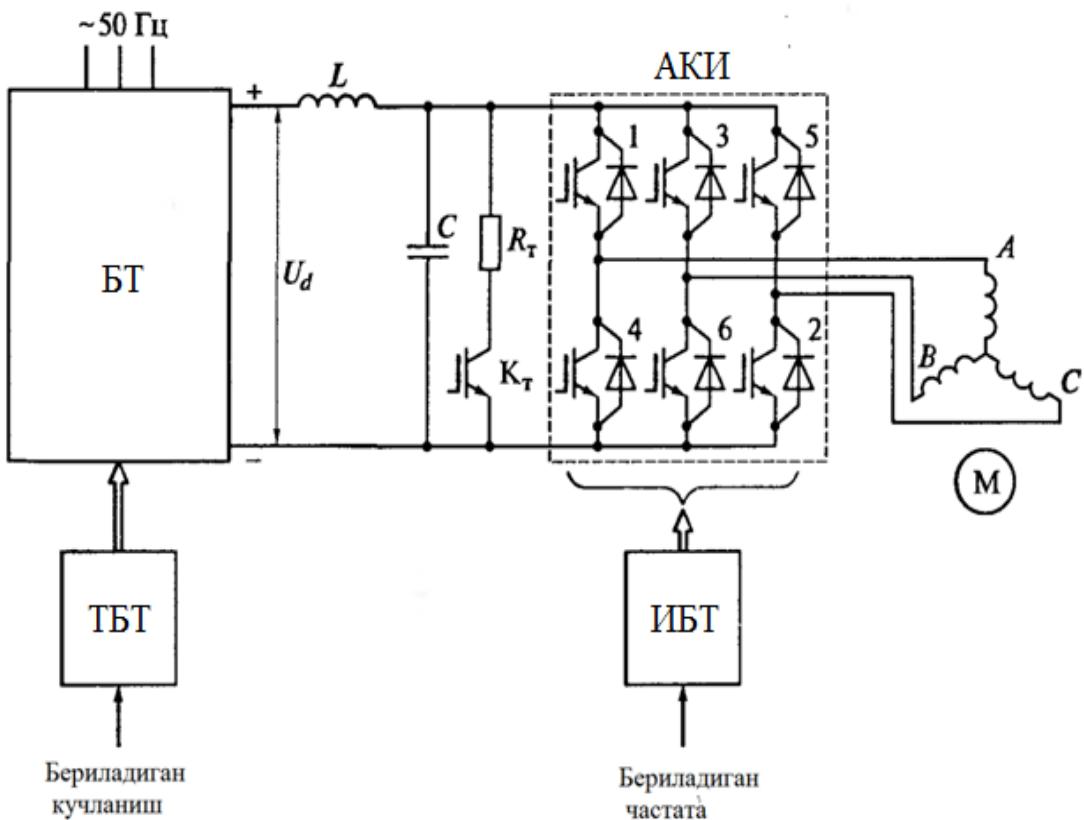
Asinxron dvigatelning stator cho'lg'amida ishlovchi chastota o'zgartirgich 3.1 rasmida tasvirlangan. Uning tarkibiga kiruvchi elementlar: invertorni boshkarish tizimi (IBT) bo'lgan avtonom kuchlanish invertori (AKI) va boshqariluvchi to'g'rilaqich (BT). To'g'rilaqichning chiqishida to'grilangan kuchlanish U_d ni silliqlovchi LC -filtr qo'yilgan. Dvigateli tormoz rejimiga o'tkazadigan K_T kalit ulangan tormoz rezistori R_T da tormozlash energiyasi sochiladi. Sanoat qurilmalarida boshqariluvchi to'g'rilaqich chastotasi 50 Gs bo'lgan o'zgaruvchan tok tarmog'idan ta'minot oladi. Uning uchun boshqaruvchi ta'sir, to'g'rilaqich bilan boshqariladigan tizim (TBT) kirishiga beriladigan kuchlanish signali hisoblanadi.

Invertorning kuch qismidagi keng ko'p tarqalgan sxema uch fazali ko'priksimon sxema hisoblanib, rasmida u 1...6 raqamlar bilan belgilangan oltita boshqariluvchi kalitlar iborat (3.1-rasmga q.). Ushbu kalitlar ikkitomonlama o'tkazuvchanlikni ta'minlashi kerak. Hozirgi vaqtida bu kalitlar uchun odatda tokning to'g'ri yo'nalishda, kuchlanish U_d ning plyusidan munisi qarab oqishini ta'minlovchi tranzistorlar ishlatiladi. Teskari o'tkazuvchanlik tranzistorlarga teskari tok diodlarni paralel ulash orqali amalga oshiriladi. Ular yordamida tranzistorlarning kommutatsiya jarayonlari va dvigatelning tormoz rejimlari uchun teskari tok oqadigan zanjir hosil qilinadi.

O'zgartirgich chiqishidagi ω_{0el} chastotani boshqarish invertorning boshqarish tizimiga ta'sir ko'rsatish orqali amalga oshiriladi. Invertorning boshkarish tizimida chastota berilayotgan signal doimiy boshqarish signallariga

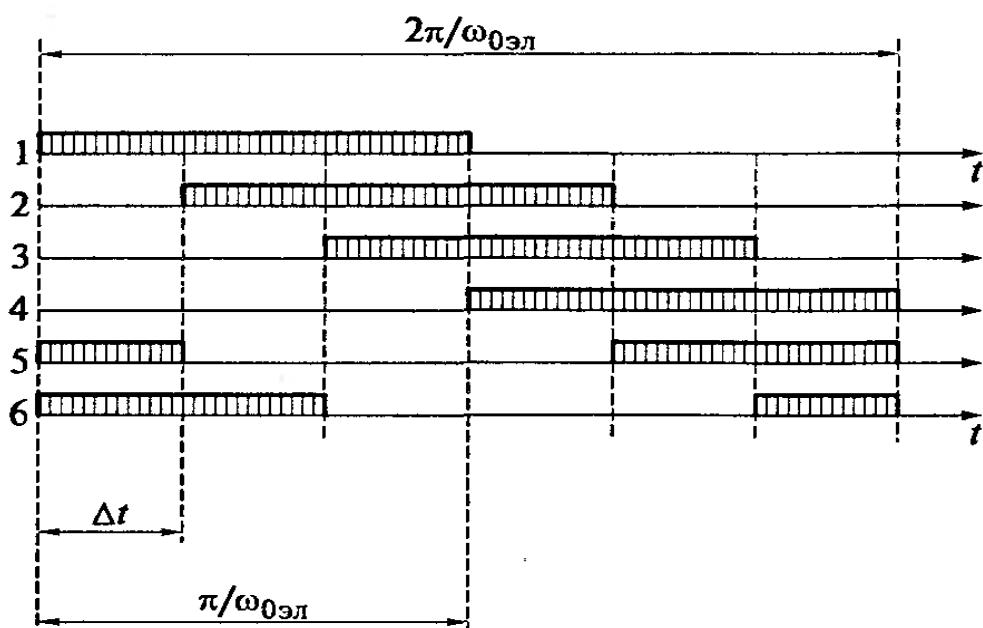
aylantirilib o'rnatilgan algaritmga mos ravishda invertordagi tranzistorlarga beriladi. Invertor chiqishidagi o'zgaruvchan tok kuchlanishing amplutuda qiymati o'zgartirgichdagi chiqish kuchlanishi shakllanadigan to'g'rilangan kuchlanish qiymati bilan aniqlanadi.

Kalitlar zanjir holatining burchak davomiyligi π ga teng bo'lgandagi invertor kalitlar holatining diagrammasi 3.2-rasmida ko'rsatilgan. Vaqtning har bir momentida uchta kalit ulanadi. Kalitlar holati davrning har oltidan bir qismi oralig'ida o'zgaradi, uning davomiyligi vaqt birligi Δt da invertor chiqishidagi berilayotgan chastota qiymati bilan aniqlanadi; $\Delta t = \pi/(3\omega_{0el})$. SHunday qilib, invertorni boshqarish tizimidagi berilayotgan chastota signalining o'zgarishi ushbu davomiylikni o'zgarishiga olib keladi, chiqishdagi kuchlanish chastotasi ω_{0el} o'zgaradi. 1-2-3-4-5-6 kalitlarning ketma-ket ulanishlari (3.2-rasmga q.) dvigatelning ma'lum yo'nalishda aylanishiga mos keladi. Uni o'zgartirish uchun bu ketma-ketlikni teskarisiga o'zgartirish kerak. Diagrammadan ko'rinish turubdiki, kalitlarning oltida nolinch holati mavjudki, unda hamma vaqt ikkita juft va bitta toq yoki bitta juft va ikkita toq kalitlar ulangan. Bulardan tashqari yana ikkita nolinch holat qo'llaniladi, unda 1-3-5 yoki 2-4-6 kalitlar ulangan bo'ladi va qachonki statorning hamma uch fazasi yo to'g'rilagichning musbat qutbiga yo manfiy qutbiga ulanganda.



3.1-rasm. O‘zgarmas tok zvenoli va boshqariluvchi to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichning strukturasi

Invertor kalitlarining hamma sakkiz holatlari 3.1-jadvalda ko‘rsatilgan. Unda ulangan kalitlarning raqamlari, stator faza toklarining ularish sxemasi va faza kuchlanishlari sxemasi ko‘rsatilgan.



3.2-rasm. Invertor kalitlar holatining diagrammasi

Har olti nolinchil holatda statorning ikki cho‘lg‘ami paralel ular uchinchi cho‘lg‘am bilan ketma-ket ulangan. SHuning uchun paralel ulangan cho‘lg‘amlarga qiymati $(1/3)U_d$ ga teng bo‘lgan kuchlanish ta’sir qiladi, shuningdek ular bilan ketma-ket ulangan cho‘lg‘amga esa qiymati $(2/3)U_d$ ga teng bo‘lgan kuchlanish ta’sir qiladi. 3.3-rasmida u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} faza kuchlanishlari ko‘rsatilgan, ularning davrning har oltidan bir qismidagi qiymatlari 3.1-jadvalga mos ravishda aniqlanadi. SHuningdek ramsda $u_{AV} = u_{1A} - u_{1V}$ formula bilan aniqlanadigan liniya kuchlanishlardan biri u_{AV} keltirilgan. O‘zgartirgich chiqishidagi kuchlanishning shakllanishi to‘g‘rilagich chiqishidagi U_d kuchlanishga bog‘liq bo‘lganligi sababli, to‘g‘rilagich boqarish tizimi kirishidagi berilayotgan signalning o‘zgarishi natijasi chastota o‘zgartirgich chiqishidagi kuchlanishni proporsional o‘zgarishiga olib keladi.

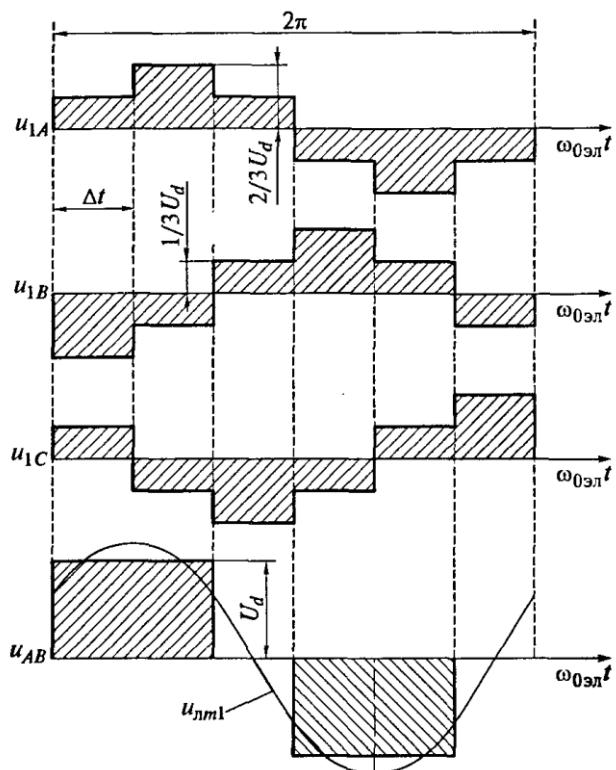
3.3-rasmida keltirilgan liniya kuchlanishini ikkinchi va uchunchi darajali garmoniklari bo‘lмаган гармоник ташкіл этиувчиларингиги яғниң көрнешда тасвирлаш мүмкін [53]:

$$u_{AV}(v) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left(\sin v' - \frac{1}{5} \sin 5v' - \frac{1}{7} \sin 7v' + \frac{1}{11} \sin 11v' + \dots \right);$$

$$v = \omega_{0el}t; \quad v' = \omega_{0el}t + \pi/6.$$

Liniya kuchlanishining birinchi garmonikasi $u_{l1} = f(\omega_{0el}t)$ (3.3-rasmga q.) qiymati $U_{lm1} \approx (1,1)U_d$ ga teng bo‘lgan amplitudaga ega. Faza kuchlanishi birinchi garmonikasining amplitudasi esa $U_{fm1} \approx (0,637)U_d$ ga teng bo‘ladi.

