

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

**BUXORO MUXANDISLIK-TEXNOLOGIYA INSTITUTI**

**Qo‘l yozma huquqida**

**UDK 621.303**

**PRIMOV RAMZIDDIN RAMAZONOVICH**

**O‘ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMALARNI TEZLIGINI  
O‘LCHASH VOSITALARSIZ ANIQLASH USULLARI**

**5A 310704- Elektr mexanikasi (tarmoqlar bo‘yicha)**

**Magistr akademik darajasini olish uchun yozilgan dissertatsiya**

**Ilmiy rahbar:**

**t.f.n. Raxmatov D.A.**

**BUXORO-2017**

## **ANNOTATSIYA**

Ushbu magistrlik dissertatsiyasi ishi asinxron elektr dvigatellarning tezligini datchiksiz o'lchash usullarini ishlab chiqish va takomillashtirishga hamda ushbu tizim modelining matematik ifodalash masalasiga qaratilgan.

Magistrlik dissertatsiyasi ishida tezlikni datchiksiz aniqlash uchun turli xil usullari amalga oshirishgan. Bu usullarning murakkablik darajasi elektr yuritmani rostlash diapozoni talablari bilan va tezlikni o'lchashning aniqliligiga qo'yilgan talablar bilan aniqlanadigan. Magistrlik dissertatsiyasi ishida asinxron motorning tezligini aniqlash usullari besh guruhga bo'lib tahlil qilingan va faqatgina bir muncha soddaroq bo'lgan asinxron motorni matematik ifodalanishi shakllari asoslangan noadaptiv usullar qarab chiqilgan hamda tezlikning datchiksiz aniqlashning ratsional varianti taklif qilingan.

### **Аннотация**

В данной магистерской диссертационной работе рассмотрено математическое описание бездатчиковое определение скорости асинхронного электропривода переменного тока.

В магистерское диссертационное работе бездатчиковое определения скорости выполнено с использованием различных методов, сложность которых в значительной степени определяется требуемым диапазоном регулирования привода и требованиями к точности измерения скорости. В данной магистерской диссертационной работе рассмотрены только наиболее простые неадаптивные методы, основанные на формах математического описания асинхронных двигателей. Работа также направлена к вопросам исследованию рациональному моделью, алгоритму и методам расчёта преобразователей.

### **The summary**

In the given dissertational work the mathematical description without the gauge definition of speed of the asynchronous electric drive of an alternating current is considered.

In dissertational to work without the gauge of definition of speed it is executed with use of the various methods which complexity is substantially defined by a demanded range regulation of a drive and requirements to accuracy of measurement of speed. In given магистерской to dissertational work the most simple not adaptive methods based on forms of the mathematical description of asynchronous engines are considered only. Work also is directed to questions research rational by model, to algorithm and methods of calculation of converters.

## Mundarija

KIRISH..... **Ошибка! Закладка не определена.**

1-BOB. O‘ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURIMANING TEZLIGINI  
ROSTLASHNING MATEMATIK MODELI.....**Ошибка! Закладка не  
определена.**

1.1. Asinxron motorning ish rejimlarining taxlili**Ошибка! Закладка не  
определена.**

1.2. Asinxron motorli elektr yuritmaning tezligini U/f-rostlashning matematik  
modeli..... **Ошибка! Закладка не определена.**

1.3. O‘zgaruvchan tok dvigatelning vektor diagrammasi.**Ошибка! Закладка не  
определена.**

2-BOB. ASINXRON MOTORLI ELEKTR YURITMANI VEKTORLI  
BOSHKARSHDA KOORDINATALAR TIZIMLARI VA ULARNING O‘ZARO  
BOG‘LIQLIGI ..... **Ошибка! Закладка не определена.**

2.1. Kutbli koordinata tizimida fazoviy vektorlarni ifodalash**Ошибка! Закладка  
не определена.**

2.2. Aylanuvchan koordinata tizimida fazoviy vektorlarni ifodalash.....**Ошибка!  
Закладка не определена.**

2.3. Qo‘zgalmas koordinata tizimida fazoviy vektorlarni ifodalash.....**Ошибка!  
Закладка не определена.**

3-BOB. O‘ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURITMANI TEZLIGINI  
DATCHIKSIZ ANIKLASH USULLARI .... **Ошибка! Закладка не определена.**

3.1. Asinxron motor tezligini aylanuvchan koordinata tizimida aniklash usuli  
..... **Ошибка! Закладка не определена.**

3.2. Asinxron motor tezligini kutbli koordinata tizimida aniklash.....**Ошибка!  
Закладка не определена.**

### 3.3. Asinxron motor tezligini qo'zgalmas koordinata tizimida aniklash...**Ошибка!**

**Закладка не определена.**

XULOSA..... 40

Foydalanilgan adabiyotlar:..... 96

## **KIRISH**

Elektr yuritmani yopiq tizimini qurish uchun motor tezligining haqiqiy qiymatini o'lchash kerak bo'ladi. Rostlash tizimining kirishida bu qiymat berilayotgan qiymat bilan solishtiriladi. Ko'p hollarda tezlikni o'lchash 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'lchash usullarini ishlab chiqish va takomillashtirishga olib keldi. Bu usullarda tezlikni o'lchashboshqa maqsadlar uchun oson o'lchanadigan elektr kattaliklardan foydalaniladi. Bunday kattaliklarga birinchi navbatda motor ta'minot olayotgan invertor chiqishidagi kuchlanish va stator toki hisoblanadi. Sxemotexnika nuqtai nazaridan bunday yondashish tizimning elektron qismini funktsiya ko'rinishda uzatishni bildiradi. SHu paytgacha bu vazifani aylanuvchi datchiklar bajargan. Bu esa tizimning murakkablashishiga olib keladi, lekin agar boshqarish tizimini mikroprotssessor 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'lchashning aniqliligiga qo'yilgan talablar bilan aniqlanadi. [60] ishda asinxron motorning tezligini aniqlash usullari besh guruhga bo'lingan.

Birinchi guruhga tegishli bo'lgan usul noadaptiv usullar bo'lib, bu usullarda motor tezligi bevosita o'lchanayotgan kuchlanish va stator toki orqali aniqlanadi. Birinchi usulga tegishli yana bir usul sxemadagi manba kuchlanishi chastotasi va rotordagi EYUK ni hisoblash orqali tezlikni aniqlashga asoslangan. Ikkinchi 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'shimcha yuqori chastotali signallarni yoki boshqa qo'shimcha ma'lumotlarni aniqlilik darajasini oshirish uchun qo'llaniladigan guruhlar usulidir.

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

***Ishning maqsadi:*** Ilmiy ishdan asosiy maqsad asinxron elektr dvigatellarning tezligini datchiksiz o'lchash usullarini ishlab chiqish va takomillashtirishga hamda ushbu tizim modelining matematik ifodalash masalasiga qaratilgan hamda avtomatlashtirilgan sxemalarini tahlil qilib, ularni optimallashtirishni asoslab tadbiq etish bo'yicha tavsiyalar ishlab chiqish.

***Ishning amaliy ahamiyati:*** Magistrlik ishida ochib berilgan asinxron elektr dvigatellarning tezligini datchiksiz o'lchash usullari 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:

- Asinxron motor tezligini aylanuvchan koordinata tizimida aniklashning matematik modeli ishlab chiqildi;
- Asinxron motor tezligini kutbli koordinata tizimida aniklashning matematik modeli ishlab chiqildi;
- Asinxron motor tezligini qo'zgalmas koordinata tizimida aniklashning matematik modeli ishlab chiqildi;

**Dissertatsiya tarkibining qisqacha tavsifi.** Dissertatsiya ishi kirish, 3 bob, 9 band, xulosa, foydalanilgan adabiyotlar ro'yxati va ilovadan iborat bo'lib, 91 betni tashqil etdi. Unda 36 ta rasm va grafiklar, 5 ta jadvallar o'z aksini topgan.



## 1 BOB

### O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTR YURIMANING TEZLIGINI ROSTLASHNING MATEMATIK MODELI

#### 1.1. Asinxron motorning ish rejimlarining taxlili

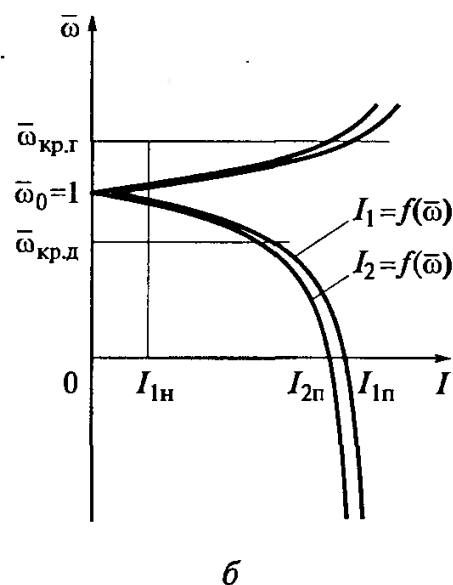
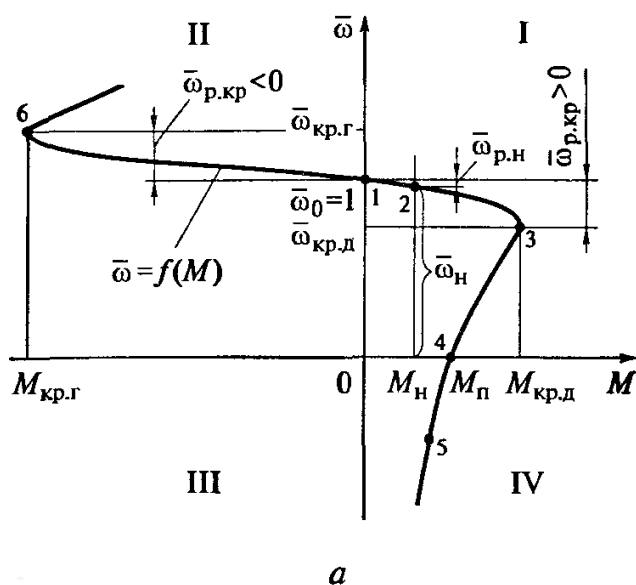
Elektr yuritmaning  $\bar{\omega} = f(M)$  yoki  $\omega = f(M)$  mexanik xarakteristikasi dvigatel tezligining nisbiy yoki absolyut birliklarda barqarorlashgan rejimda momentga bog'lanishini ifodalaydi. Barqarorlashgan rejimda dvigatelning  $M_D$  elektromagnit momenti yuklama momenti  $M_s$  ga teng bo'ladi. Yuklama momentining o'zi  $M_s = M_{yuk} + \Delta M_{ayl}$  valdagi 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 tenglamadan 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 xarakteristikalarni 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 1.1a, 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:

$$I_1 = \bar{\omega}_0 U_1 \sqrt{\frac{(R_2/\bar{\omega}_p)^2 + x_2^2}{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2 + B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2}};$$

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



1.1-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] 1.1,b rasmda ko‘rsatilgan. Uni mexanik xarakteristika bilan birgalikda tahlil qilish qulayroq bo‘lishi uchun toklar absissa o‘qi bo‘yicha, tezlik esa ordinata o‘qi bo‘yicha qo‘yilgan.

Mexanik xarakteristikada bir qator nuqtalar belgilangan.

**1-nuqta.** Ideal salt ishlash 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  $I_2 = 0$ , statoridagi 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  $\Psi_{m0} = L_m I_{m0}$ . Almashtirish sxemasida qo‘llanilgan ushbu rejim  $R_2 = \infty$  bo‘lganda rotorning ochiq zanjiriga mos keladi. Real sharoitda uni, valdagi 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, ya’ni rotor EYUK nisbiy chastotasini oshishida va tezlikning kamayishida.  $\bar{\omega}_p$  ning oshishida  $\cos \varphi_2$  kamayadi, ya’ni  $\dot{E}_2$  EYUK vektori va rotor toki  $\dot{I}_2$  orasidagi  $\varphi_2$  burchak siljishi oshadi. 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)  $I_1 = I_{1ish.t}$  (1.1,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 (1.2-rasm). Faraz qilaylik tezlikning kichik ortirmasi  $\Delta\bar{\omega}$  mavjud bo‘lsin, bunda

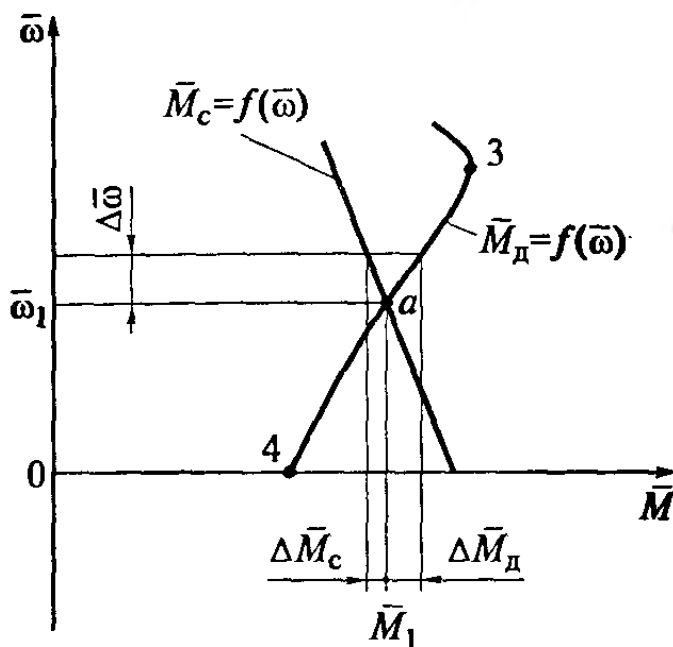
momentlar ham  $\Delta\bar{M}_d$  va  $\Delta\bar{M}_s$  ortirmaga ega bo‘ladi va ular  $a$  nuqtadagi xususiy hosilalari orqali quyidagi tarzda yoziladi:

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

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).



1.2-rasm. Mexanik xarakteristikaning 3-4 qismida barqaror ishlash sharti (1.1-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. 1.2-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 rotor 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.** Rekuperativ 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 manbaga 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

$$M_d = 3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{0el.n} (R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0 \bar{\omega}_p x_1 x_2)^2 + (R_2 \bar{\omega}_0 x_1 + R_1 \bar{\omega}_p x_2)^2} \bar{\omega}_p x_m^2 R_2$$

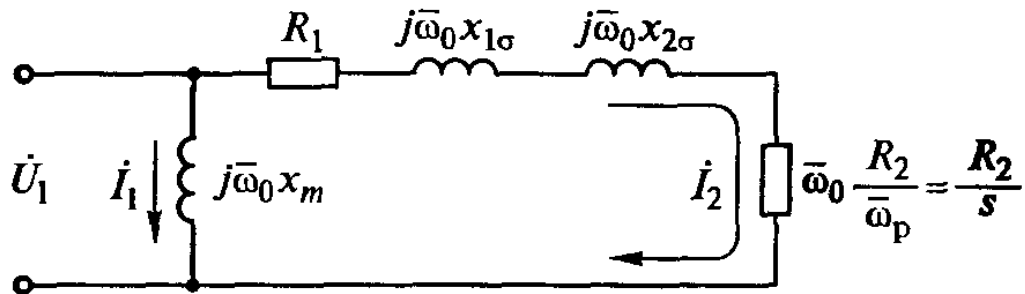
formulaga qaraganda soddaroq bo'lgan formuladan foydalanish mumkin. Buning uchun 1.2-rasmda tasvirlangan T-simon almashtirish sxemasidan G-simon almashtirish sxemasiga o'tish kerak (1.3-rasm). Magnitlovchi konturi sxemaning kirishiga chiqarilgan G-simon almashtirish sxemasiga o'tishda ma'lum bir cheklanishlarga ruxsat etiladi. Bu cheklanishlar asosan magnitlovchi tok  $I_m$  ning va oqim ilashuvi  $\Psi_m$  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 magnetlovchi 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.

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

$$I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}; \quad (1.1)$$

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



1.3-rasm. Asinxron dvigatelning G-simon almashtirish sxemasi

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 (1.1) 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:

$$M_d = 3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{0el.n} \bar{\omega}_r} \frac{R_2}{\left[ (R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2 \right]}. \quad (1.2)$$

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:

$$M_{ish.t} = 3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{0el.n} \bar{\omega}_0} \frac{R_2}{[(R_1 + R_2)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}. \quad (1.3)$$

Rotor EYUK nisbiy chastotasining kritik qiymati (1.2) ifodaning ekstremumlari izlash natijasida topiladi:

$$\bar{\omega}_{r.kr} = \pm \frac{R_2 \bar{\omega}_0}{\sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}. \quad (1.4)$$

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

$$M_{kr} = \frac{3}{2} \frac{r_p U_1^2}{\bar{\omega}_0 \omega_{0el.n}} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}, \quad (1.5)$$

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

Almashtirish sxemasini soddalashtirishda cheklovlarning mavjudligiga qaramay, (1.2)...(1.5) 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 (1.2) 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  $\omega_0$  – ta’minot kuchlanishining berilgan  $\omega_{0el}$ ,  $\omega_0 = \omega_{0el} / r_p$  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 qarshiligini anglatadi. Unda elektromagnit moment uchun ifodani quyidagicha yozish mumkin:

$$M_d = \frac{3U_1^2 R_2}{s\omega_0 [(R_1 + R_2/s)^2 + x_k^2]} \quad (1.6)$$

Bunda ham (1.2) formulani tahlil qilinganidek, ishga tushirish momenti, kritik sirpanish  $s_{kr}$  va kritik moment aniqlanishi mumkin. Bu formulalar 1.1-tablitsada keltirilgan.