CHiqish kuchlanishining nosinusoidalligi stator cho‘lg‘amidagi tokning nosinusoidalligiga va motor momentining pulsatsiyasiga olib keladi. Bu pulsatsiyalar ayniqsa past chastotada va mexanizmning uncha katta bo‘lмаган inersiya momentida kuchli namoyon bo‘ladi



3.3-rasm. Invertor chiqishidagi kuchlanishning shakli

Agar avtonom invertor ikki tomonlama o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan o'zgarmas kuchlanish manbaidan (to'g'rilaqichdan) ta'minot olayotgan bo'lsa, unda o'zgartirgich chiqishidagi chastotani kamayishi dvigateli rekuaerativ tormozlashga olib keladi. Agar to'g'rilaqichdan foydalanilsa, unda u quvvat oqimini dvigateldan tarmoqqa o'tkazmaydi. SHuning uchun tormozlash rejimini ta'minlashda sxemada R_T rezistor qo'llaniladi (3.1rasmga q). Motorda tormozli rejim sodir bo'ladigan bo'lsa, K_T kalit ulanadi va tormoz energiyasi tormoz rezistorida sochiladi.

Unda ushbu motorlar notekis aylanuvchi motorlar deb, ba'zida motor to'xtashlar bilan aylanganda qadamli rejimda ishlovchi motorlar deb ataladi. SHunday qilib, to'g'rilaqich chiqishidagi kuchlanishning nosinusoidal xarakteri yuritma tezligining rostlash diapozonini imkoniyatlarini chegaralanishiga olib keladi. Bundan tashqari, stator toki egri chizig'idagi yuqori garmonigalarning mavjudligi motordagi energiya isroflarining oshishiga olib keladi. SHuning uchun, keyingi yillarda o'zgarmas tok zvenoli chastota o'zgartirgichlar keng

qo'llanilmoqdagi, qaysikim ularda keng-impulslı modulyasiya (KIM) qo'llanishligi bilan stator tokining shakli sinusoidallikka yaqin bo'ladi.

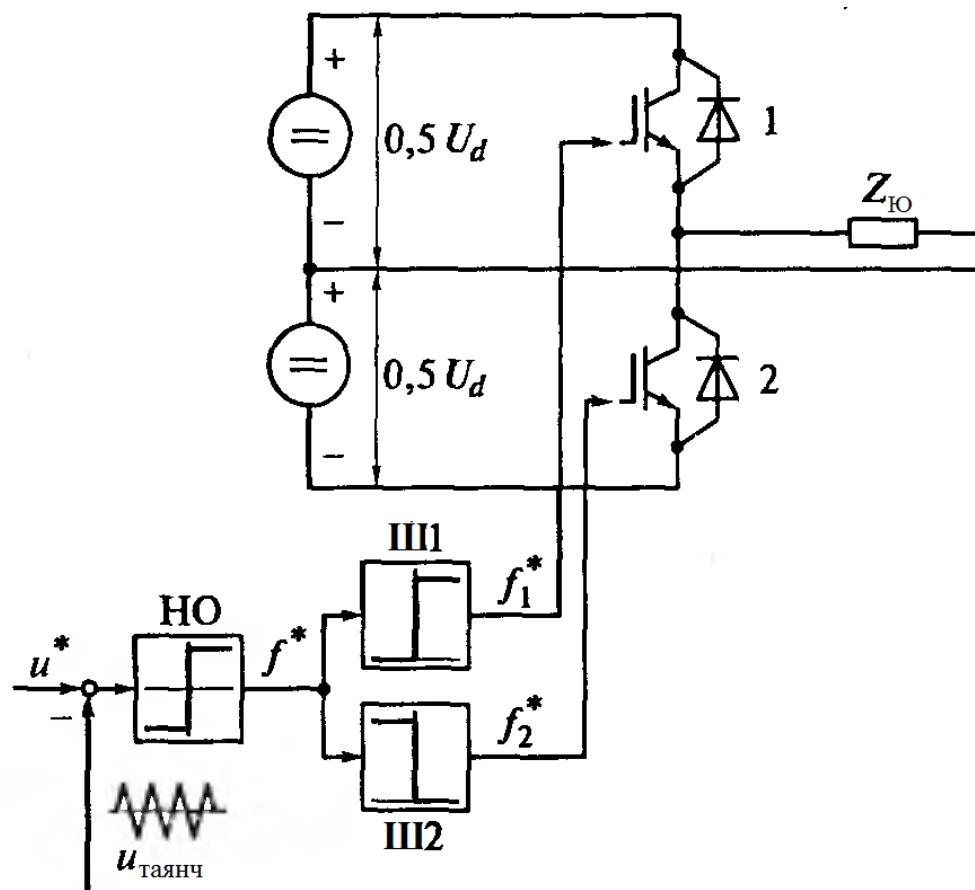
3.1-jadval

Invertor kalitlari turli holatlari va unga mos keluvchi faza kuchlanishi qiyymatlarida stator cho'lg'amining ulanish sxemasi

| Калитлар уланиши | Статор чўлгамиининг уланиш схемаси | Фаза кучланышлари | | |
|---------------------|---------------------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | | $\frac{u_{1A}}{U_d}$ | $\frac{u_{1B}}{U_d}$ | $\frac{u_{1C}}{U_d}$ |
| 5—6—1 | | $+\frac{1}{3}$ | $-\frac{2}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ |
| 6—1—2 | | $+\frac{2}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ |
| 1—2—3 | | $+\frac{1}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ | $-\frac{2}{3}$ |
| 2—3—4 | | $-\frac{1}{3}$ | $+\frac{2}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ |
| 3—4—5 | | $-\frac{2}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ | $+\frac{1}{3}$ |
| 4—5—6 | | $-\frac{1}{3}$ | $-\frac{1}{3}$ | $+\frac{2}{3}$ |
| 1—3—5 | | 0 | 0 | 0 |
| 2—4—6 | | 0 | 0 | 0 |

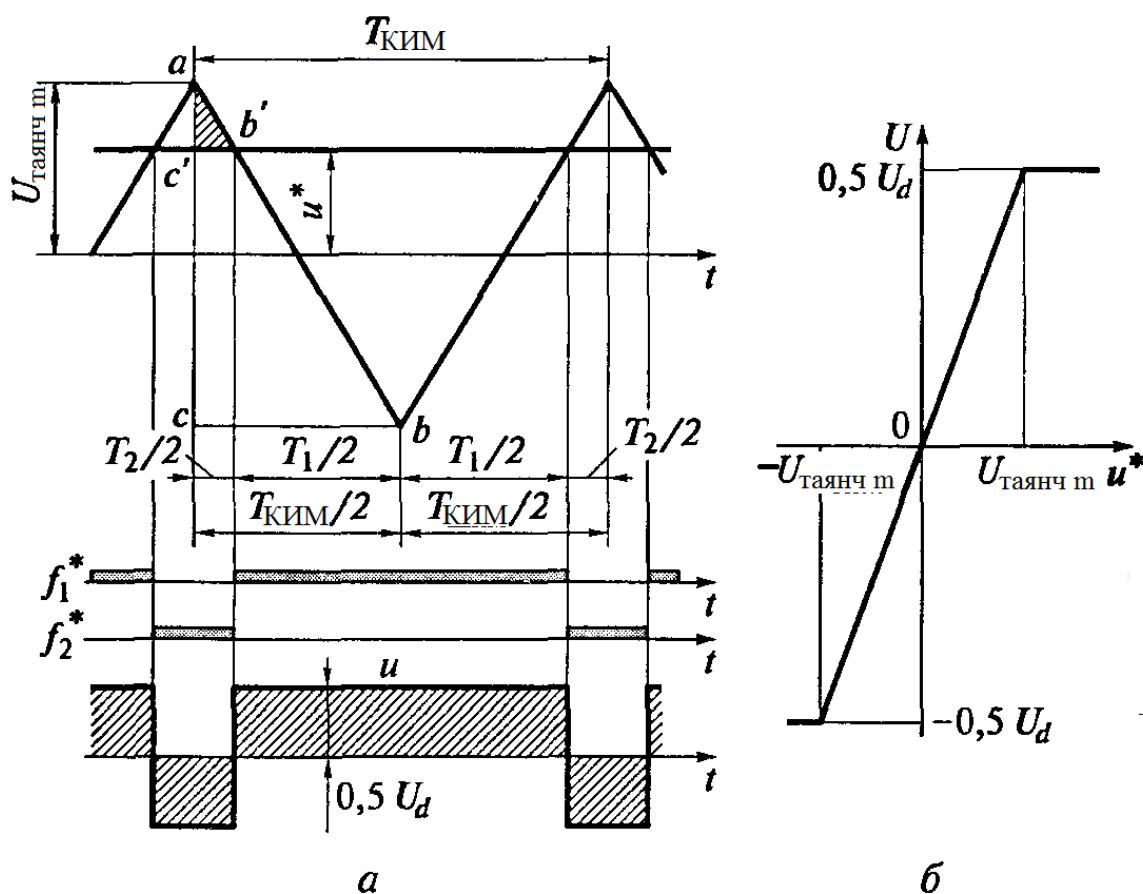
3.2. Rotordagi oqim ilashuvi domiy bo‘lgan holdagi asinxron motorli elektr yuritmaning tezlik bo‘yicha yopiq rostlash tizimi

KIM chastota o‘zgartirgichning eng ko‘p tarqalgan turi o‘zgarmas tok zvenosida boshqarilmaydigan to‘g‘rilagichli o‘zgartirgich hisoblanadi. Bunda invertorning kirishdagi kuchlanish o‘zgarmaydi, chiqish kuchlanishini rostlash keng-impulslri modulyasiya usuli yordamida amalga oshiraladi. Bunday to‘g‘rilagichlar zatvori izoyasiyalangan IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) katta quvvatli bipolyar tranzistorlar ishlab chiqarilgandan keyin ishlab chiqarila boshlandi. IGBT bu yuqori kuchlanishli n-kanalli maydonli tranzistor orqali boshqariladigan p-n-p tranzistordir. IGBT ning afzalliklari: Ruxsat etilgan tok zichligining yuqoriligi, kuchlanishni boshqarish MOP tranzistorlarnikidek, impuls rejimida isroflarning pastligi. IGBT tranzistorlarning keltirilgan afzallik tomonlari ularni KIM o‘zgartirgichlarda keng qo‘llanilishiga olib keldi.



3.4-rasm. Keng-impulslri modulyasiyalı bir fazali invertorning tuzilmasi

KIM ni ishslash prinsipini 3.4-rasmda ko'rsatilganidek o'zgarmas kuchlanish manbaidan ta'minot olayotgan bir fazali invertor misolida tushuntirish oson. Aktiv-induktiv yuklama Z_{yu} manbaning o'rta nuqtasi va 1,2 elektron kalitlar oralig'ida ulangan. Elektron kalitlar har birining tarkibida kalit rejimida ishlovchi tranzistor va teskari diodlari mavjud. Tranzistorli kalitlarning boshqaruv tizimi tarkibida nol-organ (NO) va shakllantirgichlar **SH1** va **SH2** ni mavjud. Nol-organ kirishida, beriluvchi signal u^* va arrasimon tayanch kuchlanish u_t solishtiriladi. Agar $u^* > u_t$ bo'lsa, ya'ni $(u^* - u_t)$ ayirma musbat bo'lsa, unda nol-organ chiqishidagi signal musbat va **SH1** shakllantirgich chiqishidagi f^* signal musbat bo'ladi hamda mos tranzistorni ochuvchi 1-kalit bo'ladi. YUklamaga chapdan "plyus" o'ngdan "munus" $0,5U_d$ kuchlanish qo'yilgan bo'lib, uni biz musbat deb olamiz. $(u^* - u_t)$ ayirma manfiy bo'lganda 2-kalit ulanadi va yuklamadagi tushuvchi kuchlanish manfiy bo'lib qiymati $-0,5U_d$ teng bo'ladi.



3.5-rasm. Invertorning uzatish koeffitsientining tavsiflari:
a-beriluvchi va tayanch kuchlanish; b-invertorning rostlash tavsiflari

3.5-rasmda maksimal qiymati $U_{tayanch}$ bo‘lgan simmetrik arrasimon tayanch kuchlanish va T_{KIM} tayanch kuchlanish davr oralig‘ida o‘zgarmas hisoblanuvchi beriluvchi kuchlanish u^* ko‘rsatilgan. Rasmning pastki qismida f^* va f^* signllar holatlari va invertor chiqishidagi kuchlanish u ning shakli keltirilgan. Chiqishdagi kuchlanishning o‘rtacha qiymati quyidagi formula bo‘yicha aniqlanadi:

$$U = 0,5U_d \left(1 - \frac{2T_2}{T_{KIM}}\right);$$

$$T_{KIM} = T_1 + T_2 = f_{KIM}^{-1},$$

bu erda, T_1 , T_2 - mos ravishda 1 va 2 kalitlarning ulanish oralig‘i; T_{KIM} –keng-impulslı modulyasiya davri, sek; f_{KIM} – KIM chastotasi, Gs.

Invertor tavsiflarining ishchi qismidagi $abcva$ $ab'c'$ uchburchaklardan foydalananib $|u^*| < U_{tayanchm}$, hol uchun quyidagini yozish mumkin:

$$\frac{T_2}{T_{KIM}} = \frac{U_{tayanchm} - u^*}{2U_{tayanchm}}$$

Bundan U kuchlanish uchun yuqoriga keltirilgan ifodani hisobga quyidagini yozib olishimiz mumkin:

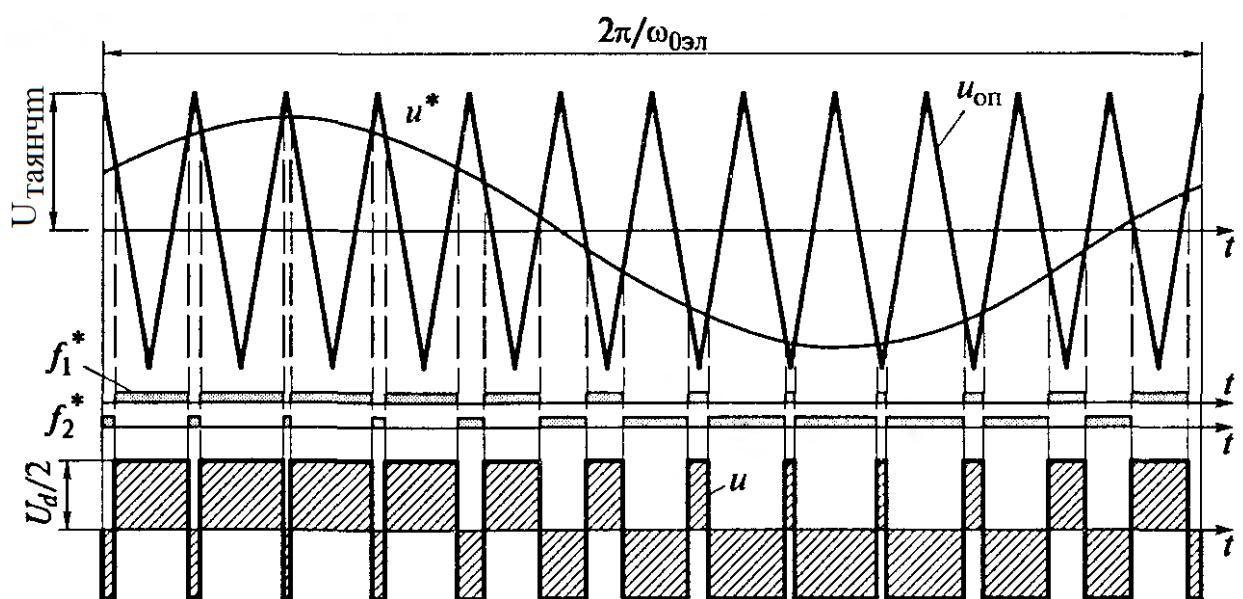
$$U = \frac{0,5U_d}{U_{tayanchm}} u^* = k_i u^*,$$

bu erda $k_i = |u^*| / U_{tayanchm}$ bo‘lgan hol uchun tavsifning chiziqli qismidagi invertorning uzatish koeffitsienti.

Invertorning rostlash xarakteristikasi $U = f(u^*)$ dan ko‘rinib turibdiki (3.5b-rasm), $0,5U_d$ sathda chiqishdagi kuchlanishning og‘masligini ta’minlash uchun beriluvchi signal u^* tayanch kuchlanishning maksimal qiymati $U_{tayanchm}$ dan oshmasligi kerak. Invertorli boshqarish tizimda tranzistorning yopilish xususiyatini tiklash uchun bir kalitning ulanishi va ikkinchi kalitning uzelishi oralig‘ida qisqa muddatli to‘xtalishlar bo‘lishi kerak. Aks holda tranzistor ishdan chiqishi mumkin.

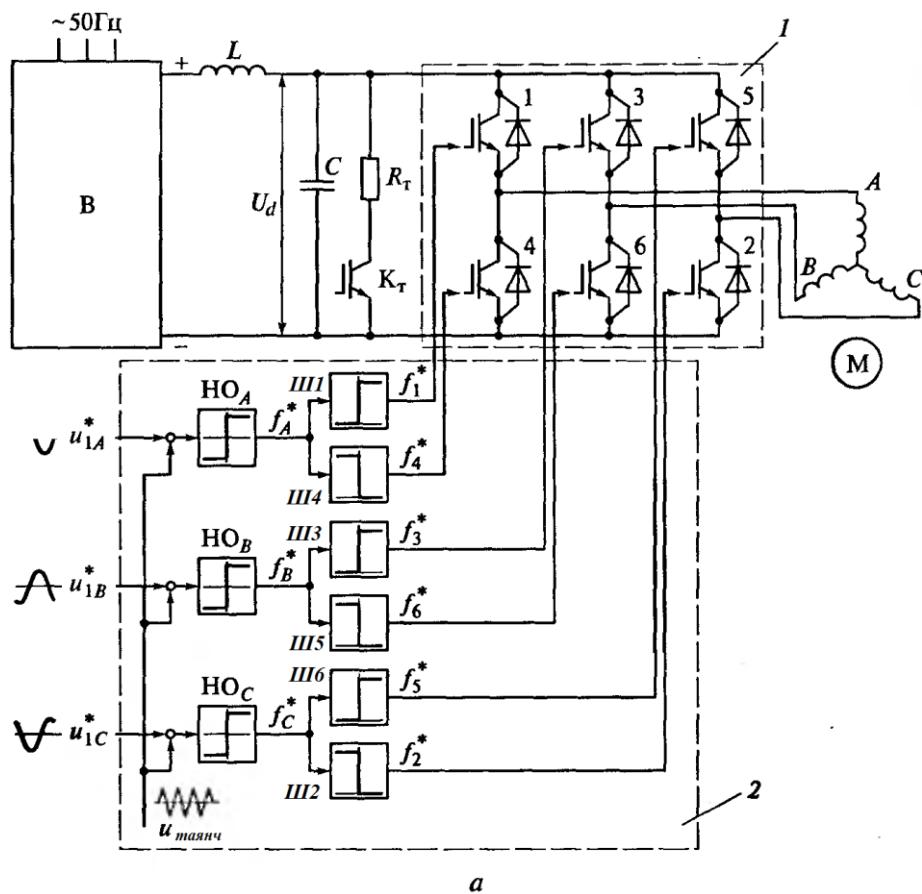
Agar boshqaruvchi signal ω_{0el} chastotali sinusoid bo‘lsa, unda qaralayotgan $t \geq \pi/\omega_{0el}$ vaqtida invertor chiqishidagi kuchlanish garmonik egri chiziqdan

tashkil topadi. Bu egri chiziq birinchi garmonikasi (boshqaruvchi signal chastota) bilan bir qatorda bir qancha yuqori garmonik tashkil etuvchilardan iborat bo‘ladi. SHunday qilib, agar beriluvchi signal u^* amplitudasi tayanch kuchlanishning maksimal qiymati $U_{tayanchm}$ dan oshmasa, unda invertor chiqishidagi kuchlanishning birinchi garmonikasi belgilangan oraliqda boshqaruvchi signalni qaytaradi. Uning chastotasining o‘zgarishi invertor chiqishidagi kuchlanishning o‘zgarishiga olib keladi. O‘zgarmas chastotada boshqaruvchi signal amplitudasining o‘zgarishi chiqishda kuchlanishning musbat va manfiy impulslar davomiyligining nisbatini o‘zgarishiga olib keladi, ya’ni uning birinchi garmonikasining amplitudasi o‘zgaradi (3.6-rasmga qarang). 3.6-rasmda tasvirlangan grafik ushbu jarayonni tushinish uchun soddalashtirilgan, ya’ni tayanch kuchlanish chastotasi boshqaruvchi signal chastotasidan bor yog‘i 12 marta katta deb olingan. Aslini olganda zamonaviy invertorlarda normal chiqish kuchlanish chastotasi $f_n = \omega_{0el.n}/(2\pi) = 50$ bo‘lganda, tayanch kuchlanish chastotasi (KIM chastosi) bir necha o‘n kilogersni tashkil qilishi mumkin. KIM ning yuqori chastotalarida va aktiv-induktiv yuklamada stator cho‘lg‘amining qaydanligidan qay’iy nazar, yuklama toki sunusoidal bo‘ladi.

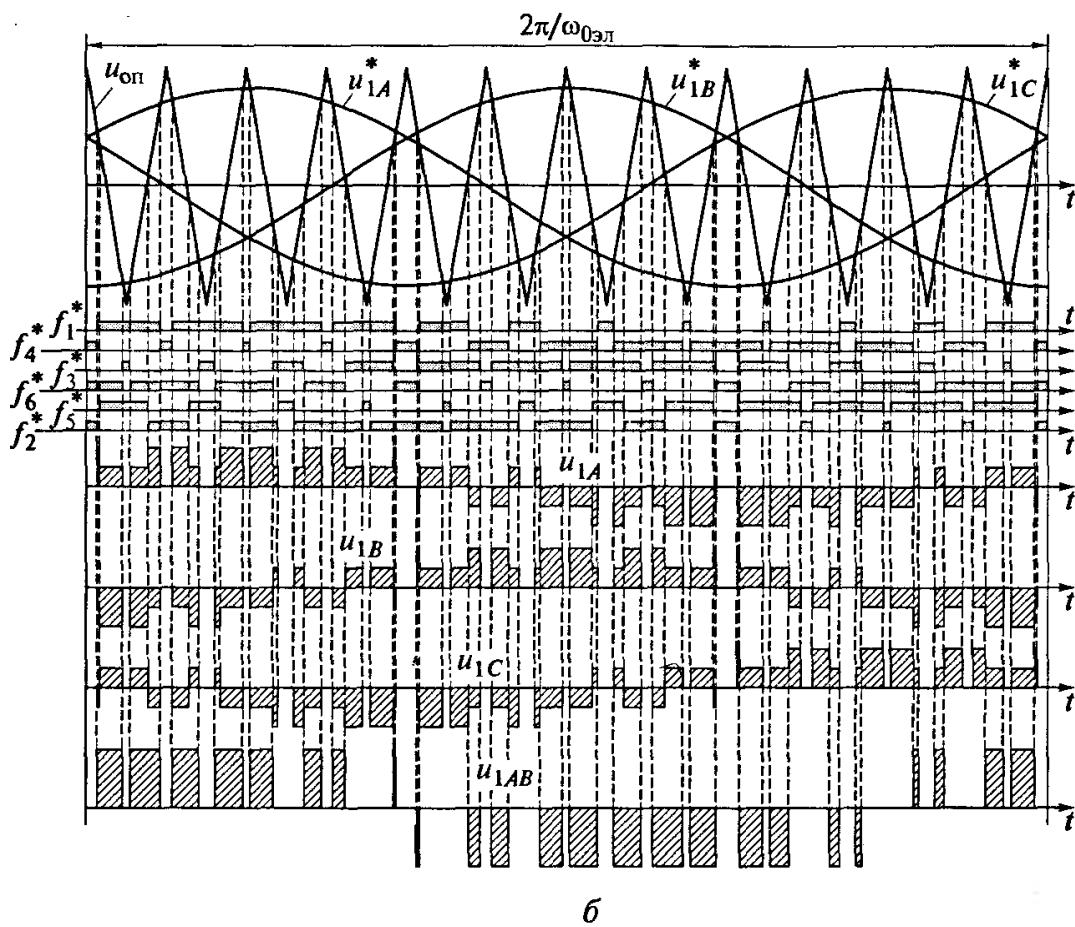


3.6-rasm. Bir fazali invertor misolidagi keng-impulslari modulyasiyaning prinsipi

Lekin bunda KIM chastotasining oshishi bilan bog‘liq bo‘lgan bir qator manfiy effektlarni ham hisobga olish kerak bo‘ladi, masalan boshqa elekrotexnik va radiotexnik qurilmalarga ta’sir ko‘rsatuvchi elektromagnit shoqinlar va motor cho‘lg‘amining izolyasiyasi uchun xafli bo‘lgan yuklama zanjiridagi o‘ta kuchlanishning hosil bo‘lishi. Ushbu manfiy effektlarga qarshi kurash vositalari sifatida quyidagilarni aytish mumkin: yuqori sifatli izolyasiyalni motorlarning qo‘llanilishi; ekranli kabellarni va maxsus filtrlarni qo‘llanilishi; kommunikatsiya davomiyligini cheklash; kuch kabellari va boshqaruva kabellari orasiga ajratuvchi materiallar joylashtirish.



a



3.7-rasm. Uch fazali invertorli va keng-impulslı modulyasiyali chastota o‘zgartirgich a-o‘zgartirgich tuzilmasi; 1-avtonom kuchlanish invertori; 2-AKU boshqarish tizimi; b-chiqishdagi kuchlanishning shaklanishi

Invertorning uch fazali ko‘prik sxemasida (3.7a-rasm) tranzistorli kalitli uchta elka mavjud bo‘lib, ularning har biri bir fazali invertor elkasiga o‘xshashdi (3.4-rasmga q.). Har bir elkaning o‘rta nuqtasida agar stator cho‘lg‘amlari yulduz usulida ulangan bo‘lsa dvigatel statori faza cho‘lg‘amining bosh uchlari, agar stator cho‘lg‘amlari uchburchak usulida ulangan bo‘lsa uchburchakning burchaklari ulanadi. Sxemaning tarkibida barcha uch faza uchun bitta umumiyl bo‘lgan arrasimon tayanch kuchlanish $u_{tayanch}$ mavjud. Boshqaruvchi signallar u_{1A}^* , u_{1B}^* , u_{1C}^* bir-biridan 120° ga siljigan uch fazali sunusoidal kuchlanishlar tizimidir. Invertor chiqishidagi kuchlanish chastotasini o‘zgarishi boshqaruvchi silnallarning chastotasini o‘zgartirish orqali, amplitudasini o‘zgartirish esa ularning amplitudalarini o‘zgartirish orqali amalga oshiriladi.