CHastotaviy rostlanadigan elektr yuritmani hisoblashda (1.6) formulani qo‘llab dvigatel ishlayotgan rejimidagi chastotani hisobga olgan holda kataloglarga keltirilgan induktiv qarshilikning qiymatini qayta hisoblash kerak.

Ba’zida elektromagnit 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.

Dissertatsiyamiz.3-bobida ba’zi bir konkret elektr yuritmalar uchun mexanik xarakteristikalarini hisoblash natijalari keltirilgan. Ushbu natijalar T-simon almashtirish sxemasidan G-simon almashtirish sxemasiga o‘tish bilan bog‘liq cheklovlarini baholash imkoniyatini beradi.

Formularlar				
T-simon sxema bo'yicha hisoblanganda				
CHastotaning nisbiy qiymati orqali	$3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{0ei.n} \bar{\omega}_r} \left[ (R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p) + \bar{\omega}_{00}^2 x_k^2 \right]$	$\frac{R_2 \bar{\omega}_{p.kr}}{\bar{\omega}_{00}^2 x_k^2} = \pm$	$\frac{R_2 \bar{\omega}_0 r_p U_1^2}{\sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2} \omega_{0ei.n} R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + 4 \bar{\omega}_0^2 x_k^2} \bar{\omega}_0} \left[ (R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p) + \bar{\omega}_{00}^2 x_k^2 \right]$	$\frac{1}{3} \frac{r_p U_1^2}{\omega_{00}^2 x_k^2} \left[ (R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p) + \bar{\omega}_{00}^2 x_k^2 \right]$
Sinxron tezlik va sirpanishning	$s \omega_0 [(R_1 + R_2/s)^2 + x_k^2]$	$\frac{3U_1^2 R_2}{s \omega_0 [(R_1 + R_2/s)^2 + x_k^2]} = \pm$	$\frac{R_2 3U_1^2}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2} \omega_0 R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + \omega_0^2} [(R_1 + R_2)]}$	$\frac{1}{3} \frac{3U_1^2 R_2}{\omega_0 [(R_1 + R_2)]}$

Ta'minot kuchlanishi chastotasi va rotor EYUK chastotasi nisbiy qiymatlari				
	$3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{scln} (R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0 \bar{\omega}_p x_1 x_2) + (R_2 \bar{\omega}_p x_1)^2}$	$\frac{\bar{\omega}_p x_1^2 R_2}{(R_2 \bar{\omega}_p x_1)^2 + (R_1 \bar{\omega}_p x_2)^2}$	$\frac{R_1^2 + (\bar{\omega}_p x_1)^2}{R_1^2 + (\bar{\omega}_p x_2)^2}$	$3 \frac{r_p U_1^2}{\omega_{scln} (R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0^2 x_1 x_2)}$
	$M_d$	$\bar{\omega}_{r.kr}$	$S_{kr} \quad M_{kr}$	$M_p$

## 1.2. Asinxron dvigatelli elektr yuritma tezligini $U/f$ rostdash usuli

Asinxron dvigatelli elektr yuritmaning tezligini  $U/f$  rostdash yoki skalyar rostdash deganda shunday rostdash tushuniladiki, unda tezlikni o'zgartirish, stator kuchlanishining chastotasiga ta'sir qilish bilan bir vaqtda ushbu kuchlanish modulini o'zgartirish orqali amalga oshiriladi.  $U/f$  rostdashda kuchlanish va tok skalyar kattalik sifatida qaraladi, ya'ni ushbu kattaliklarning modullaridan foydalaniladi. Rostdash usuli asinxron dvigatelning almashtirish sxemasiga (1.2-rasmga q.), hamda elektromagnit moment uchun yozilgan ifodaga asosan amalga oshadi.

$U/f$  rostdashda mexanik xarakteristikaning shakli, chastota va dvigatel statoridagi kuchlanish qiymati o'zaro qanday nisbatda ekanligi bilan aniqlanadi. SHunday qilib, chastota va kuchlanishni ikki boshqaruvchi ta'sir deb qarash mumkin va ular odatda birgalikda rostdlanadi. Faqatgina chastota mustaqqil ta'sir

etuvchi sifatida qaraladi. Berilgan chastotada kuchlanishning qiymati esa chastotaning o'zgarishida elektr yuritma mexanik xarakteristikasining shakli qanday o'zgarishi kerakligidan kelib chiqqan holda aniqlanadi, ya'ni eng birinchi navbatda kuchlanishning qiymati, kritik momentning chastotaga bog'liq ravishda qanday o'zgarishi bilan aniqlanadi. Asinxron dvigatelli elektr yuritmaning tezligini rostdashning bunday usuli chastotaviy rostdash deb ataladi, bunda kuchlanish va chastotaning moslanish xarakteri esa chastotaviy rostdash qonuniyati deb ataladi. Bu qonuniyat u yoki bu konkret ob'ektga mo'ljallangan elektr yuritmaga qo'yiladigan talablar asosida aniqlanadi.

Ko'pgina holatlarda rostdash qonuniyati deganda keng diapazonidagi tezlikni rostdash dvigatel o'ta yuklanish xususiyatining doimiysi  $\lambda$  orqali amalga oshirilishi tushuniladi:

$$\lambda = \frac{M_{\max rux.e}}{M_n},$$

bu erda  $M_{\max rux.e}$  – dvigatelning ishlash sharti bo'yicha ruxsat etilgan maksimal moment;  $M_n$  – nominal moment.

$M_n$  nominal momentli asinxron dvigatel uchun ushbu talab chastotaning o'zgarishi bilan tezlikni rostdashning barcha diapazonlarida kritik momentni o'zgarimas saqlab turish zaruriyatiga olib kelinadi.

Bunday rostdash qonuniyatini tadbiiq qilish uchun ko'pincha  $U/f = const$  nisbatni yoki, xuddi shuning o'zi  $U_1/\bar{\omega}_0 = const$  nisbatni ta'minlash kerak bo'ladi. Biroq ushbu nisbatlarning o'zgarimas turishini faqatgina stator cho'lg'amlaridagi aktiv qarshilikni hisobga olmaslik bilan ta'minlash mumkin va buni formulada  $R_1 = 0$  deb ko'rsatamiz. Unda dvigatel momenti uchun yozilgan ifoda qo'yidagi ko'rinishga keladi:

$$M_d = 3 \frac{r_p k_1^2}{\omega_{0el.n}} \frac{R_2/\bar{\omega}_p}{(R_2/\bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_2)^2} \frac{U_1^2}{\bar{\omega}_0^2}, \quad (1.7)$$

bu erda  $k_1 = x_m/x_1 = L_m/L_1$ .

Ushbu ifodani ekstremumlarini aniqlash orqali rotorning kritik chastatosini topish mumkin:

$$\bar{\omega}_{p.kr.} = \pm \frac{R_2}{\sigma x_2}.$$

Bu qiymatni dvigatel momenti uchun yozilgan ifodaga qo'yib, kritik momentni ifodalaydigan formulaga ega bo'lishimiz mumkin:

$$M_{kr} = \pm \frac{3}{2} \frac{r_p k_1^2}{\omega_{0el.n} \sigma x_2} \frac{U_1^2}{\bar{\omega}_0^2}, \quad (1.8)$$

Ushbu ifodadan kelib chiqadiki,  $U_1/\bar{\omega}_0 = const$  bo'lganda kritik moment chastotaga bog'liq bo'lmay o'zgarmas qoladi. Bu shuni anglatadiki, agar (2.2) formuladagi stator cho'lg'amidagi aktiv qarshilikni nolga teng deb qabul qilingan faraz o'rinli bo'lsa, unda chastotaviy rostlashda kritik momentni o'zgarmas saqlash uchun stator cho'lg'amidagi kuchlanishni chastotaga proporsional ravishda o'zgartirish kerak bo'ladi.

Real holatda dvigatel stator cho'lg'amidagi aktiv qarshilik nolga teng bo'lmaydi. SHunga qaramay  $R_1 \approx 0$  degan faraz katta quvvatli dvigatellarning xarakteristikalari qaralayotganda o'rinli bo'lishi mumkin. Bu shu bilan tushuntiriladiki, katta quvvatli dvigatellarning stator cho'lg'amlarida o'ralgan o'tkazgichlarning ko'ndalang kesim yuzi katta va mos holatda cho'lg'amning omik qarshiligi uning induktiv qarshiligiga qaraganda kichikroq qiymatga ega bo'ladi. Agar o'rta va kichik quvvatli dvigatel qaralayotgan bo'lsa, unda stator cho'lg'amidagi aktiv qarshilikni hisobga olmaslik, chastotaning o'zgarishi bilan kritik moment qiymatining o'zgarmas turish talabi bajarilmasligigiga olib keladi. Mos ravishda, kuchlanish chastotaga proporsional o'zgaradigan chastotaviy rostlash qonuniyati umuman olganda kritik momentni chastotaga bog'liq emasligini ta'minlamaydi..

SHunga qaramay, T-simon almashtirish sxemasidan ko'rinib turganidek (1.2-rasmga q.), stator cho'lg'amidagi aktiv qarshilikni hisobga olmaganda  $U_1$  kuchlanish aktiv qarshilikdagi kuchlanishga  $E_a$  teng bo'ladi. Bundan, agarda statoridagi kuchlanish  $U_1$  ni statorning aktiv qarshiligidagi kuchlanish  $E_a$  ga

almashtirsak,  $R_1 \neq 0$  bo'lgan holda ham (1.7) va (1.8) formulalarni qo'llash mumkinligi kelib chiqadi va bu formulalarni quyidagi ko'rinishda yozishimiz mumkin:

$$M_d = 3 \frac{r_p k_1^2}{\omega_{0el.n}} \frac{R_2 / \bar{\omega}_p}{(R_2 / \bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_2)^2} \left( \frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2; \quad (1.9)$$

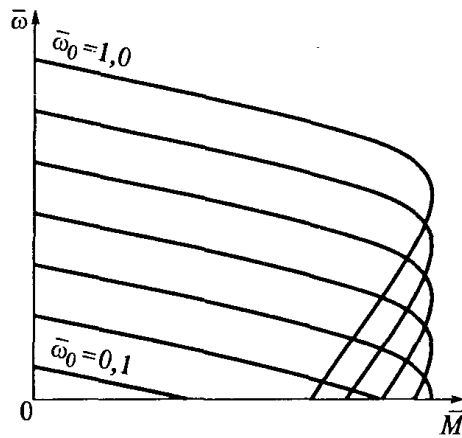
$$M_{kr} = \pm \frac{3}{2} \frac{r_p k_1^2}{\omega_{0el.n}} \frac{1}{\sigma x_2} \left( \frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2.$$

SHunday qilib, umumiy holda chastotaviy rostdashda dvigatelning o'ta yuklanish xususiyatini ta'minlash uchun chastotaviy rostdash qonuniyati quyidagi ko'rinishda bajarilishi kerak:

$$E_a / \bar{\omega}_0 = const. \quad (1.10)$$

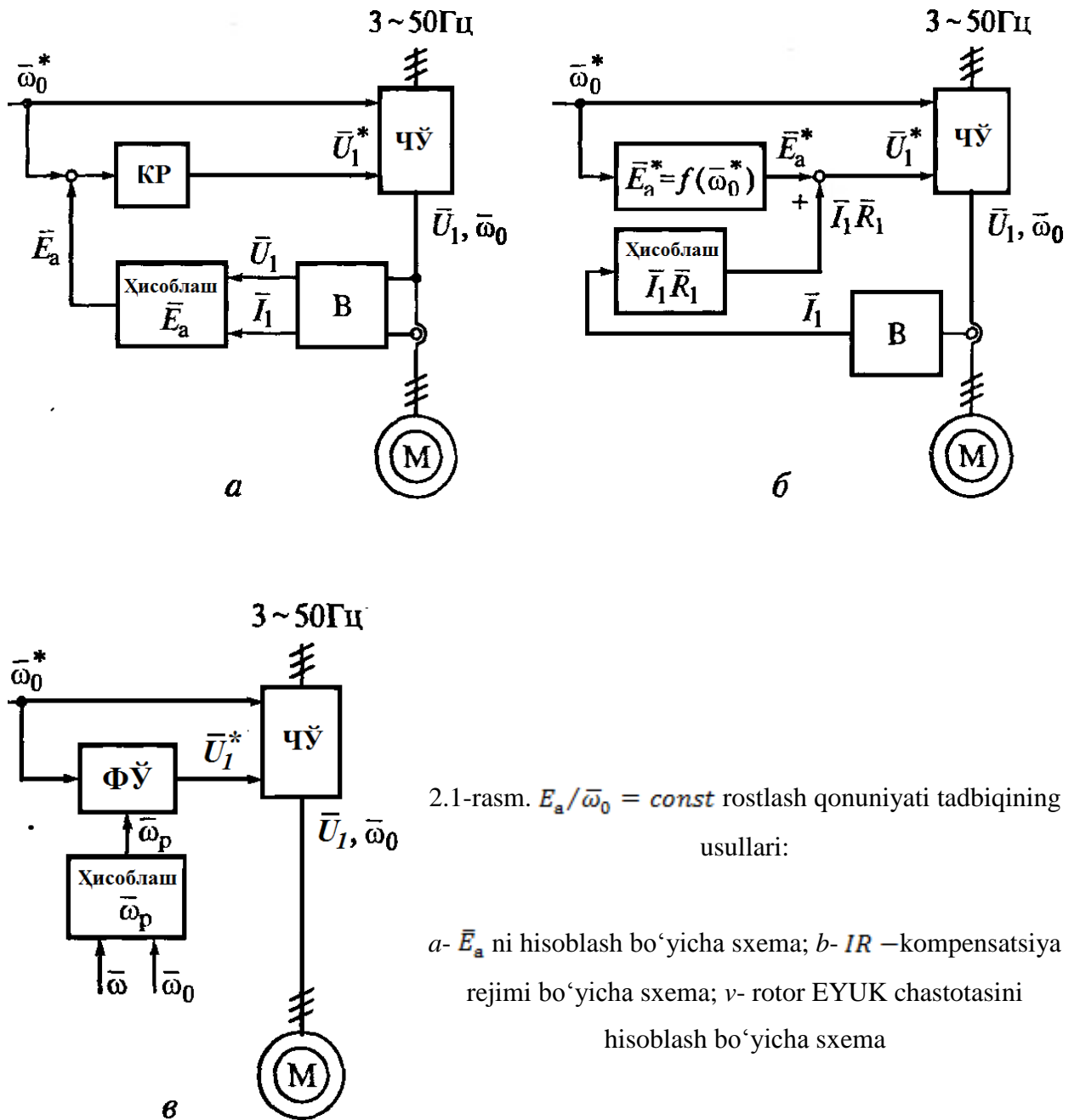
(1.9) formuladan ko'rinib turibdiki, bu holda dvigatelning momenti ta'minot kuchlanishi chastotasining qiymatiga bog'liq bo'lmay, faqatgina rotor chastotasiga bog'liq bo'ladi. Mexanik xarakteristikaning ko'rinishi 1.4-rasmda ko'rsatilgan.  $\bar{\omega}_0$  chastota faqatgina mexanik xarakteristikaning absissa o'qiga nisbatan balandligi bo'yicha aniqlanadi.

CHastotaviy rostdash qonuniyatini ta'minlash uchun (1.10) ifoda bilan aniqlanadigan stator cho'lg'amlaridagi kuchlanishni  $E_a$  ga nisbatan stator cho'lg'amidagi kuchlanish tushuvining qiymati  $I_1 R_1$  gacha oshirish kerak bo'ladi. Barcha o'zgaruvchan kattaliklar nisbiy birliklarda qaralayotgan 2.1-rasmda  $E_a / \bar{\omega}_0 = const$  rostdash qonuniyati tadbqiqning imkoniyatlarini tushuntirib beruvchi soddalashtirilgan funksional sxemalarining uch varianti keltirilgan. Har bir sxemada asinxron dvigatel M ta'minotni chastota o'zgartirgichdan oladi. CHastota o'zgartirgich (CHO') dagi kiruvchi signallar nisbiy birliklarda tasvirlangan chastotani beruvchi signal  $\bar{\omega}_1^*$  va kuchlanishni beruvchi signal  $\bar{U}_1^*$  lar hisoblanadi.