3.7b-rasmda yulduz usulida ulangan yuklama fazalarida uch fazali kuchlanishning qanday shakllanishi ko‘rsatilgan. Rasmda shtrixlangan gorizontal

chiziqlar bilan $f_1^* - f_6^*$ signal holatlari va mos ravishda 1 – 6 kalitlarning ulanish holatlari belgilangan. SHuningdek bir fazali invertorni tahlilida bajarilganidek, ularning $u_{1A}^* - u_{tayanch}$, $u_{1B}^* - u_{tayanch}$, $u_{1C}^* - u_{tayanch}$ ishoralar farqiga bog‘lanishi ham aniqlangan. CHiqishdagi faza kuchlanish besh xil turli qiymatlarni qabul qilishi mumkin: $+(2/3)U_d$; $+(1/3)U_d$; 0; $-(1/3)U_d$; $-(2/3)U_d$. Tayanch kuchlanishi $u_{tayanch}$ grafigibilanu $_{1A}^*$, u_{1B}^* , u_{1C}^* egri chiziqlarining kesishgan nuqtasidan o‘tkazilgan shtrixlangan vertikal chiziqlar bilan chegaralangan vaqtning har bir oralig‘ida faza kuchlanishining oniy qiymatini aniqlash uchun 3.1-jadvaldagi kattaliklardan foydalanish kerak. CHapdagagi eng chetgi vaqt oralig‘ida (3.7,b rasmga q.) 2-, 4- va 6- kalitlar ulangan bo‘ladi, bu esa chiqishdagi kuchlanishlarning nolga teng bo‘lganiga mos keladi: $u_{1A} = u_{1B} = u_{1C} = 0$. Bundan keyingi vaqt oralig‘ida esa 5-, 6- va 1-kalitlar ulanadi. Bunda $u_{1B} = -(2/3)U_d$; $u_{1A} = u_{1C} = (1/3)U_d$ va hokazo. A va B fazalar orasidagi liniya kuchlanishi $u_{1AB} = u_{1A} - u_{1B}$ kabi aniqlanadi. Takidlash joizgi, qaralayotgan sxemaning ishchi algoritmi xuddi bir fazali invertorning ishchi algoritmi kabi ko‘prik bitta elkasining ikkala kalitini bir vaqtning o‘zida ulanish imkonini bermaydi. Bundan tashqari, kuchlanish grafigida shunday sohalar mavjudgi, ularda bir vaqtning o‘zida hamma toq yoki hamma juft kalitlar ulangan bo‘ladi, natijada kuchlanishning qiymati ushbu sohalarda nolga teng bo‘ladi.

Beriluvchi signal amplitudasi u^* bilan tayanch kuchlanish $U_{tayanch}$ ning maksimal qiymati teng bo‘lganda invertor chiqishidagi kuchlanishning birinchi garmonikasi amplitudasi $0,5U_d$ teng bo‘ladi.

Qurilgan kuchlanish grafigi yaqqolroq tasavvur qilish uchun KIM chastotasi va invertor chiqishidagi kuchlanish chastotasi ω_{0el} ning nisbati xuddi bir fazali invertorni tahlil qilingaidek nisbata olingan (3.6-rasmga q.). Oldin bayon qilinganidek KIM ning yuqori chastotalarida va aktiv-induktiv yuklamada stator cho‘lg‘amining qaydanligidan qay’iy nazar, yuklama toki sunusoidal bo‘lishi uch fazali invertorga ham ta’luqlidir.

YAqqol ko‘rinib turadigan arrasimon tayanch kuchlanishli invertor sxemasining tahlili analogli shaklda ham, mikroprotsessorli texnikani qo‘llab raqamli shaklda ham ifodalanishi mumkin. Hozirda mikroprotsessorli texnikaga yo‘naltirilgan maxsus keng-impulslri modulyasiya vektorli algoritmlar ishlab chiqilgan va qo‘llanilmoqda.

3.3. Asinxron motorni vektorli boshqarishda va oqim modeli bo‘yicha rotor oqim ilashuvini aniqlashda elektr yuritma tezligini rostlash tizimi

Keng-impulslri modulyasiya vektorlining ishslash prinsipining asosida kuchlanishning baza vektorlari deb nomlanadigan tasavvur yotadi, ya’ni avtonom kuchlanish invertorining chiqishiga ta’sir qiluvchi kuchlanishning uch fazasidan shakllanuvchi fazoviy vektorlar yotadi. CHiqishdagi kuchlanish vektori umumiyligi qoidalarga mos ravishda aniqlanadi:

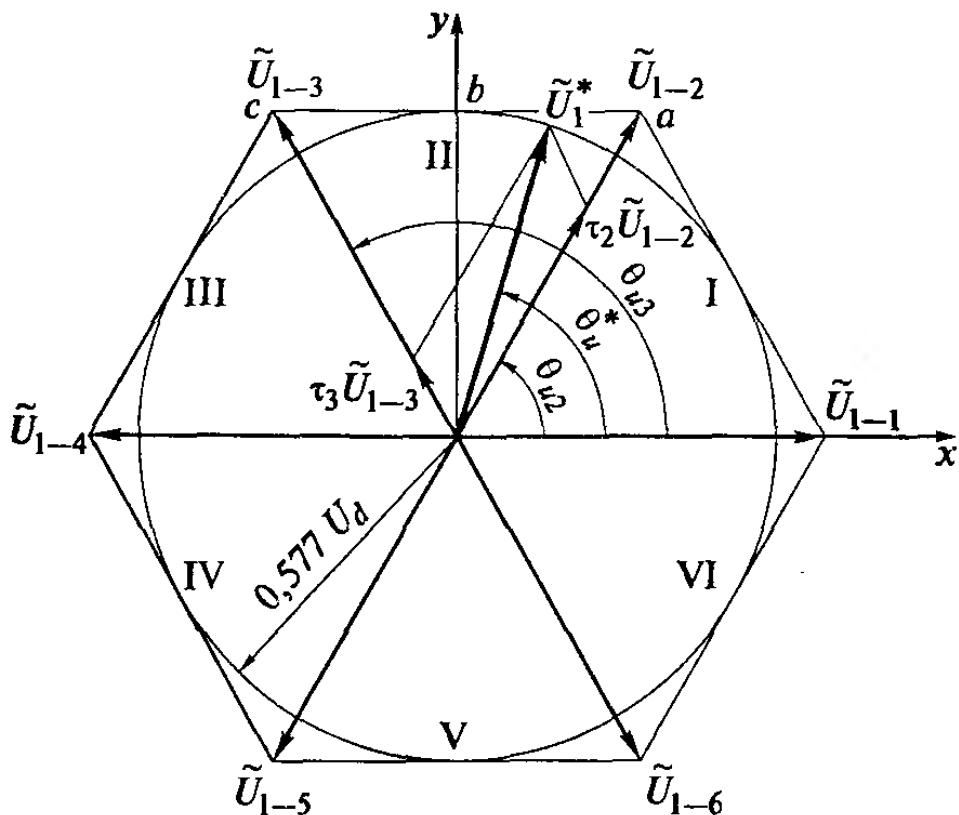
$$\tilde{U}_1 = \mathbf{a}\mathbf{u}_1;$$

$$a = (2/3)[1 - 1/2 + j\sqrt{3}/2 - 1/2 - j\sqrt{3}/2]; \mathbf{u}_1 = [u_{1A} \quad u_{1B} \quad u_{1C}]^T,$$

bu erda \mathbf{a} –qatorli matritsa; \mathbf{u}_1 –kuchlanish baza vektorining ustunli matritsasi.

u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} kuchlanishlarning har biri mumkin bo‘lgan besh xil qiymatdan birini qabul qilishi mumkin: $\pm(2/3)U_d; \pm(1/3)U_d; 0$. Barqarorlashgan rejimda elektrik fazoda bir tekis aylanadigan fazoviy vektorlardan farqli ravishda, invertor kalitlar holatlarining nol bo‘lmagan ulanish kombinatsiyasining mumkin bo‘lgan olti imkoniyati (3.1-jadvalga q.) chiqish kuchlanishi fazoviy vektorining oltita fiksatsiyalangan holatini hosil qiladi. Vektor invertor kalitlari har birining ketma-ket ulanishida bir holatdan ikkinchi holatga sakrab o‘tadiva 60° ga buriladi. Fazoviy vektorning har olti holati mustaqbil vektor sifatida qaraladi. Bundan tashqari, ikkita holat mavjudki, bunda invertorning hamma toq guruh kalitlari yoki hamma juft guruh kalitlari ulangan bo‘ladi. Bu holatda chiqishdagi kuchlanish nolga teng bo‘ladi. Nol bo‘lmagan vektorlarga mos ravishda kalitlarning bunday holatlariga nolinchki vektor mos keladi. Olti nol bo‘lmagan vektor va ikkita nolinchki vektor kuchlanishning baza vektorlari deb ataladi.

Masalan, invertor $6 - 1 - 2$ kalitlarining ulanish holatlariga mos keluvchi vektorni olish uchun 3.1-javaldan foydalanib, \mathbf{u}_1 ustunli matritsaga $u_{1A} = (2/3)U_d$; $u_{1B} = u_{1C} = -(1/3)U_d$ qiymatni qo‘yish kerak. Olingan vektor $x - y$ qo‘zg‘almas koordinata tizimi $u_{1x} = (2/3)U_d$; $u_{1y} = 0$ bo‘lganda $\tilde{U}_{1-1} = u_{1x} + ju_{1y}$ kabi yoziladi. Boshqa bazoviy vektorlar uchun hisoblashlar natijasi 3.2-jadvalga keltirilgan. Barcha nol bo‘lmagan baza vektorlar $\tilde{U}_{1-1} - \tilde{U}_{1-6}$ 3.8-rasmida qo‘rsatilgan. Ular orasidagi sektorlar rim raqamlari bilan belgilangan.



3.8-rasm. Kuchlanishning baza vektori

Bir bazali vektordan keyingisiga ketma-ket o‘tish faza kuchlanishlarning zinasimon shakliga mos keladi (3.3-rasmga q). Faza kuchlanishlari shaklini sinusoidallikka yaqinroq olish uchun kuchlanishning fazoviy vektori mutlaq silliq bo‘lmasa ham hech bo‘lmaganda kichik sakrashlar bilan harakat qilib, nafaqat mos holdagi bazoviy vektorlar holatini, balki ular orasidagi bir qator holatlarni ham egallasin. Buni amalga oshirish uchun esa keng-impulslı modulyasiya har bir davrining ichida bitta boshlang‘ich baza vektori emas, balki boshlang‘ich va undan keyingi nol bo‘lmagan baza vektorining shuningdek nol vektorlarning birining

chiziqli kombinatsiyasidan foyalanish kerak. Faraz qilaylik, berilgan \tilde{U}_1^* vektor II sektorda joylashgan bo'lsin (3.8-rasmga qarang). Unda ulanib-uzilish \tilde{U}_{1-2} , \tilde{U}_{1-3} va nol vektor \tilde{U}_{1-0} orasida ruy beradi, ya'ni invertor 1 – 2 – 3, 2 – 3 – 4 va 1 – 3 – 5 kalitlarning ulanish oralig'iда sodir bo'ladi (3.2-jadvalga q.).