1.4-rasm. Asinxron dvigatelli elektr yuritmaning  $E_a/\bar{\omega}_0 = \text{const}$  chastotaviy rostlash qonuniyatidagi mexanik xarakteristikasi

Birinchi variantda (1.5a rasm) to'g'rilagich V yordamida to'g'rilangan statoridagi kuchlanish  $\bar{U}_1$  va statoridagi tok  $\bar{I}_1$  qiymatlari bo'yicha  $\bar{E}_a = \bar{U}_1 - \bar{I}_1 \bar{R}_1$  sifatida aktiv qarshilikdagi kuchlanishning qiymati hisoblanadi ( $\bar{R}_1$  – nisbiy birliklardagi stator cho'lg'amining qarshiligi) va kuchlanish rostlagich (KR) bilan ushbu qiymatni rostlashning yopiq konturi quriladi.  $\bar{E}_a$  bo'yicha kontur yopiq bo'lganligi uchun uning kirishidagi signal beriluvchi chastota signali  $\bar{\omega}_1^*$  ga proporsional ravishda berilishi kerak. Chastota o'zgartirgich kirishidagi beriluvchi kuchlanish signali  $\bar{U}_1^*$  rostlagich chiqishidagi kuchlanish signali hisoblanadi. Rostlagich chiqishidagi ushbu kuchlanish signali statorga shunday kuchlanishni beradiki, bunda stator aktiv qarshilikdagi kuchlanish chastotaga proporsional bo'ladi.



2.1-rasm.  $E_a/\omega_0 = const$  roslash qonuniyati tadbiriqning usullari:

a-  $\bar{E}_a$  ni hisoblash bo'yicha sxema; b-  $IR$  –kompensatsiya rejimi bo'yicha sxema; v- rotor EYUK chastotasini hisoblash bo'yicha sxema

Ikkinchi holatda (1.5b rasm.) statoridagi beriluvchi signal  $\bar{U}_1^* = \bar{E}_1^* - \bar{I}_1 \bar{R}_1$  befosita stator aktiv qarshiligidagi kuchlanishning beriluvchi qiymati va stator cho'lg'aming aktiv qarshiligidagi kuchlanish tushuviga proporsional qiymatlar yig'indisi sifatida shakllanadi. Ushbu tenglamaning o'ng tomonidagi ikkinchi



qo‘shiluvchi, stator cho‘lg‘ami aktiv qarshiligi  $\bar{R}_1$  ning berilgan qiymatida to‘g‘rilangan va o‘lchangan stator toki  $\bar{I}_1$  bo‘yicha aniqlanadi. Zamonaviy o‘zgartirgichlarda stator cho‘lg‘amining aktiv qarshiligi  $\bar{R}_1$  yuritmani birinchi ishga turishganda avtomatik tarzda o‘lchanadi. Rostlash qonuniyati tadbqiqining bunday usuli  $IR$  –kompensatsiya deb nom olgan.  $\bar{E}_a = f(\bar{\omega}_0^*)$  blokning mavjudligi aktiv qarshilikdagi kuchlanishning chastotaga turli xil bog‘lanishlarini olish imkoniyatini beradi.

1.5,v rasmda ko‘rsatilgan variantda kuchlanishning beriluvchi signali funksional o‘zgartirgich (FO‘) orqali rotor chastotasiga bog‘liq ravishda shunday hisoblanadiki, bunda  $\bar{E}_a$  kuchlanish berilgan chastotaga proporsional ravishda o‘zgarsin. Rotor chastotasining qiymati esa o‘zgartirgich chiqishidagi kuchlanishning burchak chastotasi  $\bar{\omega}_{0el}^*$  va dvigatelning burchak tezligi  $\bar{\omega}$  orqali hisoblanadi.

Qaralayotgan chastotaviy rostlash qonuniyatida oqimning o‘zgarish xarakterini aniqlash uchun (1.5) ifodaga murojaat qilamiz va undagi birinchi tenglamadan  $\dot{U}_1 - R_1 \dot{I}_1 = \dot{E}_a$  ni, ikkinchi tenglamadan esa  $s = \bar{\omega}_p / \bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_p \bar{\omega}_{0el.n} / \bar{\omega}_0$  ekanligini hisobga olib  $\dot{I}_2$  topamiz. SHuningdek (1.5) ifodaning oxirgi ikki tenglamalarini o‘ng va chap qismlarini  $\omega_{0el} = \bar{\omega}_0 \omega_{0el.n}$  ga ko‘paytirib ifodasidagi induktivlik o‘rniga induktiv qarshilikni kiritamiz. U holda (1.5) tenglamalar tizimi quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$\dot{E}_1 = j\bar{\omega}_0 \omega_{0el.n} \dot{\Psi}_1;$$

$$\dot{I}_2 = -j \frac{\omega_{0el.n}}{R_2} \dot{\Psi}_2 \bar{\omega}_p; \quad (1.11)$$

$$\omega_{0el.n} \dot{\Psi}_1 = x_1 \dot{I}_1 + x_m \dot{I}_2;$$

$$\omega_{0el.n} \dot{\Psi}_2 = x_m \dot{I}_1 + x_2 \dot{I}_2.$$

Ushbu tenglamalar tizimining birinchi ifodasidan ko‘rinib turibdiki, (1.10) rostlash qonuniyati bajarilganda statorning oqim ilashuvi

$$\dot{\Psi}_1 = E_a / (\bar{\omega}_0 \omega_{0el.n}) \quad (1.12)$$

barqarorlashgan rejimda ta'minot manbasi kuchlanishi chastotasi  $\bar{\omega}_0$  va rotor chastotasi  $\bar{\omega}_p$  ga, ya'ni dvigatel yuklamasiga bog'liq bo'lmay o'zgarmas qoladi. Bu holatda rotor oqim ilashuvi qanday o'zgarishini aniqlaymiz. Buning uchun (1.11) tenglamalar tizimining oxirgi ikki ifodasini  $\dot{I}_1$  ga nisbatan echib uning qiymatini tenglamalar tizimining ikkinchi ifodasiga qo'yamiz va ba'zi bir almashtirishlardan so'ng rotor oqim ilashuvi moduli uchun ifodaga ega bo'lamiz:

$$\Psi_2 = \frac{k_1 \Psi_1}{\sqrt{[1 + (\sigma x_2 / R_2)^2 \bar{\omega}_r^2]}}. \quad (1.13)$$

SHunday qilib,  $E_a / \bar{\omega}_0 = const$  bo'lganda rotor oqim ilashuvining qiymati stator kuchlanishi chastotasiga bog'liq bo'lmaydi va rotor EYUK nisbiy chastotasi bilan aniqlanib uning oshishi bilan, ya'ni yuklamaning oshishi bilan kamayadi. Aytilganlar dissertatsiyamizning 3-bobida keltirilgan misollarda o'z aksini topgan.

Qaralayotgan chastotaviy rostdash qonuniyati orqali elektr yuritmaning mexanik xarakteristikasi uchun ixcham ifodaga ega bo'lishimiz mumkin. Dvigatelning elektromagnit quvvati  $P_{em}$  va elektromagnit momenti  $M_d$  quyidagi ifodalar bilan aniqlanadi:

$$P_{em} = \frac{3I_2^2 R_2 \bar{\omega}_0}{\bar{\omega}_p}; \quad M_d = \frac{P_{em} r_p}{\omega_{0el.n} \bar{\omega}_0}.$$

$P_{em}$  uchun yozilgan ifodaga (1.11) tenglamalar tizimidan  $\dot{I}_2$  tok modulini qo'yib, elektromagnit moment uchun yozilgan ifodani quyidagi ko'rinishda olishimiz mumkin:

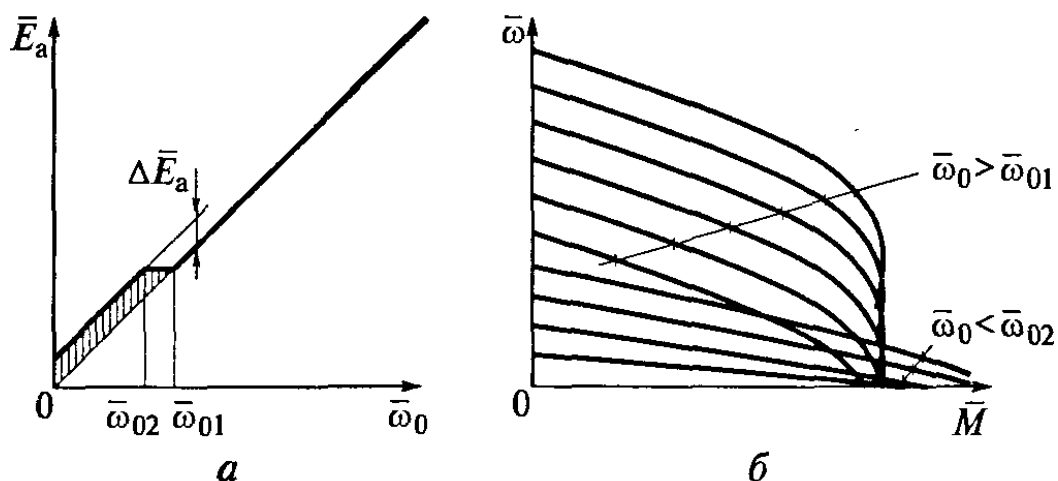
$$M_d = 3 \frac{\omega_{0el.n} r_p}{R_2} \bar{\omega}_p \Psi_2^2.$$

Bundan rotor nisbiy chastotasini aniqlab va  $\bar{\omega}_p = \bar{\omega}_0 - \bar{\omega} = (\omega_{0el} - r_p \omega) / \omega_{0el.n}$  ekanligini hisobga olsak, asinxron dvigatelning mexanik xarakteristikasi uchun ifodaga ega bo'lishimiz mumkin:

$$\omega = \frac{\omega_{0el}}{r_p} - \frac{M_d R_2}{3 r_p^2 \Psi_2^2}.$$

Bu formula shunisi bilan qiziqgi, u mustaqqil qo‘zg‘atishli o‘zgarmas tok dvigatelining mexanik xarakteristikasi uchun yozilgan formula bilan tuzilishi jihatidan bir xil. Budan quyidagi xulosa kelib chiqadi: agar barqarorlashgan rejimda rotor oqim ilashuvining o‘zgarmasligi ta’minlanadigan boshqaruv tizimini tashkil qilsak, unda asinxron dvigatel mexanik xarakteristikasining ko‘rinishi xuddi mustaqqil qo‘zg‘atishli o‘zgarmas tok dvigatelining mexanik xarakteristikasining ko‘rinishi kabi bo‘ladi.

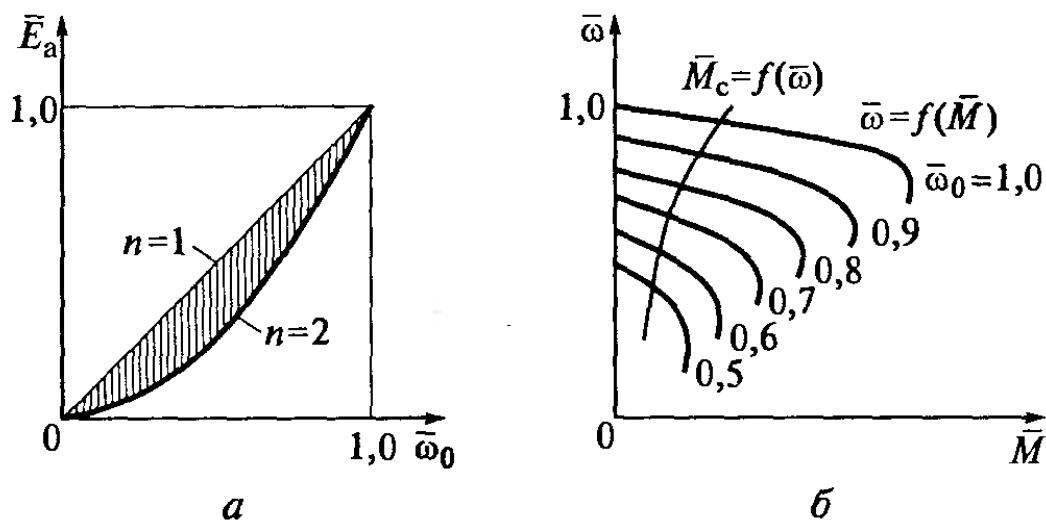
$E_a/\bar{\omega}_0 = \text{const}$  rostdash qonuniyatining asosiy kamchiliklardan biri dvigatelning past chastotalarda ishlash imkoniyatining chegaralanganligidir. 1.4-rasmda keltirilgan xarakteristikalarda manba chastotasining taxminan 10 marta kamaygan hoida yuklama momentining kritik momentdan etarlicha kichik qiymatlarida mexanik xarakteristikaning ishchi qismi qattiqligining chegaralanganligi bois dvigatel to‘xtaydi. Past chastotali qism qattiqligining ko‘paytirishni,  $\bar{E}_a$  kuchlanishning qiymatni, uning kritik momentning o‘zgarmasligini ta’minlovchi qiymatiga nisbatan ko‘tarish orqali amalga oshirish mumkin. Buni 1.6,a rasmdan ko‘rishimiz mumkin. Unda o‘qlar bo‘yicha qo‘yilgan chastota va statorning aktiv qarshiligidagi kuchlanish nisbiy birliklarda keltirilgan.  $\bar{E}_a$  kuchlanish  $\bar{\omega}_0 \geq \bar{\omega}_{01}$  bo‘lganda chastotaga proporsional ravishda o‘zgaradi, chastotaning  $\bar{\omega}_{01}$  dan  $\bar{\omega}_{02}$  gacha bo‘lgan qismida o‘zgarmas qoladi,  $\bar{\omega}_0 < \bar{\omega}_{02}$  bo‘lganda esa  $\bar{E}_a = \bar{\omega}_0 + \Delta\bar{E}_a$  qonun bo‘yicha o‘zgaradi. Bu esa tezlikning kichik qiymatlarida kritik momentning oshishiga olib keladi, shuningdek rotorning kritik chastotasi  $\bar{\omega}_{r.kr} = \pm R_2/\sigma x_2$  kuchlanishga bog‘liq bo‘lmaganligi bois mexanik xarakteristikaning qattiqligini oshishiga va tezlikni rostdash diapazonining kengayishiga olib keladi (1.6,b rasm).



1.6-rasm. Tezlikning kichik qiymatlarida mexanik xarakteristika qattiqligining oshishi:  
*a* – chastotaviy rostlash qonuniyati; *b* – mexanik xarakteristikalar

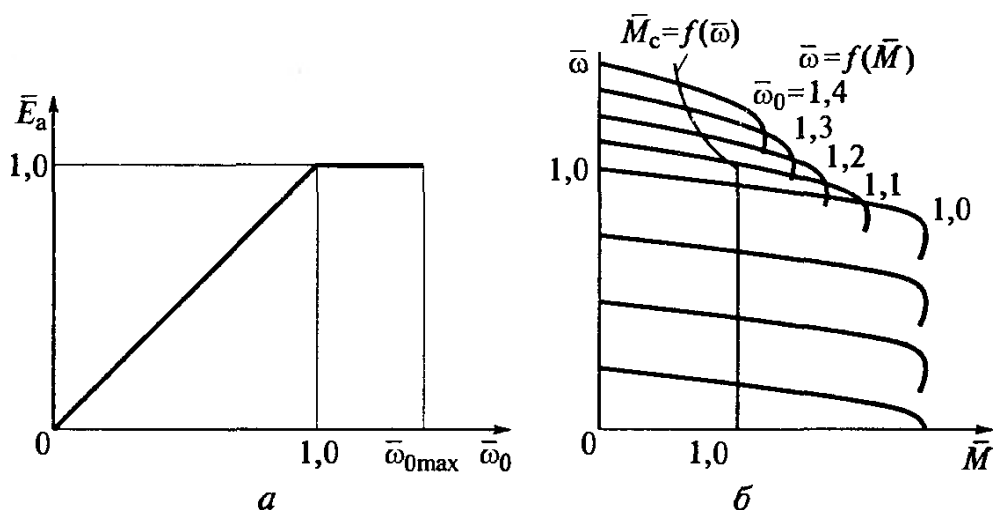
Ma’lum bir elektr yuritma ob’ektining xarakterika bog‘liq ravishda kritik momentni hisobga olmaydigan chastotaviy rostlash qonuniyatini qo‘llash maqsadga muvoffiq bo‘lar edi. Tezlikning oshishi bilan yuklama momenti oshadigan holatlarda kuchlanishni  $\bar{E}_a = \bar{\omega}_0^n$  ( $n > 1$ ) qonun bo‘yicha o‘zgartirish maqsadga muvoffiq bo‘lar edi.

$n = 2$  bo‘lgan holatdagi chastotaviy rostlash qonuniyati 1.7,a rasmda ko‘rsatilgan. Unga 1.7,b rasmda ko‘rsatilgan mexanik xarakteristikalar oilasi mos keladi. Rasmda shuningdek  $\bar{M}_s = f(\bar{\omega})$  yuklama momentining ventilyatorli xarakteristikasi ham ko‘rsatilganki, bunda moment, tezlikning oshishi bilan ortadi. Zamonaviy komplekt elektr yuritmalarda skalyar rostlash deganda odatda 1.7,a rasmdagi shtrixlangan qism chegarasida  $\bar{E}_s = f(\bar{\omega}_0)$  (yoki  $U_1 = f(f)$ ) bog‘liqlikni o‘rnatish mumkinligi nazarda tutiladi.  $n < 1$  bo‘lgan holatda chastotaning kamayishi bilan kritik moment ortadigan mexanik xarakteristikalar oilasini qurish mumkin.



1.7-rasm.  $n = 2$  bo‘lgan holatdagi chastotaviy rostlash qonuniyati:  
**a** – chastotaviy rostlash qonuniyati; **b** – mexanik xarakteristikalari

Asinxron dvigatelli elektr yuritma tezligini ikkizonali rostlash usuli 1.8,a rasmda tasvirlangan. Bunday rostlash usuli faqatgina kuchlanishni nominal qiymatdan og‘ishiga cheglovlar bo‘lgan holatlarida chastotani oshirish yo‘li bilan tezlikni nominal qiymatiga nisbatan kattaroq qiymatlarigacha oshirishga zarurat tug‘ilganda qo‘llaniladi. Chastota o‘zining nominal qiymatigacha ( $\bar{\omega}_0 = 1$  gacha, nisbiy birliklarda) o‘zgaradigan birinchi zonada  $\bar{E}_a$  kuchlanish chastotaga proporsional ravishda o‘zgaradi, chastota nominal qiymatdan maksimal qiymat  $\omega_{0max}$  gacha o‘zgaradigan ikkinchi zonada  $\bar{E}_a$  kuchlanish nominal qiymatda qoladi ( $\bar{E}_a = 1$ ). Bu holatga mos mexanik xarakteristilar 1.8,b rasmda keltirilgan. Bunday chastotaviy rostlash qonuniyatini, faqatgina yuqori tezliklarda yuklama momenti kamayadigan xolatlarda qo‘llash maqsadga muvoffiq bo‘ladi.



1.8-rasm. Ikkizonali rostlanadigan elektr yuritma xarakteristikasi:  
*a* – chastotaviy rostlash qonuniyati; *b* – mexanik xarakteristikalari

Tezlik bo‘yicha teskari aloqasi mavjud bo‘lmagan  $U/f$  rostlashda, chastota o‘zgartirgichdan ta‘minot olayotgan asinxron dvigatelli elektr yuritmalar tezlikni rostlash diapazonini 20 atrofida ta‘minlashishi mumkin. Tezlik bo‘yicha teskari aloqani kiritilishi diapazonni 200 gacha oshirish imkoniyatini beradi.

### 1.3. O‘zgaruvchan tok dvigatelning vektor diagrammasi

Magistrlik dissertatsiyamiz 1.2. qismida qarab chiqilgan asinxron dvigatelli elektr yuritma tezligini skalyar chastotaviy rostlash tamoyillari tezlikni rostlash diapazoni va dinamik xarakteristikalar uchun qo‘yiladigan talab nisbatan uncha katta bo‘lmagan elektr yuritmalar uchun keng qo‘llaniladi. Tezlikni rostlash diapazoniga qo‘yilgan talablar yuqori darajada bo‘lgan elektr yuritmalar ishlarini tahlil qilish vektorli boshqarish tizimlari bilan ta‘minlanishi mumkin. Aynan ushbu tizimlar asinxron dvigatelli elektr yuritmaning rostlash xususiyatini ochib berdi. Ungacha rostlash xususiyati faqatgina o‘zgarmas tok dvigatelli elektr yuritmalar uchun o‘rinli deb qaralardi.

Vektorli boshqarishning asosiy tamoyillar XX asrning 70-yillarida ishlab chiqilgan edi. Bugunki kunga kelib fundament nazariy tadqiqotlar natijasida, hamda elektronika va mikroprotssessorli tizim oblastidagi erishilgan yutuqlarga

asoslanib vektorli boshqariladigan elektr yuritmalar ishlab chiqildi va butun dunyo elektrotexnik firmalari tomonidan yoppasiga ishlab chiqarilmoqda.

Agar asinxron dvigatelning tezligini skalyar roslash deganda o'zgaruvchan kattaliklar sifatida kuchlanish, tok va oqim ilashuvlarining effektiv qiymatlari qo'llaniladigan roslash tizimi tushunilsa, unda vektorli boshqarish asosida ushbu kattaliklarni fazoviy vektorlarda tasvirlash yotadi. SHuningdek ta'kidlash mumkinki, skalyar boshqarish asinxron dvigatelning almashtirish sxemasi asosidagi bog'lanishlarga asoslanadi (1.2- va 13- rasmlarga q.), vektorli boshqarish esa mos holatdagi tuzulmaviy sxemalarga asoslanadi.

Skalyar va vektorli boshqarish orasidagi farqning ko'rgazmali ko'rinishi [35] ishda  $IR$  –kompensatsiya rejimini tahlil qilish asosida berilgan (1.4,b rasmga q.). Ular orasidagi farq quyidagicha talqin qilinadi: agar dvigatel statoridagi kuchlanish  $U_1$ , stator fazasi aktiv qarshiligidagi kuchlanish  $E_a$  va aktiv qarshilikdagi kuchlanish tushuvi  $I_1 R_1$  modullarining yig'indisi sifatida shakllansa, unda bunday boshqarish skalyar boshqarish hisoblanadi; agar kuchlanish  $U_1$  ushbu kattaliklarning vektorli yig'indisi sifatida  $\tilde{E}_a + \tilde{I}_1 R_1$  shaklanganda esa bunday boshqarish vektorli boshqarish hisoblanadi.

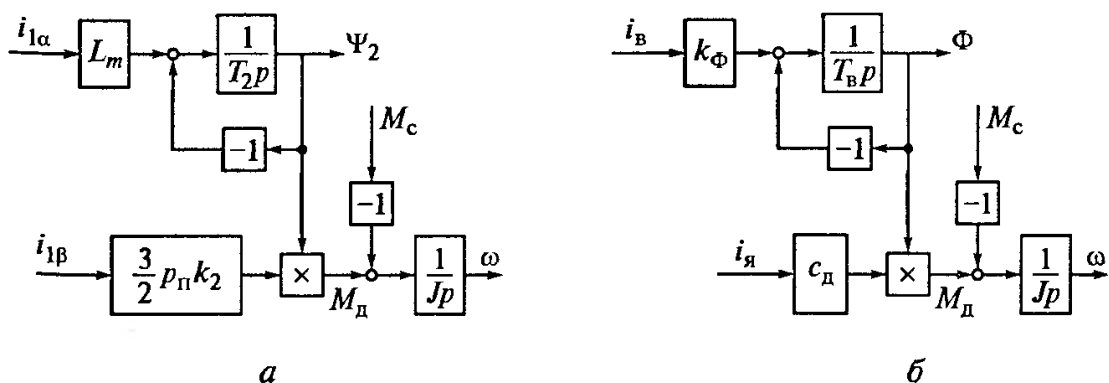
Vektorli boshqarish qo'llanilishining ma'nosini tushunish uchun  $\tilde{\Psi}_2$  vektor bo'yicha  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimining haqiqiy o'qlar orientatsiyasida asinxron dvigatelning fazoviy vektorlarda matematik ifodalanishiga murojaat qilamiz. Bunday matematik ifodalanishga formulalar,  $\omega_{0el} = \omega r_p + \omega_r$  tenglama, elektromagnit moment uchun yozilgan ifoda va mexanikaning asosiy tenglamasi mos keladi. Ushbu formulalar asosida asinxron dvigatelning tuzulmaviy sxemasi quriladi va unda barcha o'zgaruvchilar o'zgarimas tok signallari sifatida tasvirlangan. Sxemada kiruvchi signallar stator kuchlanishi vektorining proeksiyalari  $u_{1\alpha}$  va  $u_{1\beta}$  hisoblansa, sxema elektromagnit qismining chiquvchi kattaliklari esa rotor oqim ilashuvi  $\Psi_2$  va elektromagnit moment  $M_d$  hisoblanadi. Rotor EYUK chastotasi  $\omega_r$  stator toki vektori va rotor oqim ilashuvining  $\beta$  o'qdagi proeksiyalari orqali hisoblanadi. O'z navbatida dvigatel tezligi  $\omega$  va rotor

chastotasi  $\omega_r$  orqali manba kuchlanishi chastotasi  $\omega_{0el}$  hisoblanadi. Dvigatel tuzulmasida rotor oqim ilashuvining shakllanish kanali va elektromagnit momentning shakllanish kanali orasida chorrahaviy bog‘lanish mavjud. Agar u yoki bu usul yordamida chorrahaviy bog‘lanish ta’sirini kompensatsiya qilsak, unda  $\alpha$  o‘q bo‘yicha signal rotor oqim ilashuvi orqali,  $\beta$  o‘q bo‘yicha signal esa rotor oqim ilashuvining berilgan qiymati  $\Psi_2$  da elektromagnit moment orqali beriladi. SHunday qilib, qarab chiqilgan fazoviy vektorlar asosida qurilgan asinxron dvigatelning tuzulmasi xuddi mustaqqil qo‘zg‘atishli o‘zgarmas tok dvigatelining tuzulmasi kabi bo‘ladi.

Agar dvigatel ta’minot olayotgan o‘zgartirgichda tezkor tokli konturlar yordamida stator tokining  $i_{1\alpha}$  va  $i_{1\beta}$  tashkil etuvchilari befosita shakllansa o‘xshashlik yaqqolroq namoyon bo‘ladi. 1.9,a rasmda ushbu holatdagi elektromagnit momentning shakllanish jarayonini aks ettiruvchi 1.6-rasmda tasvirlangan tuzulmaviy sxemaning bir qismi ko‘rsatilgan, 1.9,b rasmda esa mustaqqil qo‘zg‘atishli o‘zgarmas tok dvigatelda elektromagnit momentning shakllanish sxemasi ko‘rsatilgan. Unda  $k_f$  – o‘zgarmas tok dvigatelining qo‘zg‘atish oqimi  $F$  bilan qo‘zg‘atish toki  $i_q$  ni bog‘lovchi koeffitsient. Ko‘rinib turibdiki, vektorli boshqariladigan elektr yuritmalarda asinxron dvigatel stator tokining  $i_{1\alpha}$  tashkil etuvchisi, o‘zgarmas tok dvigatelidagi qo‘zg‘atish toki bajaradigan rolni o‘ynaydi, rotorning vaqt doimiysi  $T_2$  qo‘zg‘atish vaqt doimiysi  $T_q$  ga ekvivalent,  $3r_p k_2/2$  koeffitsient esa o‘zgarmas tok dvigatelining o‘zgarmas toki  $s_d$  ga mos keladi. Vektorli boshqarishda, asinxron dvigatelli elektr yuritmaning dinamik xususiyatlarining yaxshilanishini o‘tkinchi jarayonlarda rotor oqim ilashuvining o‘zgarmasligini ta’minlash imkoniyati borligi bilan tushuntiriladi. Skalyar rostlashda esa o‘tkinchi jarayonlarda stator va rotor toklarining o‘zgarishi bilan rotor oqim ilashuvi o‘zgaradi va bu elektromagnit momentning o‘zgarish tezligining kamayishiga olib keladi. Rotor oqim ilashuvi o‘zgarmasligini ta’minlovchi vektorli boshqariladigan elektr yuritmalarda stator



tokining  $i_{1\beta}$  tashkil etuvchisi qanday tezlik o'zgarsa elektromagnit moment ham shunday tezlik bilan o'zgaradi (o'zgaras tok dvigatelidagi yakor toki  $i_{ya}$  o'zgarishida momentning o'zgarishi kabi).



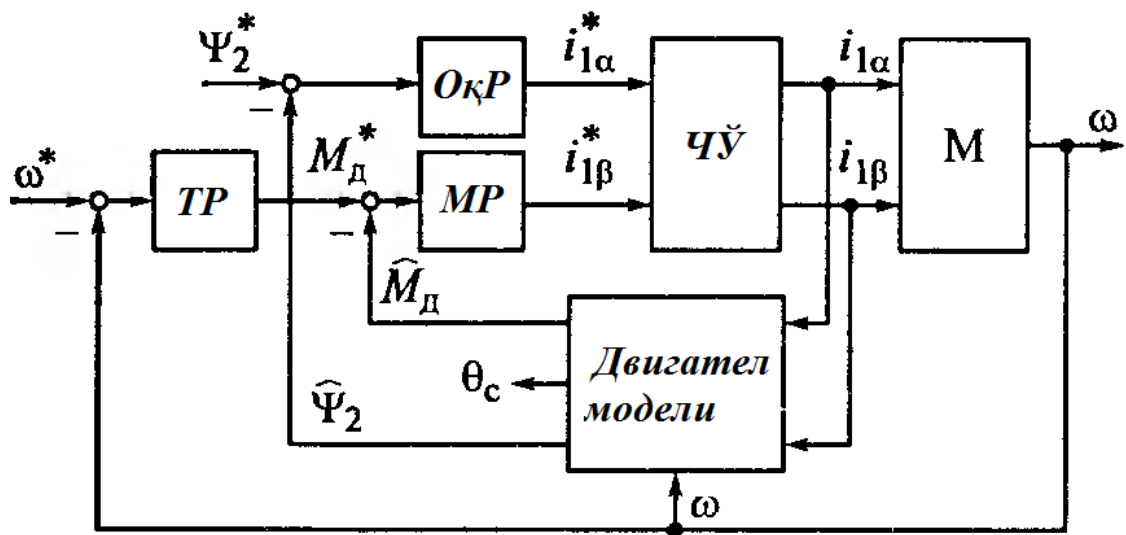
1.9-rasm. Vektorli boshqarishda asinxron dvigatelning tuzulmasi (a) ni mustaqqil qo'zg'atishli o'zgaras tok dvigateling tuzulmasi (b) bilan solishtirish

Vektorli boshqarish tizimi, yoki boshqacha qilib aytganda maydon bo'yicha orientatsiya tizimini ikkiga, maydon bo'yicha bevosita va bilvosita orientatsiyaga ajratish mumkin. Ushbu tushunchalar turlicha talqin qilinadi.

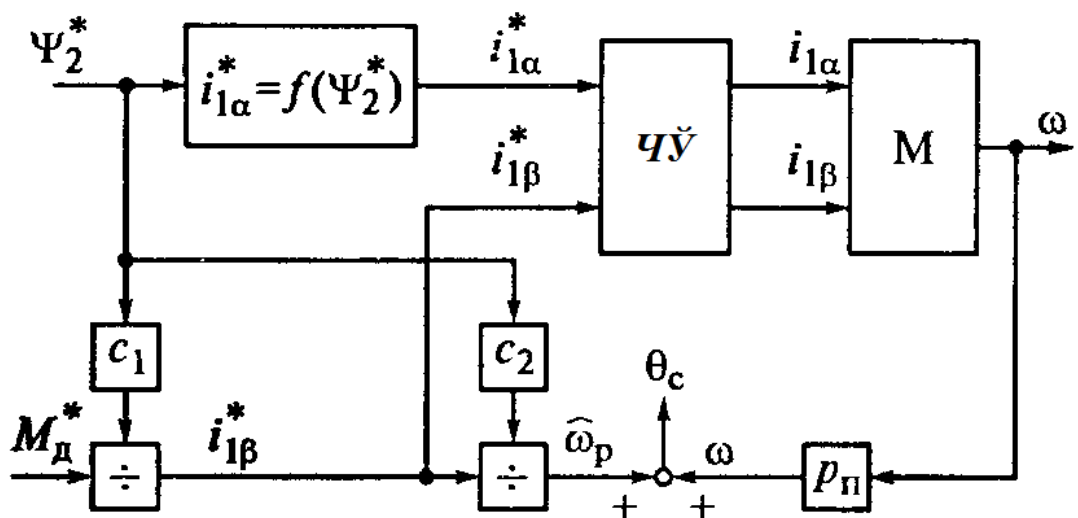
Birinchi talqinda [35, 60] maydon bo'yicha bevosita orientatsiyali tizimda faqatgina shunday tizimlar ta'luqli bo'ladiki, ularda oqimni bevosita o'lchash u yoki bu oqim datchiklari orqali amalga oshiriladi. Ikkinchi talqin [61] bevosita orientatsiyali tizimlarga va oqim, dvigatel modeli bo'yicha hisoblanadigan tizimlarga ta'luqli bo'ladi. Chunki bu oqimni bevosita o'lchashda uni rostlashning yopiq konturini qurish imkoniyatini beradi. Ushbu holatda bilvosita o'lchash tizimiga faqatgina shunday tizimlar ta'luqli bo'ladiki, ularda oqim o'lchanmaydi ham va hisoblanmaydi ham, balki boshqa o'zgaruvchilarni berilishi orqali shakllanadi (1.10-rasm). Bu tizimda dvigatel  $M, \alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimidagi matematik modeli ko'rinishida tasvirlangan. SHuningdek tok bilan boshqariladigan chastota o'zgartirgich (CHO') invertor bilan tasvirlangan. 1.10,a rasmda maydon bo'yicha bevosita orientatsiyali vektorli boshqarishning ishlashini tushuntiruvchi elektr yuritmaning tuzulmasi ko'rsatilgan. Asinxron dvigatel elektr

ta'minotini chastota o'zgartirgichdan oladi. O'zgartirgich uchun kirish signallari sifatida  $i_{1\alpha}^*$  va  $i_{1\beta}^*$  - aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi stator toki fazoviy vektorining proeksiyalari hisoblanadi. Dvigatel modelida  $i_{1\alpha}$  va  $i_{1\beta}$  toklarning haqiqiy qiymatlari hamda dvigatel tezligining qiymati  $\omega$  bo'yicha elektromagnit moment qiymati  $\widehat{M}_d$  va rotor oqim ilashuvi  $\widehat{\Psi}_2$  hisoblanadi. (modelda aniqlanadigan kattaliklarning ustida  $\wedge$  belgi qo'yilgan). SHuningdek shu erda  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimining  $x - y$  qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan burilish burchagi  $\theta_s$  oniy qiymati hisoblanadi (batafsil qo'llanmamizning 7.4-qismiga q.). Burilish burchagining qiymati koordinatalar almashinuvi sxemasida qo'llaniladi, lekin 1.10,a sxemada ko'rsatilmagan. Rotor oqim ilashuvi  $\widehat{\Psi}_2$  oqim rostlagichi (OqR) kirishidagi beriluvchi signal  $\Psi_2^*$  bilan solishtiriladi, dvigatel momenti  $\widehat{M}_d$  - esa moment rostlagichi (MR) ning kirishidagi kirishidagi momentning beriluvchi signali bilan solishtiriladi. Momentning rostlash konturi, tezlik rostlagichli (TR) tashqi tezlik konturiga nisbatan ichki kontur hisoblanadi.