3.2-jadval

Baza vektorlari

| Baza vektori | Kalitlarning ulanishi | | Baza vektorining qo'zg'almas koordinata tizimi o'qidagi proeksiyasi | |
|-------------------|-----------------------|------------|---|--------------|
| | toq guruh | juft guruh | u_{1x}/U_d | u_{1y}/U_d |
| \tilde{U}_{1-0} | Yo'q | 2,4,6 | - | - |
| \tilde{U}_{1-1} | 1 | 2,6 | 2/3 | 0 |
| \tilde{U}_{1-2} | 1,3 | 2 | 0,5x2/3 | 0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-3} | 3 | 2,4 | -0,5x2/3 | 0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-4} | 3,5 | 4 | -2/3 | 0 |
| \tilde{U}_{1-5} | 5 | 4,6 | -0,5x2/3 | 0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-6} | 5,1 | 6 | 0,5x2/3 | -0,866x2/3 |
| \tilde{U}_{1-0} | 1,3,5 | Yo'q | - | - |

Invertorni boshqarish masalasi quyidaga tarzda ifodalanadi: Berilgan vaqt momentida kuchlanish fazoviy vektori \tilde{U}_1^* ning holati va uning moduli berilgan bo'lsin. Foydalaniladigan baza vektorlarga mos keluvchi invertor kalitlari ulanish kombinatsiyasining nisbiy davomiyligini aniqlovchi koeffitsient τ_i ni topish talab qilinsin. Matematika nuqtai nazardan ushbu masala bir necha cheklovlarni hisobga olgan algebraik tenglamalarni echimini izlashga yo'naltirilgan bo'ladi. Uning

echimi [53] ishda keltirilgan. Masalan, berilgan kuchlanishning fazoviy vektori II sektorda joylashgan bo'lsa, tenglamalar tizimi quyidagicha bo'ladi:

$$\tilde{U}_1 = \tau_2 \tilde{U}_{1-2} + \tau_3 \tilde{U}_{1-3} + \tau_0 \tilde{U}_{1-0}; \quad (3.1)$$

$$\tilde{U}_1 = \tilde{U}_1^*; \quad (3.2)$$

$$\tau_0 + \tau_2 + \tau_3 = 1, \quad (3.3)$$

bu erda $\tau_2, \tau_3, \tau_0 - \tilde{U}_{1-2}, \tilde{U}_{1-3}$ va \tilde{U}_{1-0} bazaviy vektorlarga mos keluvchi invertor 1 – 2 – 3, 2 – 3 – 4 va 1 – 3 – 5 kalitlarning ulanish kombinatsiyasining nisbiy davomiyligi.

τ_2, τ_3, τ_0 nisbiy davomiylik quyidagi tarza topiladi:

$$\tau_2 = t_2/T_{SHIM}; \quad \tau_3 = t_3/T_{SHIM}; \quad \tau_0 = t_0/T_{SHIM},$$

bu erda $t_2, t_3, t_0 - T_{SHIM}$ vaqt mobaynida ushbu vektorlar ulanishining vaqt oralig'i.

(3.1) tenglama kulanish fazo vektori \tilde{U}_1 ning o'rtacha qiymatini tashkil etuvchi vektorlarning chiziqli kombinatsiyasi sifatida aniqlaydi, (3.2) ifoda esa o'rtacha kuchlanishning vektori berilgan \tilde{U}_1^* vektorga teng bo'lishligini anglatadi. (3.3) tenglama esa $t_2 + t_3 + t_0$ vaqt oraliqlarining yig'indisi KIM davriga teng bo'lishligini anglatadi. Keltirilgan tenglamalarga qo'shimcha cheglovlardan kiriladiki, unga ko'ra nisbiy ulanish davomiyligi manfiy bo'lmaydi:

$$0 \leq \tau_2 \leq 1; \quad 0 \leq \tau_3 \leq 1; \quad 0 \leq \tau_0 \leq 1.$$

O'rtacha kuchlanish vektorini $\tilde{U}_1 = \tilde{U}_1^*$ va baza vektorlarini ularning qo'zg'almas koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalari orqali quyidagicha yozib

$\tilde{U}_1^* = u_{1x}^* + ju_{1y}^*$; $\tilde{U}_{1-2} = u_{(1-2)x} + ju_{(1-2)y}$; $\tilde{U}_{1-3} = u_{(1-3)x} + ju_{(1-3)y}$ va \tilde{U}_{1-0} vektorning proeksiyasi nolga teng ekanligini nazarga tutgan holda, (3.1) tenglama asosida berilgan kuchlanish vektori uchun baza vektorlari proeksiyalari orqali yozilgan ifodasiga ega bo'lamiz:

$$u_{1x}^* = \tau_2 u_{(1-2)x} + \tau_3 u_{(1-3)x};$$

$$u_{1y}^* = \tau_2 u_{(1-2)y} + \tau_3 u_{(1-3)y}.$$

Ushbu tenglamalarni 3.8-rasmida tasvirlangan burchak kosinuslari orqali yozadigan bo'lsak tenglama quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$U_1^* \cos \theta_u^* = \tau_2 U \cos \theta_{u2} + \tau_3 U \cos \theta_{u3};$$

$$U_1^* \sin \theta_u^* = \tau_2 U \sin \theta_{u2} + \tau_3 U \sin \theta_{u3};$$

bu erda U_1^* –berilgan kuchlanish fazoviy vektorining modili; U –baza vektori moduli, $U = (2/3)U_d$.

Oxirgi tenglamaga bir qator o‘zgartirishlar olib borib, U_1^* vektorini topish uchun zarur bo‘lgan invertor kalitlari ulanishlar holatlarining nisbiy davomiyligi uchun formulalarga ega bo‘lamiz:

$$\begin{aligned}\tau_2 &= \frac{U_1^*}{U} \frac{\sin(\theta_{u3} - \theta_u^*)}{\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2})}; \\ \tau_3 &= \frac{U_1^*}{U} \frac{\sin(\theta_u^* - \theta_{u2})}{\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2})}.\end{aligned}$$

(3.3) tenglama asosida qidirilayotgan nolinchchi vektor ulanishining nisbiy davomiyligini aniqlash mumkin:

$$\tau_0 = 1 - (\tau_2 + \tau_3). \quad (3.4)$$

Misol. Ma’lumki, baza vektorining moduli $U = (2/3)U_d$ ga teng, berilgan kuchlanish vektori II sektorda joylashgan va x o‘qiga nisbatan θ_u^* burchakka burilgan. Qaralayotgan baza vektorlari va x o‘qi orasidagi burchaklar $\theta_{u2} = 60^\circ$; $\theta_{u3} = 120^\circ$ bo‘lsin, ya’ni $\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2}) = \sqrt{3}/2$. Ushbu formulani hisobga olgan holda invertor kalitlari ulanish holatlarining nisbiy davomiyligi quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$\begin{aligned}\tau_2 &= \sqrt{3}(U_1^*/U_d) \sin(120^\circ - \theta_u^*); \\ \tau_3 &= \sqrt{3}(U_1^*/U_d) \sin(\theta_u^* - 120^\circ).\end{aligned} \quad (3.5)$$

Berilgan kuchlanish vektorining moduli mumkin bo‘lgan maksimal qiymatga ega bo‘lgan holni qarashdan boshlaymiz. Bu holatda nolinchchi vektor qo‘llanilmaydi, ya’ni $\tau_0 = 0$. Quyidagi ko‘rinishda yozilgan (3.3) tenglama

$$\sqrt{3}(U_1^*/U_d)[\sin(120^\circ - \theta_u^*) + \sin(\theta_u^* - 60^\circ)] = 1,$$

berilgan fazoviy vektoring x o‘qiga nisbatan burilish burchagiga bog‘liq ravishda U_1^*/U_d ning maksimal qiymatini aniqlash uchun qo‘llanilishi mumkin. Hisoblashlar natijasi 3.3-jadvalga keltirilgan. Ko‘rinib turibdiki, U_1^* vektor

uchlarining godografi (kerakli vektorni shaklanishida ishtirok etuvchi baza vektorlari uchlarini tutashtiruvchi chiziq) abc to‘g‘ri chiziq hisoblanadi (3.8-rasmga q.).

(3.5) formulalarda burchaklarning o‘zi emas, burchaklar farqi rol o‘ynaganligi bois, olingan natijalar nafaqat ikkinchi sektor uchun balki boshqa ixtiyoriy sektor uchun ham o‘rinli bo‘ladi. SHuning uchun, agar $\tau_0 = 0$ bo‘lsa, unda θ_u^* burchakning 0 dan 180^0 gacha oralig‘ida o‘zgarishi holatidagi U_1^* vektor uchlarining godografi uchlarida baza vektorlarning uchlari turgan muntazam oltiburchakni tashkil qilgan.

3.3-jadval

II sektorda $\tau_0 = 0$ holdagi kuchlanish vektori modulining qiymati

| Kattalik | Belgilanishi | Kattaliklarning qiymatlari | | | | | | | |
|--------------|--------------|----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|
| θ_u^* | ° | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 | 110 | 120 | |
| U_1^*/U_d | n.b. | 0,667 | 0,614 | 0,586 | 0,577 | 0,586 | 0,614 | 0,667 | |

Invertor chiqishidagi kuchlanishning shakli maksimal darajada sinusoidga yaqinlashishi uchun berilgan vektor uchlarining godografi aylanani tashkil qilishi kerak (3.8-rasmga q.). Buning uchun beriluvchi kuchlanish vektorining qiymatini maksimal uzunlikda $U_{1m}^* = 0,577U_d$ tanlash kerak bo‘ladi. Unda godograf aylanani tashkil qilgan bo‘ladi (3.8-rasmga q.). Burchak θ_u^* ning $\theta_u^* = 30, 90, 150, 210$ va 270^0 qiymatlaridan tashqari qolgan barcha qiymatlarida berilgan vektorni shakllanishida nol vektorlardan biri ishtirok etishi kerak. Uni ulanishining nisbiy davomiyligi (3.5) ifoda bo‘yicha hisoblangan τ_2 va τ_3 qiymatlarida (3.4) formula bo‘yicha aniqlanadi. II sektorda joylashgan vektor uchun hisoblashlar natijasi 3.4-jadvalga keltirilgan.

II sektorda $U_1^* = U_{1m}^*$ va $U_{1m}^*/U_d = 0,577$ holdagi baza vektorlari ulanishining nisbiy davomiyligi

| Kattalik | Belgilanishi | Kattaliklarning qiymatlari | | | | | | | |
|--------------|--------------|----------------------------|-------|-------|-----|-------|-------|-------|--|
| θ_u^* | ° | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 | 110 | 120 | |
| τ_2 | n.b. | 0,866 | 0,765 | 0,642 | 0,5 | 0,342 | 0,173 | 0 | |
| τ_3 | n.b. | 0 | 0,173 | 0,342 | 0,5 | 0,642 | 0,765 | 0,866 | |
| τ_0 | n.b. | 0,134 | 0,062 | 0,016 | 0 | 0,016 | 0,062 | 0,134 | |

CHastotaviy rostlashda invertor chiqishidagi kuchlanishni o'zgartirish (3.5) formuladagi U_1^* kattalikni o'zgartirish orqali amalga oshiriladi. Agar kuchlanishni kamaytirish talabi berilsa, nol bo'limgan vektorlar ulanishining nisbiy davomiyligi kamayadi, bu esa (3.4) ifodaga mos ravishda nol vektor ulanishining nisbiy davomiyligini oshishiga olib keladi va mos ravishda KIM bir davri mobaynida kuchlanishning o'rtacha qiymati kamayadi.

Vektorli KIM tadbiq qilinishi mumkin bo'lgan algoritmlaridan biri [24] ishda bayon qilingan. KIM ning har bir davrida τ_i va τ_{i+1} qiymatlar hisoblanadi. Ular orqali ulanish sathlari $US1 = \tau_i$ va $US2 = \tau_i + \tau_{i+1}$ aniqlanib, ularni arrasimon signal bilan solishtirib baza vektorlarini ularash amalga oshiriladi. Ulab-uzish algoritmi quyidagi ketma-ketlikda bajariladi:

KIM har bir davrining boshida boshlang'ich baza vektorga mos keluvchi (qaralayotgan misolda \tilde{U}_{1-2}) invertorning holati o'rmatiladi;

US1 sathi bilan birinchi solishtirish orqali ikkinchi baza vektoriga o‘tish amalga oshiriladi (qaralayotgan misolda U_{1-3});

US2 sathi bilan birinchi solishtirish nol vektor \tilde{U}_{1-2} ga o‘tishni belgilaydi;

US2 sathi bilan ikkinchi solishtirishda oldingi holat tiklanadi (U_{1-3} vektor tiklanadi);

US1 sathi bilan ikkinchi solishtirishda \tilde{U}_{1-2} boshlang‘ich holatga o‘tish amalga oshiriladi.