Maydon bo'yicha bilvosita orientatsiyali tizimida (1.10,b rasm) rotor oqim ilashuvini hisoblash yoki o'lchash tugunlari mavjud emas. Stator tokining talab qilinadigan tashkil etuvchilarining beriluvchi signallari  $\Psi_2^*$  oqim ilashuvi va elektromagnit momentning berilgan qiymatlari asosida shakllanadi. Toklarning beriluvchi qiymatlarini aniqlashda  $\alpha$  o'q bo'yicha  $\widehat{\Psi}_2$  vektor orientatsiyali tuzulmaviy sxema ko'rinishidagi dvigatelning matematik ifodalanishidan foylaniladi. Demak, beriluvchi kattaliklar kiruvchi  $i_{1\alpha}^* = \psi_{2\alpha}^* (T_2 + 1)/L_m$  ifodadan  $i_{1\alpha}^* = f(\Psi_2^*)$  bog'lanish topiladi.  $\beta$  o'q bo'yicha tokning tashkil etuvchilari uchun yozilgan  $i_{1\beta}^* = M_d^*/\left((3/2)r_p k_2 \Psi_2^*\right)$  ifodadan  $s_1 = 1/\left((3/2)r_p k_2\right)$  koeffitsient aniqlanadi.  $s_2$  koeffitsient esa  $\omega_r = k_2 R_2 i_{1\beta}/\Psi_2$  ifoda asosida  $c_2 = 1/k_2 R_2$  kabi aniqlanadi.



*a*



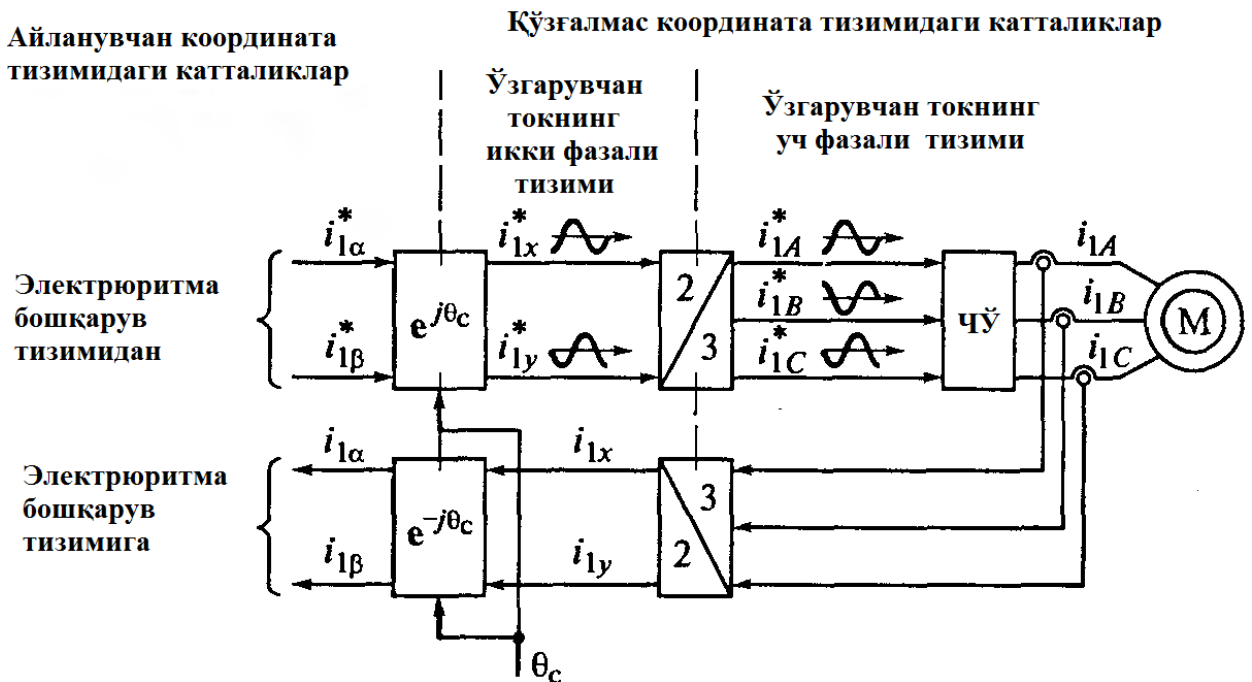
*b*

1.10-rasm. Maydon bo'yicha bevosita va bilvosita orientatsiyali elektr yuritmaning tuzulmasi:  
*a* – dvigatel modeli bilan; *b* – bilvosita orientatsiya bilan

Oldin ta'kidlanganidek, aylanuvchan koordinata tizimidagi asinxron dvigatelning tuzulmaviy sxemasi tarkibida kiruvchi va chiquvchi kattaliklar sifatida mos fazoviy vektorlarning aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalari kiradi. Ushbu kattaliklar o'zgarmas tok kattaliklari hisoblanib, ular o'zgarmas tok elektr yuritmaning boshqarish tizimi kabi o'zgaruvchan tok elektr yuritmaning boshqarish tizimini qurish imkoniyatini beradi. Uch fazali asinxron dvigatelli real tizimda kuchlanish va toklar uch fazali sinusoidal tizim kattaliklari

hisoblanadi. SHuning uchun 1.5- yoki 1.6-raslarda tasvirlangan tuzilmaviy sxemalar asosida elektr yuritmaning boshqarish tizimini qurishda unga koordinatalar almashinuvi sxemasi kiritilishi kerak. Koordinatalar almashinuvi sxemasi aylanuvchan koordinata tizimidagi o'zgarmas tok kattaliklarini qo'zg'almas koordinata tizimidagi uch fazali tizim kattaliklariga va teskarisiga aylantirish uchun xizmat qiladi.

Kattaliklarni bir koordinata tizimidan ikkinchisiga aylantirish jarayonini (1.11-rasm) stator toki misolida ko'rib chiqamiz. Aylantirish ikki etapda amalga oshiriladi. Teskari aloqa aylantirish kanalida uch fazali tizimning sinusoidal kattaliklari ikki fazali tizim sinusoidal kattaliklarga aylantiriladi, keyin esa ikki fazali tizim, o'zgarmas tok signalini o'zida aks ettiruvchi, fazoviy vektorlarning  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalariga aylantiriladi. To'g'ri aylantirish kanalida oldin o'zgarmas tok signalidan o'zgaruvchilarning ikki fazali tizimi shakllantiriladi, keyin esa uni kattaliklarning uch fazali tizimiga aylantiriladi.



1.11-rasm. Vektorli boshqarishda koordinatalar almashunuving tuzulmasi

Toklarning uch fazali tizimidan qo'zg'almas kordanata tizidagi ikki fazaligasiga aylantirish uchun kerakli formulalarni topishda stator toki fazoviy vektorini qo'zg'almas koordinata tizimida qarab chiqamiz:

$$\begin{aligned}\tilde{I}_{1x-y} &= \frac{2}{3} \left( i_{1A} + i_{1B} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{1C} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{1B} - i_{1C}) \right],\end{aligned}$$

bu erda  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$ ,  $i_{1C}$  – stator cho'lg'amlaridagi toklarning oniy qiymatlari.

Ikkinchi tomondan,  $\tilde{I}_{1x-y}$  vektor qo'zg'almas koordinata tizimi  $x$  va  $y$  o'qlaridagi proeksiyalar yig'indisi shaklida ham tasvirlanishi mumkin:

$$\tilde{I}_{1x-y} = i_{1x} + j i_{1y}.$$

$i_{1x}$  va  $i_{1y}$  proeksiyalar mos ravishda sinusoidal va kosinusoidal funksiyalar hisoblanadi.

Ushbu ifodalarning haqiqiy va mavhum qismlarini tenglashtirib ikki fazali o'zgaruvchilarni qo'zg'almas koordinata tizimidagi o'zgaruvchilarning uch fazali tizimiga aylantirish uchun kerakli formulalariga ega bo'lamiz:

$$\begin{aligned}i_{1x} &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) \right] = i_{1A}; \\ i_{1y} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{1B} - i_{1C}).\end{aligned}\tag{1.14}$$

Ushbu ifodalardan birinchisini soddalashtirish,  $(1/2)i_{1A}$  ko'paytmaning kvadratini qo'shib ayirish va uch fazali simmetrik tizimda  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  tenglama o'rinli ekanligi hisobga olib amalga oshirilgan.  $\tilde{F}$  vektor misolida qo'zg'almas koordinata tizimidan aylanuvchan koordinata tizimiga o'tish formulasi  $\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j\theta_c}$  shaklida keltirilgan edi ( $\theta_c$  – qo'zg'almas  $x - y$  tizimga nisbatan  $\alpha - \beta$  koordinata tizimi burilish burchagining oniy qiymati). Ushbu ifoda asosida  $\tilde{I}_{1\alpha-\beta} = \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c}$  deb yozishimiz mumkin va kompleks

sonning ko'rsatgichli shaklidan trigonometrik shakliga o'tish qoidasidan foydalangan holda stator toki vektori uchun quyidagiga ega bo'lamiz:

$$i_{1\alpha} + ji_{1\beta} = (i_{1x} + ji_{1y})(\cos\theta_c - j\sin\theta_c),$$

bundan tokning fazoviy vektorining hisoblash qoidasi quyidagi shaklda ekanligi kelib chiqadi:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos\theta_c + i_{1y} \sin\theta_c; \quad i_{1\beta} = -i_{1x} \sin\theta_c + i_{1y} \cos\theta_c. \quad (1.15)$$

Aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi fazoviy vektor proeksiyalarini ikki fazali tizimga aylantirish  $\tilde{I}_{x-y}^* = \tilde{I}_{\alpha-\beta}^* e^{j\theta_c}$  ifoda asosida amalga oshiriladi. Koordinata tizimi o'qlaridagi vektorlarning proeksiyalarida quyidagini yozishimiz mumkin:

$$i_{1x}^* = i_{1\alpha}^* \cos\theta_c - i_{1\beta}^* \sin\theta_c; \quad i_{1y}^* = i_{1\alpha}^* \sin\theta_c + i_{1\beta}^* \cos\theta_c. \quad (1.16)$$

$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  tenglamadan, A faza tokining oniy qiymati  $i_{1A}^* = -(i_{1B}^* + i_{1C}^*)$  kabi aniqlanadi.  $i_{1A}^* = i_{1x}^*$  ekanligini inobatga olib hamda, (1.14) ifodaga asosan quyidagini yozishimiz mumkin:

$$i_{1x}^* = -(i_{1B}^* + i_{1C}^*); \quad i_{1y}^* = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{1B}^* - i_{1C}^*),$$

bundan, ikki fazali tizimdagi toklar orqali ifodalangan, uch fazali tizim toklarining oniy qiymatlarini aniqlashdigan ifodaga ega bo'lamiz:

$$i_{1A}^* = i_{1x}^*; \quad i_{1B}^* = -\frac{1}{2}(i_{1x}^* - \sqrt{3}i_{1y}^*); \quad i_{1C}^* = -\frac{1}{2}(i_{1x}^* + \sqrt{3}i_{1y}^*). \quad (1.17)$$

(1.14)...(1.17) formulalar koordinatalar almashinuvi sxemasidagi hisoblashlarni ifodalaydi. Hisoblashlar real vaqtda mikroprotessorli tizim asosida amalga oshirilishi kerak. (1.15) va (1.16) formulalar bo'yicha hisoblashlarni

amalga oshirish uchun  $\theta_c$  burchakning oniy qiymatini bilish kerak bo'ladi. U quyidagi usulda hisoblanadi:

$$\theta_c = \int_0^t \omega_{0el} dt = \int_0^t (\omega r_p + \omega_p) dt.$$

Sxemasida (1.11-rasmga q.) (1.14) va (1.17) formulalar bo'yicha almashtirishlar mos ravishda  $3/2$  va  $2/3$  bilan belgilangan, (1.15) va (1.16) formulalar bo'yicha esa mos ravishda  $e^{-j\theta_c}$  va  $e^{j\theta_c}$  bilan belgilangan.

$\alpha - \beta$  koordinata tizimida yozilgan kattaliklardan  $x - y$  ikki fazali koordinata tizimida yozilgan kattaliklarga o'tishda yuqorida bayon qilingan koordinatalar almashinuvidan tashqari qutbli koordinatalar tizimini qo'llash bilan bog'liq almashtirishlar ham mavjud. 1.12-rasmda stator tokining fazoviy vektori  $\tilde{I}_1$  va ikkita: qo'zg'almas  $x - y$  hamda aylanuvchan  $\alpha - \beta$  koordinata tizimlari ko'rsatilgan. Tok vektori va aylanuvchan koordinata tizimi haqiqiy o'qi orasidagi  $\alpha$  burchak faqatgina o'tkinchi jarayonlardagina o'zgaradi, barqarorlashgan rejimda esa o'zgarmas qoladi. U quyidagi formula bo'yicha aniqlanadi:

$$\alpha = \arctg(i_{1\beta}/i_{1\alpha}).$$

Tok vektori moduli quyidagicha hisoblanadi

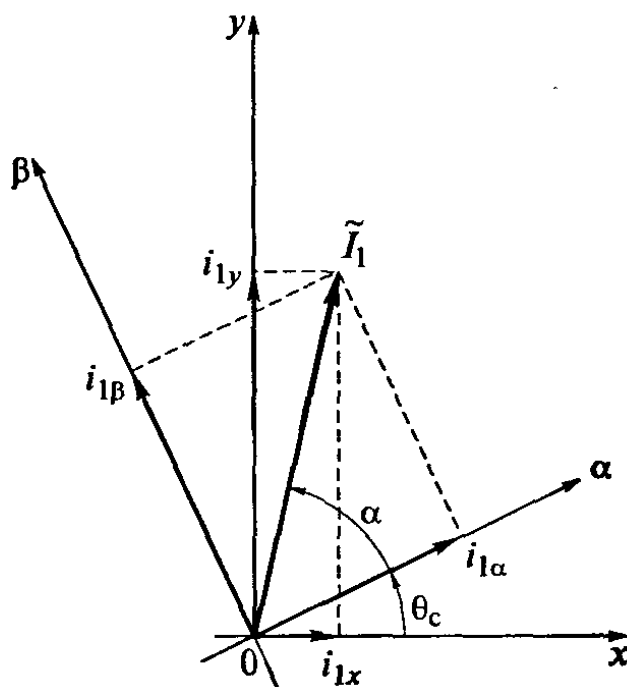
$$|\tilde{I}_1| = \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}.$$

Qo'zg'almas koordinata tizimi o'qlaridagi tok vektori proeksiyasining qiymati quyidagi ifodalar bo'yicha hisoblanadi:

$$i_{1x} = |\tilde{I}_1| \cos(\theta_c + \alpha);$$

$$i_{1y} = |\tilde{I}_1| \sin(\theta_c + \alpha).$$

Qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan aylanuvchan koordinata tizimi burilish burchagi  $\theta_c$  ning qiymati, shuningdek yuqorida bayon qilingan koordinatalar almashinuvi elektr yuritmaning boshqarish tizimida hisoblanadi.



1.12-rasm. Qutbli koordinata tizimidagi tokning fazoviy vektori

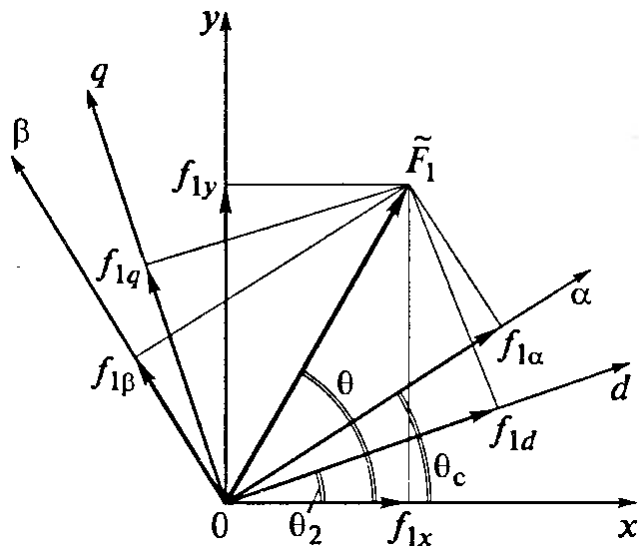


## 2-BOB

# ASINXRON MOTORLI ELEKTR YURITMANI VEKTORLI BOSHKARSHDA KOORDINATALAR TIZIMLARI VA ULARNING O‘ZARO BOG‘LIQLIGI

### 2.1. Kutbli koordinata tizimida fazoviy vektorlarni ifodalash

Statorli koordinata tizimidan tashqari dvigatelning rotor cho‘lg‘ami bilan bog‘langan va unga nisbatan qo‘zg‘almas turgan  $d - q$  rotorli koordinata tizimini ham qo‘llashimiz mumkin. Bu tizim elektrik fazoda rotor bilan birga aylanadi. Ushbu koordinata tizimida qaralayotgan fazoviy vektorlarni  $d - q$  indeks bilan belgilaymiz, mos ravishda bunday indekslar bilan fazoviy vektorlarni  $d$  va  $q$  o‘qlaridagi proeksiyalarini ham belgilaymiz. Rortorga tegishli kattaliklarni 2 indeksi bilan yozish qabul qilinganligi uchun rotorli koordinata tizimi haqiqiy sonlar o‘qi  $d$  va statorli koordinata tizimidagi qo‘zg‘almas  $x$  o‘qi orasidagi burchakni  $\theta_2$  deb belgilaymiz. Rotorning fizik fazodagi burilishi va elektrik fazodagi burilishi orasidagi farqni nazardan chetga chiqarmaslik kerak. 2.1-rasmda belgilangan barcha burchaklarning o‘lchov birligi el.rad. Rasmda tasvirlangan fizik fazoda o‘qlarning joylashuv holatlari faqatgina motorning juft qutblar soni  $r_p = 1$ teng bo‘lganiga mos keladi.



2.1-rasm. Turli koordinata tizimlarida fazoviy vektorning joylashuvi

Rasmda shuningdek  $x - y$  va  $d - q$  koordinatalar tizimlariga nisbatan ixtiyoriy yoʻnaltirilgan yana bir umumiy  $\alpha - \beta$  koordinata tizimi tasvirlangan. Bunday keyingi bayonlarimizda ushbu koordinata tizimi elektrik fazoda taʼminot manbai kuchlanishining burchak chastotasiga teng boʻlgan sinxron burchak tezlik bilan aylanadigan tizim deb qaraymiz. Statorli koordinata tizimiga nisbatan ushbu tizimning burilish burchagining oniy qiymatini  $\theta_s$  deb belgilangan.

MYUK vektorini fazoviy vektor misolida qarashni davom ettirib, qoʻzgʻalmas  $x - y$  koordinatalar tizimiga nisbatan aylanuvchi vektor uchun quyidagi ifodani yozishimiz mumkin:

$$\tilde{F}_{1x-y} = F_{1max} e^{j\theta}, \quad (1.12)$$

yoki

$$\tilde{F}_{1x-y} = F_{1max} (\cos \theta + j \sin \theta) = f_x + j f_y,$$

bu erda  $F_{1max}$  – MYUK ning amplituda qiymati.

Burchak  $\theta$  vaqtning funksiyasi hisoblanadi, agar elektr yuritma ish rejimining oʻzgarishida MYUK qiymati oʻzgarsa  $F_{1max}$  ning qiymati ham oʻzgarishi mumkin.

SHunga o‘xshash tarzda fazoviy vektor ifodasini rotorli koordinata tizimi uchun yozishimiz mumkin. Buning uchun  $d - q$  koordinata tizimining o‘zi statorli koordinata tizima nisbatan  $\theta_2$  burchakga siljishini hisobga olish kerak:

$$\tilde{F}_{1d-q} = F_{1max} e^{j(\theta - \theta_2)}. \quad (1.13)$$

Fazoviy vektor proeksiyasi orqali  $d - q$  koordinata tizimidagi ifodaning yozilishi quyidagi ko‘rinishda bo‘ladi

$$\tilde{F}_{1d-q} = F_{1max} [\cos(\theta - \theta_2) + j \sin(\theta - \theta_2)] = f_d - jf_q.$$

(1.12) va (1.13) ifodalarni solishtirish natijasida statorli tizimdan rotorli tizimga va teskarisiga rotorli tizimdan statorli tizimga o‘tkazish formulalariga ega bo‘lamiz:

$$\tilde{F}_{1d-q} = F_{1max} e^{j\theta} e^{-j\theta_2} = \tilde{F}_{1x-y} e^{-j\theta_2}; \quad (1.14)$$

$$\tilde{F}_{1x-y} = F_{1d-q} e^{j\theta_2}. \quad (1.15)$$

Umumiy koordinata tizimida fazoviy vektor quyidagi ko‘rinishda yoziladi

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1max} e^{j(\theta - \theta_c)},$$

yoki

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1max} [\cos(\theta - \theta_s) + j \sin(\theta - \theta_s)] = f_\alpha - jf_\beta.$$

Fazoviy vektorni umumiy koordinata tizimida yozilishi bilan statorli yoki rotorli tizimdagi yozilishi orasidagi bog‘lanish quyidagicha aniqlanadi:

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1max} e^{j\theta} e^{-j\theta_c} = \tilde{F}_{1x-y} e^{-j\theta_c}; \quad (1.16)$$

$$\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j\theta_c}; \quad (1.17)$$

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1max} e^{j(\theta - \theta_c)} e^{j\theta_2} e^{-j\theta_2} = \tilde{F}_{1d-q} e^{-j(\theta_c - \theta_2)};$$

$$\tilde{F}_{1d-q} = \tilde{F}_{\alpha-\beta} e^{j(\theta_c - \theta_2)}. \quad (1.18)$$

Keyingi bayonlarimizdan shu narsa ma’lum bo‘ladiki, asinxron dvigatelli elektr yuritmani matematik ifodalanishida, ham statorli koordinata tizimidagi

kattaliklar ham rotorli koordinata tizimidagi kattaliklar mavjud bo‘ladi. Bu barcha kattaliklarni qandaydir bitta umumiy tizimga keltirilish kerak. YUqorida keltirilgan formulalar buni amalga oshirish imkoniyatini beradi.

Asinxron motorlarda ideal salt ishlash rejimidan tashqari qolgan barcha rejimlarda ta‘minot kuchlanishining burchak chastotasi  $\omega_{0el}$  va elektrik fazodagi rotorning tezligi  $r_p\omega$  turlicha bo‘ladi. Statoridagi kuchlanishning burchak chastotasi bilan elektrik fazodagi dvigatelning tezligi orasidagi farq  $\omega_{0el} - r_p\omega$  rotor EYUKining burchak chastotasini belgilaydi va bu farq elektr yuritmani matematik ifodalash jarayonida hisobga olinishi kerak.

Fazoviy vektorni o‘ziga xos xususiyatini xulosa o‘rnida aytishimiz mumkin: vaqtning har bir momentidagi fazoviy vektorning cho‘lg‘am o‘qidagi proeksiyasi ushbu cho‘lg‘am kattaliklarning oniy qiymatlariga teng bo‘ladi.

## **2.2. Aylanuvchan koordinata tizimida fazoviy vektorlarni ifodalash**

Sinxron dvigatel statorining konstruksiyasi asinxron dvigatel statorining konstruksiyasidan farq qilmaydi. Unda xuddi asinxron dvigatelnikiga o‘xshab uch fazali cho‘lg‘am joylashgan bo‘ladi. Cho‘lg‘am uch fazali kuchlanish manbaidan ta‘minlanganda ulardan oqib o‘tuvchi tok sinxron tezlik bilan aylanuvchi magnit maydonni hosil qiladi. Sinxron motor rotorining konstruksiyasi asinxron motor rotori konstruksiyasidan keskin farq qiladi. Sinxron motor rotorida o‘zgarmas tok manbaidan ta‘minlanadigan bir fazali (qo‘zg‘atuvchi) cho‘lg‘am joylashgan bo‘ladi. O‘zgarmas qo‘zg‘atish tokining mavjudligi rotorni o‘zining magnit maydonini hosil bo‘lishiga olib keladi. Bu maydon statorning aylanuvchan magnit maydoni bilan ilashadi va rotorni stator maydoni tezligi bo‘yicha sinxron aylanishiga majbur qiladi. SHuning uchun barqarorlashgan rejimda dvigatelning tezligi hamma vaqt sinxron tezlik  $\omega_0$  ga teng bo‘lib, bu qiymat ta‘minot kuchlanishi chastotasi va stator cho‘lg‘amining juft qutblar soni  $\omega_{0el}/r_p$  bilan aniqlanadi. Dvigatel tezligining sinxronlikdan lahzali og‘ishi faqatgina o‘tkinchi

jarayonlarda, masalan dvigatel validagi yuklamaning o'zgarishi natijasida yuzaga kelishi mumkin. O'tkinchi jarayon oxirida va agar yuklama momenti ruxsat etilgan maksimal qiymatidan oshmasa tezlik yana  $\omega_0$  qiymatiga qaytadi.

Sinxron dvigatellar konstruktiv tuzilishidan qat'iy nazar ayon qutbli va ayonsiz qutbli dvigatellarga bo'linadi. Birinchi holda rotor qutblari rotorning o'zidan alohida tarzda tayyorlanadi. Elektrotexnik po'latdan tayyorlangan o'zakda qo'zg'atish cho'lg'ami o'ramlari o'rnatiladi va tayyor o'ramli qutblar rotorga mahkamlanadi. Ikkinchi holda rotorning magnit o'tkazgichi yig'iladigan elektrotexnik plastinkalarda maxsus radial o'yiqlar mavjud bo'ladi. Rotor yig'ilgandan keyin uning sirtida hosil bo'lgan bo'ylanma pazlarda qo'zg'atish cho'lg'ami o'ramlari joylashtiriladi. Rotor uzunligi bo'ylab tizilgan maxsus pazlarda dempferli (ishga tushirish) cho'lg'amining o'zaklari o'rnatiladi.

Ushbu o'zaklar rotor tishlari bilan qisqa tutashtiruvchi segmentlar bilan birlashtiriladi, alohida qutblar segmentlari o'zaro birlashtirilib natijada asinxron dvigatelniki kabi olmag'on g'idirakini eslatuvchi qisqa tutashtirilgan cho'lg'am hosil bo'ladi. Ushbu cho'lg'am sinxron dvigatelni ishga tushirish uchun xizmat qiladi. Ishga tushirish jarayonida u asinxron dvigatel kabi tezlanish oladi, biroq sinxron tezlikka o'tishda rotor cho'lg'amiga qo'zg'atish kuchlanishi beriladi va dvigatel sinxronlikka harakat qiladi. Ishga tushirish vaqtiga dvigatel qismalarida katta EYUK hosil bo'lishini olini olish maqsadida qo'zg'atish cho'lg'ami qisqa tutashtiriladi yoki qo'shimcha qarshilik ulanadi. SHuningdek dempferli cho'lg'am o'tkinchi jarayonda hosil bo'luvchi rotorni tebranishiga olib keladi. Barqarorlashgan sinxron rejimda, ya'ni qachonki stator maydonining tezligi va rotorning tezligi bir-biriga teng bo'lganda dempferli cho'lg'amda tok bo'lmaydi.

YAyon qutbli rotorli motor bilan yayonsiz qutbli rotorli motorning konstruktiv farqi asosan birinchi navbatda, rotor qutblari bilan mos keluvchi va  $d$  o'q sifatida belgilanuvchi to'g'ri o'q bo'yicha yo'nalgan stator cho'lg'amining induktivligi, hamda  $q$  o'q deb belgilanuvchi kvadraturali o'q bo'yicha yo'nalgan stator cho'lg'amining induktivligi bir xil bo'lmasligi hisoblanadi. Ikkinchidan ushbu induktivliklar bir-biriga tengdir.

Odatda sinxron dvigatellar – katta quvvatli rostlanmaydigan elektr yuritmalarda qo‘llanadigan sinxron tezligi 100 dan 3000 ayl/min. etadigan quvvati bir necha o‘ndan kilovatt dan bir necha o‘n ming kilovattgacha bo‘ladigan ulkan motor xisoblanadi. SHunga qaramay rostlanadigan manbadan ta‘minlanayotgan sinxron dvigatelning tezligini rostlash, stator kuchlanishining chastotasini o‘zgartirish orqali amalga oshirish mumkin.

Sinxron dvigatelda kechadigan elektromagnit jarayonlarni eng sodda hol uchun, ya‘ni dempferli cho‘lg‘am rotorda bo‘lmagan hol uchun qarab chiqamiz. Buning uchun faqatgina ayon qutbli rotorli dvigatelni ko‘rib chiqamiz, biroq shuni nazarda tutish kerakki, ayon qutblidan ayonsiz qutbli motorga o‘tishda faqatgina motorning matematik ifodalanishida stator cho‘lg‘amining induktivligi ikkala o‘q bo‘yicha teng deb qabul qilish kerak bo‘ladi.

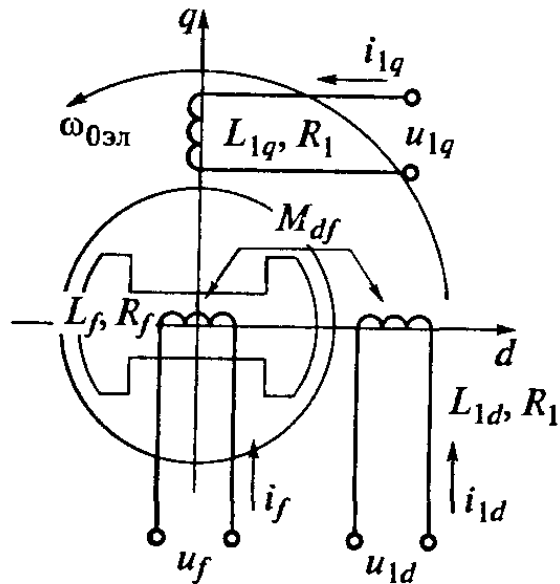
Asinxron dvigatelning matematik ifodalanishi jarayonida bajarilganidek, qaralayotgan hol uchun rotor bilan bog‘langan va u bilan birga aylanuvchi  $d - q$  koordinatalar tizimini kiritamiz. Lekin asinxron va sinxron dvigatellardagi  $d - q$  koordinatalar tizimi orasida sezilarli farq boriki, bu farq birinchi holda ushbu koordinata tizimi elektrik fazoda rotor tezligiga  $r_p \omega = \omega_{0el} - \omega_r$  teng tezlik bilan aylanadiki bu ideal salt ishlash rejimidan tashqari qolgan barcha rejimlarda sinxron tezlikdan farq qiladi. Ikkinchi holda elektrik fazodagi uning tezligi hamma vaqt sinxron tezlik  $r_p \omega_0 = \omega_{0el}$  ga tengdir. SHunday qilib, sinxron dvigatelning matematik ifodalanishida  $d - q$  koordinata tizimi, asinxron dvigatelni matematik ifodalanishida qo‘llanilgan sinxron tezlik bilan aylanuvchan  $\alpha - \beta$  koordinatalar tizimi kabi rolni o‘taydi.

Sinxron dvigatelning stator cho‘lg‘ami asinxron dvigatelning stator cho‘lg‘amidan deyarli farq qilmasligi bois, stator kuchlanishining muvozanat tenglamasi (2.11) bevosita sinxron dvigatelning matematik ifodalanishida qo‘llanilishi mumkin. Buning uchun unga ta‘luqli fazoviy vektorlarni ularning koordinata o‘qlaridaga proeksiyalari orqali tasvirlash kerak bo‘ladi:

$$\tilde{U}_1 = u_{1d} + ju_{1q}; \tilde{I}_1 = i_{1d} + ji_{1q}; \tilde{\Psi}_1 = \psi_{1d} + j\psi_{1q}.$$

Rotor cho'lg'ami burchak chastotasi  $\omega_r$  teng bo'lgan uch fazali o'zgaruvchan tok bilan ta'sirlashadigan asinxron dvigateldan farqli ravishda, sinxron motor qo'zg'atish cho'lg'amidan o'zgarmas tok oqib o'tadi. Qo'zg'atish cho'lg'amidagi kuchlanish  $u_f$ , tok  $i_f$  va rotor oqim ilashuvi  $\Psi_f$ lar rotorga nisbatan qo'zg'almas va u bilan birga va mos ravishda  $d - q$  koordinata tizimi bilan birga aylanuvchi fazoviy vektorlar bilan tasvirlanishi mumkin. Ushbu farazda ular stator kuchlanishi, toki va oqim ilashuvilarini uch fazali tizimda qarab chiqish natijasida hosil bo'lgan fazoviy vektorlardan farq qilmaydi. SHuning uchun,  $d - q$  koordinata tizimining haqiqiy o'qlar  $d$  yo'nalishini qo'zg'atish cho'lg'ami o'qi yo'nalishi bo'ylab yo'naltirib, ya'ni  $d$  o'qni rotor oqimi ilashuvi vektori va u bilan mos keluvchi qo'zg'atish kuchlanishi va toki vektorlari bo'yicha yo'naltirib, o'zaro  $u_f = R_f i_f + p\Psi_f$  tenglama bilan bog'langan rotorga tegishli kattaliklarni fazoviy vektorlarning  $d$  koordinata o'qidagi proeksiyasi sifatida qarash mumkin.