O‘zgartirgich chiqishida fazalar kuchlanishlarini uch fazali tizimining shakllanishi 3.9-rasmda ko‘rsatilgan. Rasmning yuqori qismida arrasimon signal tasvirlangan va KIMning berilgan davri ichida θ_u^* burchak qiymatlari ko‘rsatilgan. Ulanish sathlari, shuningdek keng-impulslari modulyasiya har bir davrida kalitlar ulanishining holatlari ham ko‘rsatilgan. Qurilgan grafik \tilde{U}_1 vektor KIMning olti davri ichida 60° ga buriladi degan faraz bilan uncha katta bo‘lmagan chiqish kuchlanishi davrining uchdan bir qismi uchun bajarilgan. II sektorda joylashgan vektoring shakllanishini (3.8-rasmga q.) batafsil ko‘rib chiqamiz. Bu vektorga boshlang‘ich vektor \tilde{U}_{1-2} mos keladi. Bunda (3.2-jadvalga q.), invertoring 1 – 2 – 3 kalitlari ulangan bo‘ladi va fazalar kuchlanishlarining qiymatlari $u_{1A} = u_{1B} = U_d/3$ va $u_{1S} = -2U_d/3$ ni tashkil qiladi (3.1-jadvalga q.). Buni 3.9-rasmdagi $\theta_u^* = 70^\circ$ qiymatiga mos keluvchi KIMning davridan ham qo‘rish mumkin. Qiymati $\tau_2 = 0,765$ teng bo‘lgan birinchi ulanish sathida US1 (3.4-rasmga q.), \tilde{U}_{1-3} vektor ulanadi va kalitlar holatlari 2 – 3 – 4 bo‘ladi, fazalar kuchlanishlari esa $u_{1A} = u_{1C} = -U_d/3$ va $u_{1B} = 2U_d/3$ bo‘ladi. Ikkinci ulanish sathida, ya’ni $\tau_2 + \tau_3 = 0,765 + 0,173 = 0,938$ bo‘lganda, 2 – 4 – 6 kalitlar holatlari bilan nol vektor ulanadi va US2 bilan ikkinchi marta kesishguncha shu holida qoladi. Keyin yana \tilde{U}_{1-3} ulanadi va undan so‘ng yana \tilde{U}_{1-2} .

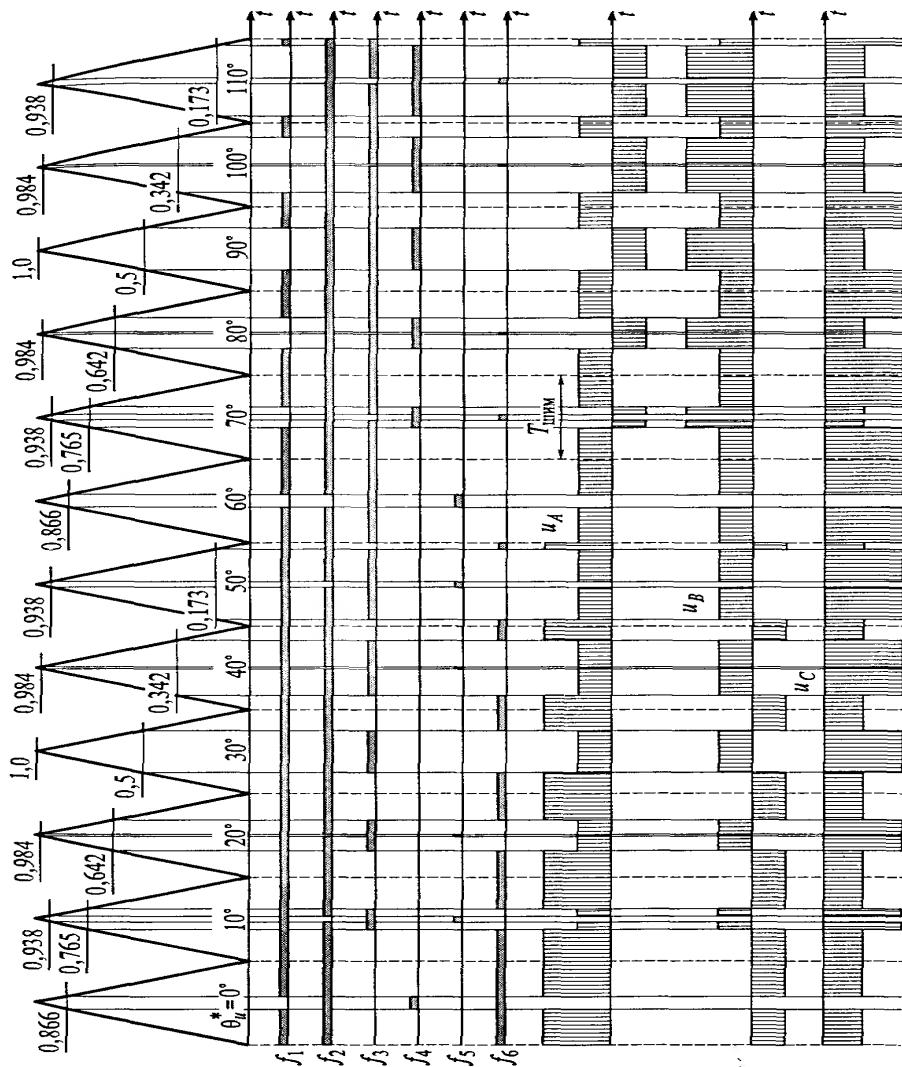
KIM davri mobaynida fazalar kuchlanishlarning o‘rtacha qiymatlari quyidagicha bo‘ladi:

$$\frac{U_{1A}}{U_d} = \frac{1}{3}(\tau_2 - \tau_3) = \frac{1}{3}(0,765 - 0,173) = 0,1973;$$

$$\frac{U_{1B}}{U_d} = \frac{1}{3}\tau_2 + \frac{2}{3}\tau_3 = \frac{1}{3}0,765 + \frac{2}{3}0,173 = 0,3703;$$

$$\frac{U_{1C}}{U_d} = -\left(\frac{2}{3}\tau_2 + \frac{1}{3}\tau_3\right) = -\left(\frac{2}{3}0,765 + \frac{1}{3}0,173\right) = -0,5676;$$

SHunga o‘xshash ravishda KIM ning boshqa davrlari ham qarab chiqilishi mumkin. Real holatda KIM chastotasi kilogerslarni tashkil qilganligi bois, ya’ni vektorning 60^0 ga burilishi vaqtida KIM davrlarining soni 3.9-rasmida tasvirlangandan juda ko‘p marta katta ekanligidan, bayon qilingan algoritm orqali olingan o‘rtacha fazalar kuchlanishi stator cho‘lg‘amlaridagi tok shakllarini amalda sinusoidal bo‘lishini ta’minlaydi.



3.9-rasm. Vektorli keng-impulsli modulyasiyalı o‘zgartirgich chiqishida kuchlanishning shakllanishi

Avtonom invertorli va KIMli chastota o‘zgartirgichlar uchun kiruvchi signallar, elektr yuritma boshqaruv tizimidan beriluvchi, $x - y$ koordinata tizimida sinxron tezlik bilan aylanuvchi umumlashgan vektorning burilish burchagi va kuchlanishning kerakli qiymati hisoblanadi. Mikroprotsessorli tizim real vaqtida sektor nomerini va sektor ichidagi burilish burchagi θ_u^* ni aniqlaydi va shundan so‘ng tanlangan algoritmga mos ravishda ulash nuqtalarini hisoblashni amalga oshiradi.

KIM ning asosiy afzalliklaridan biri uni mikroprotsessorli tizim darajasida tadbiq qilishning qulayligi hisoblanadi.

3.4. Ventil motorli elektr yuritmani boshqarish tizimi

Keyingi o‘n yillikda elektr yuritma ixtirochilar diqqatini asinxron va sinxron motorlar bilan bir qatorda ventil-induktorli dvigatellar (VID) ham tortib kelmoqdaki, ular chet el adabiyotlarida Switched reluctance machine (SRM) deb nom olgan. Bunday dvigatellarga bag‘ishlangan birinchi ishlar XX asrning 80-yillariga ta’luqlidir. SHu yillar ichida ventil-induktorli dvigatellarning nazariyasi takomillashib borib, ularni ishlab chiqarish va elektr yuritmalarda amaliy qo‘llanilish tajribalari oshib bordi. VID larning qo‘llanilishiga asosiy mezonlar quyidagilardan iborat [11]:

yuqori tezlikli va kichik isrofli kuch elektron kalitlarning yaratilishi;

qadamli dvigatellar yaratilishidagi tajribalar;

asinxron dvigatellarni boshqarishda keng-impulsli modulyasiya prinsiplarini qo‘llashdagi tajribalar;

mikroprotsessor texnikasining rivojlanishi, qaysikim bu boshqaruvning murakkab algoritmlarini qo‘llanishidagi cheklovlarni olib tashladi;

VID ning asosiy afzallikkleri:

konstruksiyasining soddaligi va u bilan bog‘liq bo‘lgan materialning tejalishi, bu esa motorning tan narxini hattoki qisqa tutashtirilgan rotorli asinxron dvigatelga nisbatan ham pastligiga sabab bo‘ladi;

dvigatel ta'minot olayotgan bir tomonlama o'tkazuvchanlik tokiga ega bo'lgan kuch ventelli kommutatorni o'zida aks etiruvchi o'zgartirgichning soddaligi;

Dvigatelning kamchiliklariga quyidagilarni misol qilish mumkin:

rotor holatining datchigi yoki uni o'rnini bosuvchi elektro sxemadan foydalanishning zaruriyati;

stator qutblari cho'lg'amlaridagi toklarning murakkab shakllarini shakllantirish orqali erishiladigan silliq harakatni hosil qilishdagi va shovqin darajasini pasaytirishdagi qiyinchiliklar.

Asinxron va sinxron dvigatellardan farqli ravishda VID larda elektromagnit moment, statorning aylanuvchan magnit maydoni va rotor toklari orasidagi o'zaro ta'sir natijasida emas, balki magnit tizimning nosimmetrikligi hisobida hosil bo'ladi. Ventil-induktorli dvigatelning ishslash prinsipi to'rt fazali motor misolida 3.6-rasm orqali tushuntiriladi. Ayonqutbli statorning bir-biriga qarama-qarshi turgan har qaysi ikki qutbiga ketma-ket ravishda ulangan o'ram joylashtirilgan. Ikkita o'ram stator faza cho'lg'alarini $A_1 - A_2, B_1 - B_2, C_1 - C_2$ va $D_1 - D_2$ hosil qiladi. Ular ta'minotni ventelli kuch kommutatori orqali U_d kuchlanishli o'zgarmas tok manbaidan oladi. Ventelli kuch kommutatorining har bir fazasi yuklamadan manbaning plusidan munusi tomon tokni oqishini ta'minlaydi. Rotor arrasimon bo'lib, unda cho'lg'am bo'lmaydi. VIDlarning o'ziga xos xususiyati shundan iboratki, uning rotoridagi tishlar soni stator qutblar soniga teng bo'lmaydi. Stator qutblar soni quyidagi ifoda bilan aniqlanadi

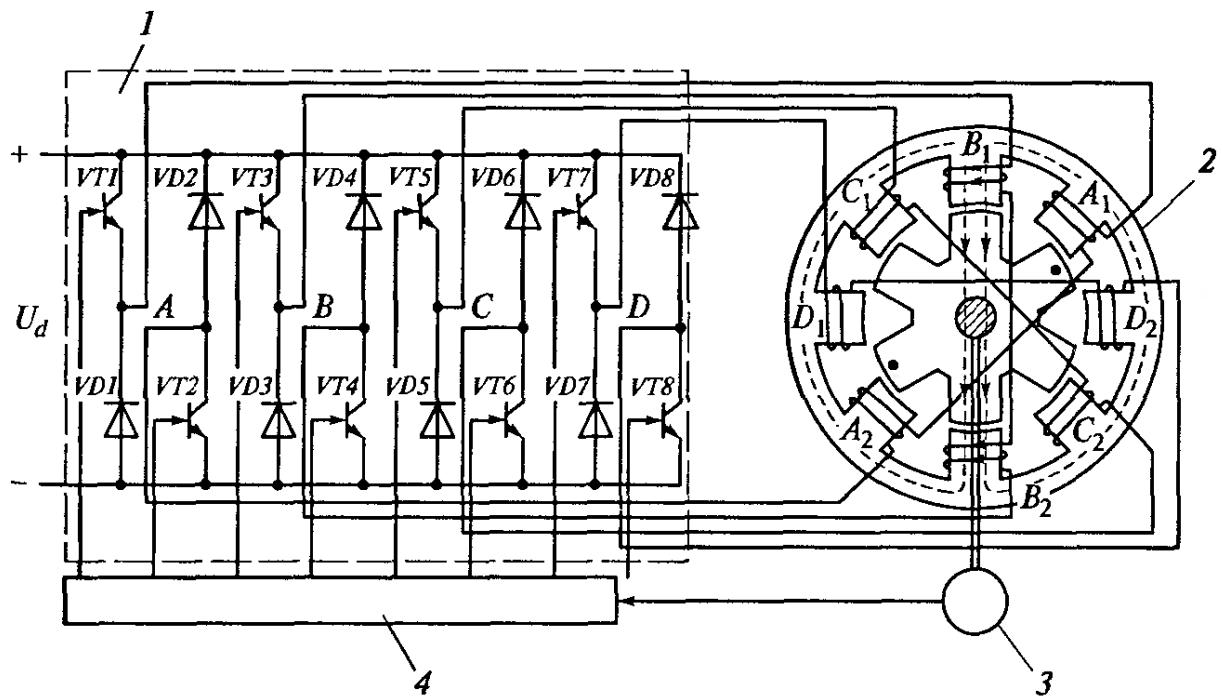
$$z_c = 2k_1 m,$$

bu erda k_1 – butun son; m – fazalar soni.

Rotoring qutblar (tishlar) soni z_p ixtiyriy tanlanmaydi, balki quyidagi formula bo'yicha aniqlanadi

$$z_p = 2(k_2 m \pm 1),$$

bu erda k_1 – butun son.



3.6-rasm. Ventelli-induktorli dvigatelning tuzilmasi:

1- kuch kommutatori; 2- dvigatel; 3- rotor holatining datchigi (RHD); 4- boshqaruv tizimi (BT)

3.6-rasmda tasvirlangan dvigatelda fazalar soni 4 ga, k_1 va k_2 koeffitsientlar esa 1 ga teng deb qabul qilingan, natijada stator qutblar soni 8 ga teng bo‘ladi. Rotoring tishlar soni z_p uchun yozilgan formuladagi tanlangan ishoraga bog‘liq holda 6 (3.6-rasmga q.) yoki 10 bo‘lishi mumkin.

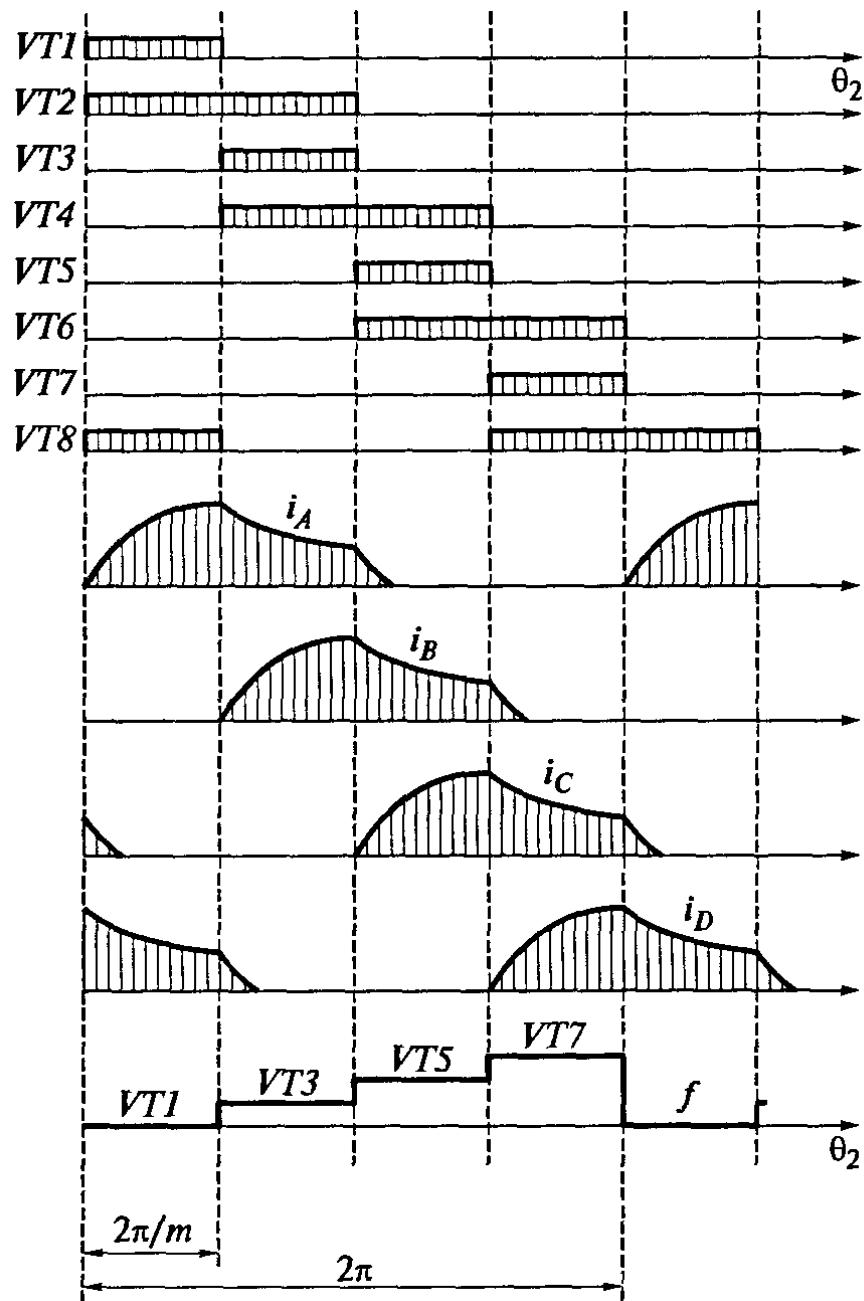
3.6-rasmda rotor holati shunday tasvirlanganki, unda tok manbadan tranzistorlar orqali kommutatorning B fazasidan va stator qutblarining B_1 va B_2 cho‘lg‘amlari orqali o‘tadi, rotor o‘qi esa ushbu cho‘lg‘amlar o‘qi bilan mos tushadi. Statorning boshqa fazalari esa tok bo‘lmaydi. Magnit kuch chiziqlari statorning cho‘lg‘amlarida tok bo‘lgan ikkita qutbi va rotoring ikki tishi hamda rotor jismi orqali va undan keyin stator magnit tizimi yarmosi orqali tutashadi. Agar kommutatorning B fazasidagi tranzistorlar yopilib A fazadagi tranzistorlar ochilsa, unda tok A_1 va A_2 cho‘lg‘amlari orqali o‘tadi va bu stator oqimining vektorini soat millari bo‘ylab 45° ga burilishiga sabab bo‘ladi. Stator maydoni ta’sirida $A_1 - A_2$ cho‘lg‘am o‘qi yaqinidagi rotor juft tishlarining o‘qi $A_1 - A_2$ cho‘lg‘am o‘qi bilan mos tushguniga qadar buriladi. Rasmda rotoring bu juft

tishlar nuqta bilan belgilangan. Rotor stator magnit oqimining vektorining burilish yo‘nalishiga qarama-qarshi yo‘nalishda 15^0 ga buriladi. Agar kommutatorning B fazasidan keyin S fazadagi tranzistorlar ochilsa, unda magnit oqimi vektori soat millariga qarama-qarshi yo‘nalishda 45^0 ga, rotor esa soat millari bo‘yicha 15^0 ga buriladi. SHunday qilib, VID elektromagnit reduksiya xususiyatiga ega, ya’ni dvigatel statori maydonining tezligi va rotorining tezligi bir-biriga teng bo‘lmaydi. Qaralayotgan hol uchun reduksiya koeffitsienti $k_p = 3$ teng. Rotoring aylanish yo‘nalishi stator maydonining aylanish yo‘nalishiga qarama-qarshi bo‘lishi –bu dvigatelning o‘ziga xos xususiyatidir bo‘lib, dvigatel rotoridagi tishlar soni statoridagi qutblar sonidan kam bo‘ladi. Agar $z_p > z_c$ bo‘lsa, rotor stator maydoni yo‘nalishi bo‘yicha aylanadi. Agar rotor tishlar soni uchun yozilgan formulada plus ishora olinsa, unda rotor tishlar sonini $z_p = 10$ ga teng qilib yash kerak bo‘ladi, ya’ni stator qutblar sonidan ko‘p. Unda rotor stator maydoni yo‘nalishi bo‘yicha aylanar edi, magnit reduksiya koeffitsienti esa $k_p = 5$ gacha oshar edi.

Dvigatel rotori uzluksiz aylanishni davom ettirishi uchun stator qutblari cho‘lg‘amlarini ketma-ket ta’midot manbasiga ulash kerak bo‘ladi. Cho‘lg‘amlarni bunday ulab-uzishlar rotor holatiga bog‘liq ravishda amalga oshiriladi.

3.7-rasmda kuch kommutatori kalitlarining ulab-uzish algoritmi ko‘rsatilgan. Har bir asosiy (toq) tranzistorning ochilish holatining burchagi $2\pi/m$ ni tashkil qiladi, har bir yordamchi (jutf) tranzistorning ochilish holatining burchagi esa $-\pi$. Har bir fazada bir qutbli tokning shakllanishi uchta etapda amalga oshiriladi. Birinchi aktiv etapda, ya’ni dvigatel fazalariga ochiq turgan jutf va toq tranzistorlar orqali o‘zgarmas tok manbasidan U_d kuchlanish qo‘yilganda (3.6-rasmga q.), faza cho‘lg‘amlaridagi tok oshib boradi. $2\pi/m$ sohaning oxirgi qismida ushbu fazaning asosiy tranzistori keyingi fazaning tranzistori ochilishi uchun yopiladi. SHundan so‘ng ikkinchi passiv etap boshlanadi, unda berilgan fazadagi tok, keyingi $2\pi/m$ -burchak davomiyligi mobaynida ochiq turgan

yordamchi tranzistordan o‘tib, kamaya boshlaydi. Qachonki bu tranzistor yopilsa, tok ikki diod orqali o‘tib keskin nolgacha pasayadi.



3.7-rasm. Ventil-induktorli dvigatel faza cho‘lg‘amlardagi toklarning shakllanishi

Biroq dvigatel ishlash jarayonida uning silliq aylanishini, moment pulsatsiyasini kamaytirishni va shovqin darajasining kamaytirishni ta’minlash uchun stator toki shakllanishining algoritmini murakkablashtirishga to‘g‘ri keladi. Tok maxsus qonun bo‘yicha shakllanishi kerakki, unda dvigatelda kechadigan elektromagnit jarayonlarni optimallashtirsin. Ushbu qonunni tadbiq etish maqsadida aktiv va passiv etaplardagi tokning shakllanishiga ta’sir ko‘rsatish

kerak. Buning uchun keng-impulsli modulyasiya prinsiplarini yo asosiy tranzistorlarga yoki asosiy va yordamchi tranzistorlariga ta'siri qo'llanilishi mumkin.

Ventelli kuch kommutatorining kalitlarini ulab-uzish funksiyasini bajaruvchi rotor holati rotor holatining datchigi (RHD) orqali o'lchanadi (3.6-rasmga q.). Boshqaruv tizimida (BT) datchikdan olingan signallar diskret kommutatsiyali funksiya f aylantiriladi va u kerakli ulab-uzish algoritmini va tranzistorlar ochiq holatining davomiyligini ta'minlaydi.

Bayon qilingan kommutatsiya usuli yakka kommutatsiya deb nomlanadi, chunki ixtiyoriy vaqt momentida ta'minot manbasiga dvigatelning bitta fazasi ulanadi. SHu bilan bir qatorda manbaga dvigatelning ikki fazasi ulanadigan juft kommutatsiya ham qo'llaniladi.

XULOSA

Hozirgi kunda yirik quvvatli ishlab chiqarish korxonalari chet elda ishlab chiqarilgan zamonaviy uskunalar va jihozlar bilan ta'minlangan. Bu esa ishlab chiqarilayotgan mahsulot sifatini va unumdorligini oshirib o'z mahsulotlarini jahon bozorigacha olib chiqish orqali xalq xo'jaligi va Respublikamizning rivojlanishi uchun katta hissa qo'shmoqda. Shu o'rinda zamonaviy uskunalar va jihozlarning talab darajasida ishlashi uchun uzluksiz va sifatli elektr energiya ta'minoti talab qilinadi.

Ushbu magistrlik ishida, rotorida o'zgarmas magnit va shu bilaan birga rotor holatining datchigi hamda rotor holatining boshqarish funksiyasining bajaruvchichi ta'minot manbasi bo'lgan sinxron elektr dvigatellar uchun "ventilli dvigatellar" iborasi qo'llanilgan. "Kontaksiz o'zgarmas tok dvigatellari" [50] iborasi stator toki to'g'ri burchak shakliga ega bo'lgan va rotor holatitning datchigi o'rnatilgan sinxron dvigatellar uchun saqlab qolingen.

Faza toklarining shakli sinusiodal bo'lgan tokda ishlovchi zamonaviy ventilli dvigatellar havo oralig'idagi magnit oqimning yuqori zichligi bilan, elektromagnit moment va inersiya momenti orasidagi nisbatning kattaligi bilan, tezlikni rostlashning hamma diapazonida momentning kichik pulsatsiyasi bilan, shuningdek qo'zg'almas dvigatelta momentni boshqarish imkoniyati borligi bilan xarakterlanadi. Ular juda yaxshi quvvat koeffitsientiga ega. Ventilli dvigatellar nominal momenti bir necha o'n nyuton metr qilib ishlab chiqariladi va yuroqi statik va dinamik xarakteristika talab qiladigani elektr yuritmalari mavjud turli mexanizmlarda qo'llaniladi.