Toklar va oqim ilashuvlari orasidagi bog'lanishlarni tahlil qilish uchun 2.2-rasmda tasvirlangan dvigatel modelidan foydalanish qulayroqdir. Modelda statorning uch fazali cho'lg'ami  $d - q$  aylanuvchan koordinata tizimiga nisbatan qo'zg'almas turgan va aktiv qarshilik  $R_1$  hamda  $L_{1d}$  va  $L_{1q}$  induktivliklar bilan xarakterlanuvchi ikki faza bilan almashtirilgan. Ushbu cho'lg'am o'qlari  $d$  va  $q$  koordinata o'qlari bo'ylab yo'nalgan. Ularga  $u_{1d}$  va  $u_{1q}$  o'qlar bo'yicha o'zgarmas kuchlanish qo'yiladi va natijada cho'lg'amlardan  $i_{1d}$  va  $i_{1q}$  toklar oqib o'tadi. Qarshiligi  $R_f$  va induktivligi  $L_f$  bo'lgan rotor cho'lg'amiga qo'zg'atuvchi kuchlanish  $u_f$  va tok  $i_f$  quyilgan. 2.2-rasmdan qo'rinib turibdiki, tanlangan koordinata o'qlarida stator oqim ilashuvi  $d$  o'q bo'yicha  $i_{1d}$  va  $i_f$  toklar bilan,  $q$  o'qi bo'yicha esa faqatgina  $i_{1q}$  tok bilan aniqlanadi.



2.2-rasm. Aylanuvchan koordinata tizimidagi sinxron dvigatelning modeli

YUqorida aytilganlarni hisobga olgan holda dempfersiz cho‘lg‘amli sinxron dvigatelda kechadigan elektromagnit jarayonlarning matematik modeli aylanuvchan koordinata tizimi o‘qidagi umumlashgan vektorlar proeksiyasi uchun yozilgan tenglamalar tizimi ko‘rinishida tasvirlanishi mumkin:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + p\psi_{1d} - \omega_{0el}\psi_{1q}; \quad (2.7)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + p\psi_{1q} + \omega_{0el}\psi_{1d}; \quad (2.8)$$

$$u_f = R_f i_f + p\psi_f; \quad (2.9)$$

$$\psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + M_{df} i_f; \quad (2.10)$$

$$\psi_{1q} = L_{1q} i_{1q}; \quad (2.11)$$

$$\Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{1d}, \quad (2.12)$$

bu erda  $R_1, R_f$  – mos ravishda stator cho‘lg‘ami va qo‘zg‘atish cho‘lg‘ami fazalarining qarshiliklari;  $L_{1d}, L_{1q}$  va  $L_f$  – mos ravishda  $d$  va  $q$  koordinata o‘qlari bo‘yicha stator cho‘lg‘amining to‘la induktivligi va qo‘zg‘atish cho‘lg‘amining to‘la induktivligi;  $M_{df}$  –  $d$  koordinata o‘qi bo‘yicha qo‘zg‘atish cho‘lg‘ami va stator cho‘lg‘ami orasidagi o‘zaro induksiya koeffitsienti,  $M_{df} = M_{fd}$ .

Odatda ma’lumotnomalarda sinxron motorlar parametrlari nisbiy birliklarda beriladi. SHuning uchun sinxron dvigatelda kechadigan elektromagnit jarayonlarni



matematik ifodalanishi masalasi qaralayotganda nisbiy birliklarga o‘tish maqsadga muvoffiq bo‘lar edi, ya’ni uning matematik ifodalanishiga kiruvchi tenglamalarni normallashtirish kerak. Normallashtirish uchun kerak bo‘ladigan baza qiymatlari shunday tanlanishi kerakki, unda dvigatelda kechagidan fizik jarayonlarni ifodalovchi birlamchi tenglamalarni maksimal qisqartirish imkonini bersin. (2.7)...(2.12) tenglamalarni normallashtirish uchun kattaliklarning baza qiymatlari quyidagi tarzda aniqlangan [47, 60]:

$$\text{stator} \text{dagi baza kuchlanishi } U_{1b} = U_{1n} \sqrt{2} = I_{1b} Z_b;$$

$$\text{stator} \text{dagi baza toki } I_{1b} = \sqrt{2} I_{1n};$$

$$\text{stator kuchlanishining baza burchak chastotasi } \omega_{0el.b} = \omega_{0el.b} = 2\pi f_n;$$

$$\text{stator cho‘lg‘ami baza oqim ilashuvi } \Psi_{1b} = U_{1b} / \omega_{0el.b};$$

$$\text{stator cho‘lg‘ami baza induktivligi } L_b = \Psi_{1b} / I_{1b};$$

$$\text{baza qo‘zg‘atish toki } I_{fb} = \frac{U_{1b}}{\omega_{0el.b} M_{df}} = \frac{\Psi_{1b}}{M_{df}};$$

$$\text{baza qo‘zg‘atish kuchlanishi } U_{fb} = R_f I_{fb};$$

$$\text{qo‘zg‘atish cho‘lg‘amining baza oqim ilashuvi } \Psi_{fb} = L_f I_{fb}.$$

Ushbu ifodalarda statorning baza induktivligi statorning baza toki baza oqim ilashuvini hosil qiluvchi induktivlik sifatida aniqlangan. Baza qo‘zg‘atish toki esa salt yurish rejimida dvigatelning baza tezligida baza kuchlanishi induksiyalanadigan qo‘zg‘atish cho‘lg‘amidagi tok sifatida aniqlangan. Kattaliklarning nominal qiymatlari “n” indeksi bilan belgilangan.

(2.7)...(2.12) tenglamalar tizimini nisbiy birliklarga o‘tkazish maqsadida tenglamalarga mavjud barcha o‘zgaruvchilarni ularning baza qiymatlariga bo‘linadi, agar kerak bo‘lganda birga teng bo‘lgan parametrlar nisbatiga ko‘paytiriladi:

$$\frac{u_{1d}}{U_{1b}} = \frac{R_1 i_{1d}}{Z_b I_{1b}} + p \frac{\psi_{1d} \omega_{0el.b}}{U_{1b} \omega_{0el.b}} - \frac{\omega_{0el} \psi_{1q} \omega_{0el.b}}{U_{1b} \omega_{0el.b}};$$

$$\frac{u_{1q}}{U_{1b}} = \frac{R_1 i_{1q}}{Z_b I_{1b}} + p \frac{\psi_{1q} \omega_{0el.b}}{U_{1b} \omega_{0el.b}} + \frac{\omega_{0el} \psi_{1d} \omega_{0el.b}}{U_{1b} \omega_{0el.b}};$$

$$\begin{aligned}\frac{u_f}{U_{fb}} &= \frac{R_f i_f}{R_f I_{fb}} + p \frac{\Psi_f L_f}{R_f I_{fb} L_f}; \\ \frac{\psi_{1d}}{\Psi_{1b}} &= \frac{L_{1d} i_{1d}}{L_b I_{1b}} + \frac{M_{df} i_f}{M_{df} I_{fb}}; \\ \frac{\psi_{1q}}{\Psi_{1b}} &= \frac{L_{1q} i_{1q}}{L_b I_{1b}}; \\ \frac{\psi_f}{\Psi_{fb}} &= \frac{L_f i_f}{L_f I_{fb}} + \frac{M_{fd} i_{1d}}{L_f I_{fb}} \frac{M_{fd} I_{fb}}{L_b I_{1b}} \frac{L_{1d}}{L_{1d}}.\end{aligned}$$

Kattaliklarning baza qiymatlari orasidagi bog‘lanishlarni hisobga olgan holda sinxron dvigatelda kechadigan elektromagnit jarayonlarni sinxron tezlik bilan aylanuvchi koordinata tizimida ifodalovchi nisbiy birlikdagi tenglamalar tizimiga ega bo‘lamiz (kattaliklarning nisbiy qiymatlarining belgilanishi absolyut qiymatlarning belgilanishidek qabul qilanadi, faqatgina tepasiga chiziqcha belgisi qo‘yiladi):

$$\begin{aligned}p\bar{\psi}_{1d} &= \omega_{0el.b}(\bar{u}_{1d} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1d} + \bar{\omega}_0 \bar{\psi}_{1q}); \\ p\bar{\psi}_{1q} &= \omega_{0el.b}(\bar{u}_{1q} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1q} - \bar{\omega}_0 \bar{\psi}_{1d}); \\ p\bar{\Psi}_f &= (\bar{u}_f - \bar{i}_f)/T_f;\end{aligned}\tag{2.13}$$

$$\bar{i}_{1d} = (\bar{\psi}_{1d} - \bar{i}_f)/\bar{x}_d;$$

$$\bar{i}_{1q} = \bar{\psi}_{1q}/\bar{x}_q;$$

$$\bar{i}_f = \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f)\bar{x}_d \bar{i}_{1d},$$

bu erda  $\bar{\omega}_0$  – statoridagi kuchlanishning nisbiy chastotasi,  $\bar{\omega}_0 = \omega_{0el}/\omega_{0el.b}$ ;  $\bar{R}_1$  – stator cho‘lg‘amining aktiv qarshiligi,  $\bar{R}_1 = R_1/Z_b$ ;  $\bar{x}_d$  – statorning bo‘ylanma o‘q bo‘yicha sinxron qarshiligi,  $\bar{x}_d = \omega_{0el.b}L_{1d}/Z_b = L_{1d}/L_b$ ;  $\bar{x}_q$  – statorning ko‘ndalang o‘q bo‘yicha sinxron qarshiligi,  $\bar{x}_q = \omega_{0el.b}L_{1q}/Z_b = L_{1q}/L_b$ ;  $T_f$  – qo‘zg‘atish cho‘lg‘amining vaqt doimiysi,  $T_f = L_f/R_f$ ;  $\sigma_f$  – koordinata tizimining  $d$  o‘qi bo‘yicha qo‘zg‘atish cho‘lg‘ami va stator cho‘lg‘ami magnit konturidagi sochilish koeffitsienti,  $\sigma_f = 1 - M_{df}^2/(L_f L_{1d})$ .

Nisbiy birlikdagi tenglamalar tizimiga o‘tishda  $M_{df}I_{fb}/(L_b I_{1b}) = 1$  ekanligi hisobga olingan.

Elektromagnit momentni aniqlash uchun (2.5) tenglamadan foydalanamiz, undagi  $\alpha$  va  $\beta$  indekslerini  $d$  va  $q$  bilan almashtiramiz:

$$M_d = (3/2)p_p(\psi_{1d}i_{1q} - \psi_{1q}i_{1d}).$$

Momentning baza qiymatini  $M_b = (3/2)p_p\Psi_{1b}I_{1b}$  ga teng deb tanlab va yuqoridagi tenglamaning ikkala qismini unga bo‘lib, momentning nisbiy birliklaridagi ifodasiga ega bo‘lamiz:

$$\bar{M}_d = \bar{\psi}_{1d}\bar{i}_{1q} - \bar{\psi}_{1q}\bar{i}_{1d}.$$

Tanlangan  $M_{d,b}$  va burchak tezlikning baza qiymatlari  $\omega_b = \omega_{0el.b}/r_p$  uchun elektr yuritma mexanikasining asosiy tenglamasi (2.16) ni quyidagi ko‘rinishda yozib olishimiz mumkin

$$p \frac{\omega}{\omega_b} = \frac{1}{J} \frac{M_b}{\omega_b} \left( \frac{M_d}{M_b} - \frac{M_s}{M_b} \right),$$

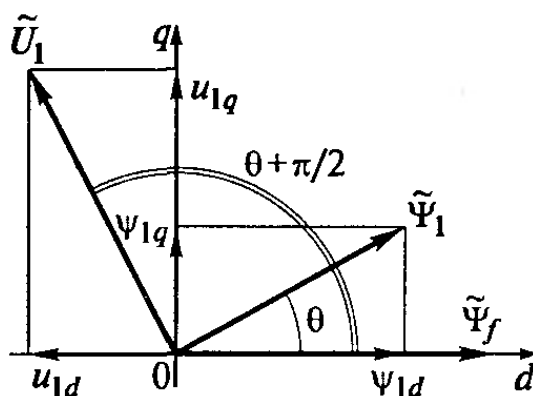
yoki normallashtirilgan shaklda

$$p\bar{\omega} = (\bar{M}_d - \bar{M}_c)/T_M,$$

bu erda  $T_M$  –elektr yuritmaning mexanik vaqt doimiysi,  $T_M = J\omega_b/M_b$ .

Valdagi yuklama momentining o‘zgarishi bilan tezligi o‘zgaradigan asinxron dvigateldan farqli ravishda sinxron dvigatellarda yuklamaning o‘zgarishi rotor holatining burchakiga va u bilan bog‘liq bo‘lgan o‘zgarish tezlikda stator oqim ilashuvi fazoviy vektoriga nisbatan rotor oqim ilashuvi fazoviy vektorining holatiga bog‘liq. Ideal salt ishlash rejimida rotor va stator oqim ilashuvlarining vektorlari fazoda mos tushadi. 2.5-rasmda tasvirlangandek dvigatel validagi yuklamaning mavjudligi rotor oqim ilashuvi vektori stator oqim ilashuvi vektoridan yuklama burchagi deb nomlanadigan qandaydir  $\theta$  burchakka orqada qoladi. Agar barqarorlashgan rejim qaralayotgan bo‘lsa, hamda stator cho‘lg‘amining aktiv qarshiligini hisobga olmasak, unda (2.11) va (3.1) va (3.2) tenglamalardan kelib chiqib aytish mumkinki, statoridagi kuchlanishni stator oqim ilashuvining hosilasi deb qarash mumkin va mos ravishda statoridagi kuchlanish

vektori stator oqim ilashuvi vektoridan  $\pi/2$  burchakka oldin keladi. Kuchlanish vektorining o'zgarish modelini  $|\tilde{U}_1| = U_1$  da yuklamaning o'zgarishi uning aylanuvchan  $d - q$  koordinata o'qlaridagi proeksiyalari nisbatining o'zgarishiga olib keladi. Nisbiy birliklarda ular  $\bar{u}_{1d} = -\bar{U}_1 \sin \theta$ ;  $\bar{u}_{1q} = -\bar{U}_1 \cos \theta$  kabi aniqlanadi.



2.5-rasm. Sinxron dvigatelning fazoviy vektor diagrammasi

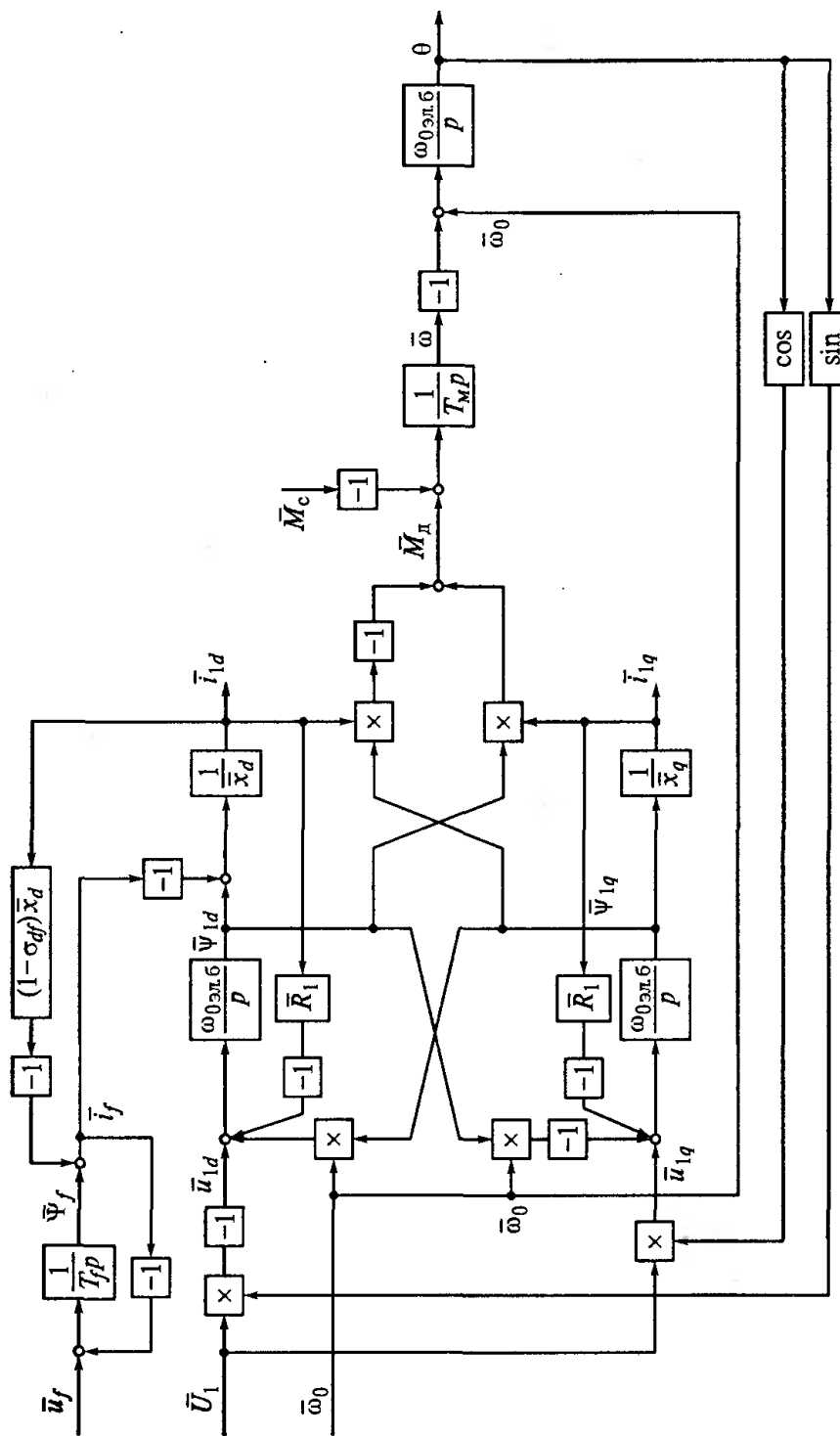
Radianlarda o'lchanadigan yuklama burchagi, elektrik fazoda stator va rotor maydonlari tezliklarining oniy qiymatlari farqidan integral olish orqali aniqlanadi:

$$\theta = \int_0^t (\omega_{0el} - p_p \omega) dt.$$

Radiantlarda o'lchanadigan  $\theta$  burchakni nisbiy birliklardagi tezlik orqali ifodalash operator shaklda yoziladi:

$$\theta = \omega_{0el.b} (\bar{\omega}_0 - \bar{\omega}) / r.$$

Aylanuvchan koordinata tizimidagi dempfer cho'lg'amisiz sinxron dvigatelli elektr yuritmaning tuzulmaviy sxemasi 2.6-rasmda tasvirlangan.