Bugungi kunda o'zgaruvchan tok dvigatelli elektr yuritmalarning eng ko'p tarqalgan turlari o'z tarkibida o'zgarmas tok zvenoli chastota o'zgartirgich va keng impuls modullyasiyalı invertor asosidagi o'zgartirgichlarni oladi. O'zgartirgichda tashqi interfeysli va mikroprotsessor boshqaruqli elektr eritmani boshqarish tizimi o'rnatilgan bo'lib, u foydalanuvchiga elektr yuritmani sanoat korxonalarining turli xil sohalari ishlatischning maksimum imkoniyatini beradi.

O‘zgarmas tok zvenoli o‘zgartirgichlarda o‘zgaruvchan chiqish kuchlanishi avtonom invertor yordamida o‘zgarmas tokdan shakllanadi. Odatda ta’minot manbai sifatida o‘zgaruvchan tok tarmog‘i hisoblanganligi uchun chastota o‘zgartirgich tarkibida boshqariluvchi yoki boshqarilmaydigan to‘g‘rilagichlar kiradi. Bunday o‘zgartirgichlar chiqish chastotasining maksimal qiymatiga chelov qo‘ymaydi. O‘zgarmas zvenoli chastota o‘zgartirgich ikkiga: avtonom tok invertori va avtonom kuchlanish invertoriga bo‘linadi. Hozirgi kunda avtonom kuchlanish invertorli o‘zgartirgichlar nisbatan eng miqyosda qo‘llanilmoqda.

Ishning maqsadi: Ilmiy ishdan asosiy maqsad chastotaviy boshqariladigan elektr yuritma tizimidagi chastota o‘zgartirgichlarni maatematik ifodalanishini ishlab chiqish hamda avtomatlashtirilgan sxemalarini tahlil qilib, ularni optimallashtirishni asoslab tadbiq etish bo‘yicha tavsiyalar ishlab chiqish.

Ishning amaliy ahamiyati: Magistrlik ishida ochib berilgan chastota o‘zgartirgichlarning ishlash prinsipi zamonaviy elektr yuritmalarda qo‘llaniladigan elektr o‘zgartirgichlarni qo‘llash mezonlarini aniqlashda yordam beradi.

Tadqiqot usullari. Tadqiqotlar jarayonida analitik va tajriba usullari: kuchlanish avtonom invertori va tok avtonom invertori tadqiqoti, graf modellari, boshqarish nazariyasi, o‘lchov o‘zgartirgichlari nazariyasi, modellashtirish, ehtimolliklar, xatoliklarni tadqiq etish va ishonchlikni hisoblash usullari qo‘llanilgan.

Dissertatsiya tadqiqotining ilmiy yangiligi quyidagilardan iborat:

- avtonom kuchlanish invertorli va boshqariluvchan to‘g‘rilagichli chastota o‘zgartirgichlarning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- kuchlanish avtonom invertori va keng-impulslı modulyasiyalı chastota o‘zgartirgichning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- kuchlanish avtonom invertorli va keng-impulslı modulyasiya vektorli chastota o‘zgartirgichlarning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- tok bilan boshqariladigan avtonom invertorli chastota o‘zgartirgichning matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;
- o‘zgarmas tok zvenoli chastota o‘zgartirgichdan ta’minot olayotgan dvigatelning tormoz rejimining matematik ifodalanishi ishlab chiqildi;

Foydalanilgan adabiyotlar:

5. I.A.Karimov. "Buyuk va muqaddassan, mustaqil vatan", "O'QITUVChI", nashriyot-matbaa ijodiy uyi, Toshkent, 2011 yil.
6. I.A.Karimov. "O'zbekiston mustaqillikka erishish ostonasida", "O'QITUVChI", nashriyot-matbaa ijodiy uyi, Toshkent, 2012 yil.
7. Siddikov I.X., Nasritdinov F.J. Issledovanie prinsipov postroeniya elektromagnitnix elementov elektroavtomatiki i zaščiti sistem elektrosnabjeniya na osnove grafovoy modeli // Jurnal «Beruniy yulduzlari». - TGTU, Tashkent, 2001. - №1. – s. 87-89.
8. Siddikov I.X. Issledovanie osnovníx xarakteristik i prinsipov postroeniya elektromehanicheskix preobrazovateley elektroavtomatiki na osnove grafovoy modeli // Jurnal «Vestnik TashGTU». – Tashkent, 2001. - №1. – s. 11-17.
9. Siddikov I.X., Anarboyev M.A., Mirzoyev N.N., Mamatkulov A.N. Elementi upravlenie staticheskimi i dinamicheskimi istochnikami reaktivnoy možnosti // Jurnal «Problemi energo i resursosberejeniya». - TGTU, Tashkent, 2013. – Spes. vypusk. - №3-4. – s. 183-187.
10. Rojkova L.D, Kozulin V.S. "Elektrostansiya va podstansiyalarning asbob-uskunalar". Toshkent, "Fan", 1987 y, 619 b.
11. Neklepaev B.N. "Elektricheskaya chast stansiy i podstansiy", M.: 1991
12. Spravochnik po elektricheskim ustroystvam visokogo napryajeniya, M.: 1998.
13. Pravila Ustroystv Elektrotexnicheskix ustyanovok (PUE). M.: Energoatomizdat, 1987.
14. Spravochnik po elektrosnabjeniyu promishlennix predpriyatiy. Promishlennie elektricheskie seti /Pod red. A.A.Fedorova i G.V.Serbinovskogo, M., Energiya, 1980.
15. Spravochnik po elektrosnabjeniyu promqshlennix predpriyatiy. Elektrooborudovanie i avtomatizatsiya /Pod red.A.A.Fedorova i G.V.Serbinovskogo M. Energoizdat, 1981.

- 16.Elekrotexnicheskiy spravochnik: 2–tom. Pod obo'ey red.prof. MEI. M. Energoatomizdat, 1980.
- 17.Elekrotexnicheskiy spravochnik: 3 tom. Pod obo'ey red. prof. MEI. M. Energoatomizdat,1981.
- 18.Gul'typaev A. K. Vizualnoe modelirovanie v srede MatLab. SPb.: Piter, 2000. 429 s.
- 19.Dyakonov V. P. S1MULINK-4. Spesialniy spravochnik. SPb.: Piter, 2002, 601 s.
- 20.V.P.Dyakonov. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Osnovi primeneniya. Polnoe rukovodstvo polzovatelya. SOLON-Press, 2004.
- 21.V.P.Dyakonov. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 v matematike i modelirovani. SOLON-Press, 2003.
- 22.V. I. Karlašuk. Elektronnaya laboratoriya na IBM PC. Laboratorniy praktikum na baze Electronics Workbench i MATLAB. SOLON-Press. 2004.
- 23.I.Chernix. Simulink: sreda sozdaniya injernix priljeniy. Dialog-MIFI. 2003.
24. http://www.rza001.narod.ru/txt/shabad_2/raschet_to.htm
- 25.<http://www.izl.ru/kastv.htm>
26. <http://marketelectro.dsx.ru/upload/File/sprav/sprav8.htm>
27. <http://www.platan.ru/cgi-bin/qwery.pl?id=730&group=10703>
- 28.<http://detalinadom.narod.ru/nabor/nabTDA2030.htm>
- 29.Balashov Ye.P., Puzankov D.V. Mikroprotsessori i mikroprotsessornie sistemi. – M.: Radio i svyaz. 1981. –326 s.
- 30.Bryabin V.M. "Programnoe obespechenie personalnix EVM".
- 31.Valvachev F.N., Krisevich V.C. "Programmirovanie na yazike PASKAL dlya personalnix EVM".
- 32.<http://www.prom-lru.ru/> Transformatornoe oborudovanie.
- 33.<http://www.news.elteh.ru/> Forum / «Novosti Elektrotehniki».
- 34.Shabat M.A. Raschety releynoy zashiti i avtomatiki raspredeli-telnix setey. – L: Energoatomizdat 1991 g.

35. Avtomatika elektricheskix stansiy, i elektroenergeticheskix sistem Ovcharenko N.I. Izdatelstvo NS ENAS, 2003-01-01, Kniga v pereplete, 504 str., ISBN kod 5-93196-020-1
36. Vibor i ekspluatatsiya silovix transformatorov. Bistriskiy G.F. Izdatelstvo Akademiya, 2003-07-10, Kniga v pereplete, 176 str., ISBN kod 5-7695-1143-5
37. Montaj, ekspluatatsiya i remont elektroustanovok. Kusenko G.F. Izdatelstvo Dizayn Pro, 2003-05-15, Kniga v pereplete, 271 str., ISBN kod 985-452-072-2.
38. Атабеков Г.И. Основы теория цепей: учебник для студ. вузов / Г.И, Атабеков.-М.: Энергия, 1969.-424 б.
39. Башарин А.В. Управление электроприводами: учеб. пособие для студ. вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский.- Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1982.-392 б.
40. Беллман Р. Введение в теорию матриц / Р.Беллман.- М.: Наука, 1976.-352 б.
41. Белов М.П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: учебник для студ. вузов /М.П. Белов, В.А. Новиков, Л.Н. Рассудов.-М.: Издательский центр «Академия», 2004.-576 б.
42. Бернштейн А.Я. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я. Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий, Р.С. Сарбатов; под ред. Р.С. Сарбатова.- М.: Энергия, 1980.-328 б.
43. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями / Ю.А. Борцов, Г.Г. Соколовский.- СПб.: Энергоатомиздат, Санк-Петербург. отд-ние, 1992.-288 б.
44. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением /И.Я. Браславский.-М.: Энергоатомиздат, 1988.-224 б.
45. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: Учеб. пособие для студ. вузов /И.Я. Браславского.-М.: Энергия, 2004.-256 б.

- 46.Бродовский В.Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В.Н. Бродовский, Е.С. Иванов; под ред. В.Н. Бородовского.- М.: Энергия, 1974.- 168 б.
- 47.Атабеков Г.И. Основы теория цепей: учебник для студ. вузов / Г.И, Атабеков.-М.: Энергия, 1969.-424 б.
- 48.Башарин А.В. Управление электроприводами: учеб. пособие для студ. вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский.- Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1982.-392 б.
- 49.Беллман Р. Введение в теорию матриц / Р.Беллман.- М.: Наука, 1976.-352 б.
- 50.Белов М.П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: учебник для студ. вузов /М.П. Белов, В.А. Новиков, Л.Н. Рассудов.-М.: Издательский центр «Академия», 2004.-576 б
51. Хафизов И.И, Ғаффоров К.К., Кучланиш, ток ва оқим илашувлари оний қийматаларини ифодаловчи тенгламалар, замонавий ишлаб чиқаришни энергия таъминоти илмий муаммолари Республика илмий - амалий анжумани материаллари / БухМТИ, 2014.
52. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Зависимости профил внедрении имплантированных ионов по глубине в GaAs(001)<110> от угла бомбардировки в создания солнечных фотоэлементов, муқобил енергия манбалари ва улардан фойдаланишнинг долзарб муаммолари республика илмий-техник анжумани материаллари / БухДУ, 2015.
53. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Частота ўзгарткич-мотор тизимлари ва уларнинг асосий кўрсатгичлари, замонавий ишлаб чиқаришнинг мухандислик ва технологик илмий-амалий муаммолари мавзусида профессор-ўқитувчилар, катта илмий ходим-изланувчилар ва магистрлар илмий-амалий анжуман материаллари / БухМТИ, 2015.
54. ХафизовИ.И, ҒаффоровК.К., Преимущества использования регулируемого электропривода в технолгических процессах, замонавий

ишлаб чиқаришнинг мухандислик ва технологик илмий-амалий муаммолари мавзусида профессор-ўқитувчилар, катта илмий ходим-изланувчилар ва магистрлар илмий-амалий анжуман материаллари / БухМТИ, 2015.

55. ХафизовИ.И, ФаффоровК.К., Ўзгармас ток звеноли ва бошқарилувчи тўғрилагичли частота ўзгартиргични математик ифодалаш, Фан ва технологиялар тараққиёти материаллари / БухМТИ, 2016..

56.www.ziyonet.uz

57.www.elster.ru

58.www.izmerenie.ru

59.www.alphacenter.ru

60.www.metronica.ru

61.“Merkuriy”. www.incotex.ru

62.SP OOO “Elektron hisoblagich”

63.www.uzelex.uz

64.www.algoritm.uz

65.www.undp.uz

66.www.uzbekenergo.uz

67.www.press-service.uz

68.www.gov.uz

69.www.uzbekcoal.uz

70.www.lex.uz

71.www.gismeteo.ru