2.6-rasm. Aylanuvchan koordinata tizimidagi demper cho'lg'amisiz sinxron dvigatelli elektr yuritmaning tuzilmaviy sxemasi

### 2.3. Qo'zgalmas koordinata tizimida fazoviy vektorlarni

Oldingi qismlarda qarab chiqilgan asinxron dvigatelli elektr yuritma tezligini skalyar chastotaviy rostdash tamoyillari tezlikni rostdash diapazoni va dinamik xarakteristikalar uchun qo'yiladigan talab nisbatan uncha katta bo'lmagan elektr yuritmalar uchun keng qo'llaniladi. Tezlikni rostdash diapazoniga qo'yilgan talablar yuqori darajada bo'lgan elektr yuritmalar ishlarini tahlil qilish vektorli boshqarish tizimlari bilan ta'minlanishi mumkin. Aynan ushbu tizimlar asinxron dvigatelli elektr yuritmaning rostdash xususiyatini ochib berdi. Ungacha rostdash xususiyati faqatgina o'zgarmas tok dvigatelli elektr yuritmalar uchun o'rinli deb qaralardi.

Vektorli boshqarishning asosiy tamoyillar XX asrning 70-yillarida ishlab chiqilgan edi. Bugunki kunga kelib fundament nazariy tadqiqotlar natijasida, hamda elektronika va mikroprotessorli tizim oblastidagi erishilgan yutuqlarga asoslanib vektorli boshqariladigan elektr yuritmalar ishlab chiqildi va butun dunyo elektrotexnik firmalari tomonidan yoppasiga ishlab chiqarilmoqda.

Agar asinxron dvigatelning tezligini skalyar rostdash deganda o'zgaruvchan kattaliklar sifatida kuchlanish, tok va oqim ilashuvlarining effektiv qiymatlari qo'llaniladigan rostdash tizimi tushunilsa, unda vektorli boshqarish asosida ushbu kattaliklarni fazoviy vektorlarda tasvirlash yotadi (qo'llanmamizning 1.6-qismiga q.). SHuningdek ta'kidlash mumkinki, skalyar boshqarish asinxron dvigatelning almashtirish sxemasi asosidagi bog'lanishlarga asoslanadi (1.2- va 6.3- rasmlarga q.), vektorli boshqarish esa mos holatdagi tuzulmaviy sxemalarga asoslanadi (2-bobga q.).

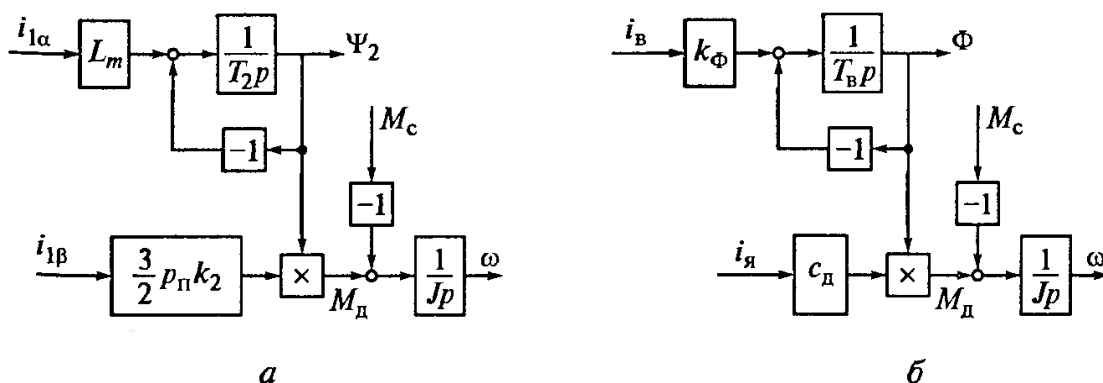
Skalyar va vektorli boshqarish orasidagi farqning ko'rgazmali ko'rinishi [35] ishda  $IR$  –kompensatsiya rejimini tahlil qilish asosida berilgan (6.4,b rasmga q.). Ular orasidagi farq quyidagicha talqin qilinadi: agar dvigatel statoridagi kuchlanish  $U_1$ , stator fazasi aktiv qarshiligidagi kuchlanish  $E_a$  va aktiv qarshilikdagi kuchlanish tushuvi  $I_1R_1$  modullarining yig'indisi sifatida shakllansa,

unda bunday boshqarish skalyar boshqarish hisoblanadi; agar kuchlanish  $U_1$  ushbu kattaliklarning vektorli yig'indisi sifatida  $\tilde{E}_a + \tilde{I}_1 R_1$  shaklanganda esa bunday boshqarish vektorli boshqarish hisoblanadi.

Vektorli boshqarish qo'llanilishining ma'nosini tushunish uchun  $\tilde{\Psi}_2$  vektor bo'yicha  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimining haqiqiy o'qlar orientatsiyasida asinxron dvigatelning fazoviy vektorlarda matematik ifodalanishiga murojaat qilamiz. Bunday matematik ifodalanishga (2.23)...(2.26) formulalar,  $\omega_{0el} = \omega\tau_p + \omega_r$  tenglama, elektromagnit moment uchun yozilgan ifoda va mexanikaning asosiy tenglamasi mos keladi. Ushbu formulalar asosida asinxron dvigatelning tuzulmaviy sxemasi quriladi (2.5-rasmga q.) va unda barcha o'zgaruvchilar o'zgarimas tok signallari sifatida tasvirlangan. Sxemada kiruvchi signallar stator kuchlanishi vektorining proeksiyalari  $u_{1\alpha}$  va  $u_{1\beta}$  hisoblansa, sxema elektromagnit qismining chiquvchi kattaliklari esa rotor oqim ilashuvi  $\Psi_2$  va elektromagnit moment  $M_d$  hisoblanadi. Rotor EYUK chastotasi  $\omega_r$  stator toki vektori va rotor oqim ilashuvining  $\beta$  o'qdagi proeksiyalari orqali hisoblanadi. O'z navbatida dvigatel tezligi  $\omega$  va rotor chastotasi  $\omega_r$  orqali manba kuchlanishi chastotasi  $\omega_{0el}$  hisoblanadi. Dvigatel tuzulmasida rotor oqim ilashuvining shakllanish kanali va elektromagnit momentning shakllanish kanali orasida chorrahaviy bog'lanish mavjud. Agar u yoki bu usul yordamida chorrahaviy bog'lanish ta'sirini kompensatsiya qilsak, unda  $\alpha$  o'q bo'yicha signal rotor oqim ilashuvi orqali,  $\beta$  o'q bo'yicha signal esa rotor oqim ilashuvining berilgan qiymati  $\Psi_2$  da elektromagnit moment orqali beriladi. SHunday qilib, qarab chiqilgan fazoviy vektorlar asosida qurilgan asinxron dvigatelning tuzulmasi xuddi mustaqqil qo'zg'atishli o'zgarimas tok dvigatelining tuzulmasi kabi bo'ladi.

Agar dvigatel ta'minot olayotgan o'zgartirgichda tezkor tokli konturlar yordamida (qo'llanmamizning 4.4-qismiga q.) stator tokining  $i_{1\alpha}$  va  $i_{1\beta}$  tashkil etuvchilari befosita shakllansa o'xshashlik yaqqolroq namoyon bo'ladi. 6.9,a rasmda ushbu holatdagi elektromagnit momentning shakllanish jarayonini aks

ettiruvchi 2.6-rasmda tasvirlangan tuzilmaviy sxemaning bir qismi ko'rsatilgan, 6.9,b rasmda esa mustaqqil qo'zg'atishli o'zgarmas tok dvigatelida elektromagnit momentning shakllanish sxemasi ko'rsatilgan. Unda  $k_f$  – o'zgarmas tok dvigatelining qo'zg'atish oqimi  $F$  bilan qo'zg'atish toki  $i_q$  ni bog'lovchi koeffitsient. Ko'rinib turibdiki, vektorli boshqariladigan elektr yuritmalarda asinxron dvigatel stator tokining  $i_{1\alpha}$  tashkil etuvchisi, o'zgarmas tok dvigatelidagi qo'zg'atish toki bajaradigan rolni o'ynaydi, rotorning vaqt doimiysi  $T_2$  qo'zg'atish vaqt doimiysi  $T_q$  ga ekvivalent,  $3r_p k_2/2$  koeffitsient esa o'zgarmas tok dvigatelining o'zgarmas toki  $s_d$  ga mos keladi. Vektorli boshqarishda, asinxron dvigatelli elektr yuritmaning dinamik xususiyatlarining yaxshilanishini o'tkinchi jarayonlarda rotor oqim ilashuvining o'zgarmasligini ta'minlash imkoniyati borligi bilan tushuntiriladi. Skalyar rostdashda esa o'tkinchi jarayonlarda stator va rotor toklarining o'zgarishi bilan rotor oqim ilashuvi o'zgaradi va bu elektromagnit momentning o'zgarish tezligining kamayishiga olib keladi. Rotor oqim ilashuvi o'zgarmasligini ta'minlovchi vektorli boshqariladigan elektr yuritmalarda stator tokining  $i_{1\beta}$  tashkil etuvchisi qanday tezlik o'zgarsa elektromagnit moment ham shunday tezlik bilan o'zgaradi (o'zgarmas tok dvigatelidagi yakor toki  $i_{ya}$  o'zgarishida momentning o'zgarishi kabi).



6.8-rasm. Vektorli boshqarishda asinxron dvigatelning tuzulmasi (a) ni mustaqqil qo'zg'atishli o'zgarmas tok dvigatelining tuzulmasi (b) bilan solishtirish

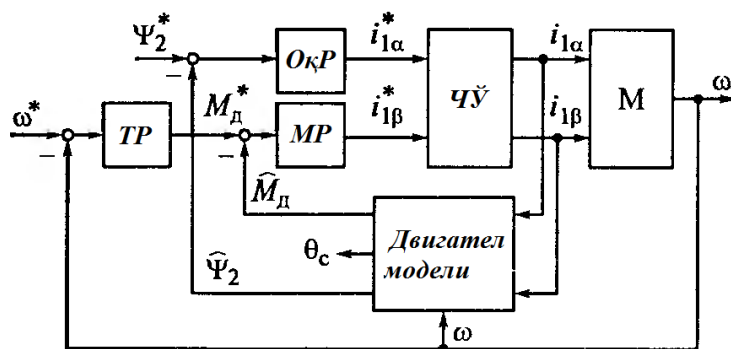


Vektorli boshqarish tizimi, yoki boshqacha qilib aytganda maydon bo'yicha orientatsiya tizimini ikkiga, maydon bo'yicha bevosita va bilvosita orientatsiyaga ajratish mumkin. Ushbu tushunchalar turlicha talqin qilinadi.

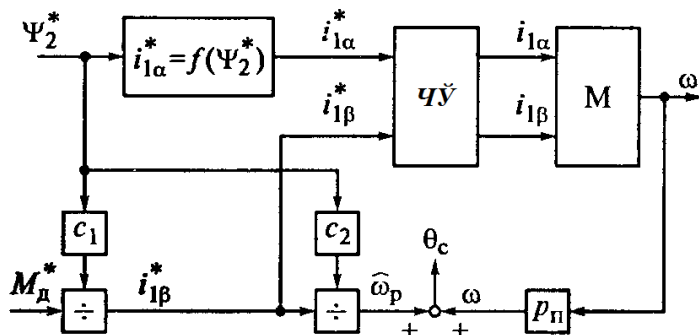
Birinchi talqinda [35, 60] maydon bo'yicha bevosita orientatsiyali tizimda faqatgina shunday tizimlar ta'luqli bo'ladiki, ularda oqimni bevosita o'lchash u yoki bu oqim datchiklari orqali amalga oshiriladi (qo'llanmamizning 7.3-qismiga q.). Ikkinchi talqin [61] bevosita orientatsiyali tizimlarga va oqim, dvigatel modeli bo'yicha hisoblanadigan tizimlarga ta'luqli bo'ladi. Chunki bu oqimni bevosita o'lchashda uni rostdashning yopiq konturini qurish imkoniyatini beradi. Ushbu holatda bilvosita o'lchash tizimiga faqatgina shunday tizimlar ta'luqli bo'ladiki, ularda oqim o'lchanmaydi ham va hisoblanmaydi ham, balki boshqa o'zgaruvchilarni berilishi orqali shakllanadi (6.10-rasm). Bu tizimda dvigatel M,  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimidagi matematik modeli ko'rinishida tasvirlangan (2.6-rasmga q.). SHuningdek tok bilan boshqariladigan chastota o'zgartirgich (CHO') inverter bilan tasvirlangan. 6.10,a rasmda maydon bo'yicha bevosita orientatsiyali vektorli boshqarishning ishlashini tushuntiruvchi elektr yuritmaning tuzulmasi ko'rsatilgan. Asinxron dvigatel elektr ta'minotini chastota o'zgartirgichdan oladi. O'zgartirgich uchun kirish signallari sifatida  $i_{1\alpha}^*$  va  $i_{1\beta}^*$  - aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi stator toki fazoviy vektorining proeksiyalari hisoblanadi. Dvigatel modelida  $i_{1\alpha}$  va  $i_{1\beta}$  toklarning haqiqiy qiymatlari hamda dvigatel tezligining qiymati  $\omega$  bo'yicha elektromagnit moment qiymati  $\hat{M}_d$  va rotor oqim ilashuvi  $\hat{\Psi}_2$  hisoblanadi. (modelda aniqlanadigan kattaliklarning ustida  $\wedge$  belgi qo'yilgan). SHuningdek shu erda  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimining  $x - y$  qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan burilish burchagi  $\theta_s$  oniy qiymati hisoblanadi (batafsil qo'llanmamizning 7.4-qismiga q.). Burilish burchagining qiymati koordinatalar almashinuvi sxemasida qo'llaniladi, lekin 6.10,a sxemada ko'rsatilmagan. Rotor oqim ilashuvi  $\hat{\Psi}_2$  oqim rostdlagichi (OqR) kirishidagi beriluvchi signal  $\Psi_2^*$  bilan solishtiriladi, dvigatel momenti  $\hat{M}_d$  - esa moment rostdlagichi (MR) ning kirishidagi momentning beriluvchi

signali bilan solishtiriladi. Momentning roslash konturi, tezlik roslagichli (TR) tashqi tezlik konturiga nisbatan ichki kontur hisoblanadi.

Maydon bo'yicha bilvosita orientatsiyali tizimida (6.10,b rasm) rotor oqim ilashuvini hisoblash yoki o'lchash tugunlari mavjud emas. Stator tokining talab qilinadigan tashkil etuvchilarining beriluvchi signallari  $\Psi_2^*$  oqim ilashuvi va elektromagnit momentning berilgan qiymatlari asosida shakllanadi. Toklarning beriluvchi qiymatlarini aniqlashda  $\alpha$  o'q bo'yicha  $\tilde{\Psi}_2$  vektor orientatsiyali tuzulmaviy sxema ko'rinishidagi dvigatelning matematik ifodalanishidan foylaniladi (2.6-rasmga q.). Demak, beriluvchi kattaliklar kiruvchi  $i_{1\alpha}^* = \psi_{2\alpha}^* (T_2 + 1)/L_m$  ifodadan  $i_{1\alpha}^* = f(\Psi_2^*)$  bog'lanish topiladi.  $\beta$  o'q bo'yicha tokning tashkil etuvchilari uchun yozilgan  $i_{1\beta}^* = M_d^*/((3/2)r_p k_2 \Psi_2^*)$  ifodadan  $s_1 = 1/((3/2)r_p k_2)$  koeffitsient aniqlanadi.  $s_2$  koeffitsient esa  $\omega_r = k_2 R_2 i_{1\beta}/\Psi_2$  ifoda asosida  $c_2 = 1/k_2 R_2$  kabi aniqlanadi.



a



b

6.10-rasm. Maydon bo'yicha bevosita va bilvosita orientatsiyali elektr yuritmaning tuzulmasi:

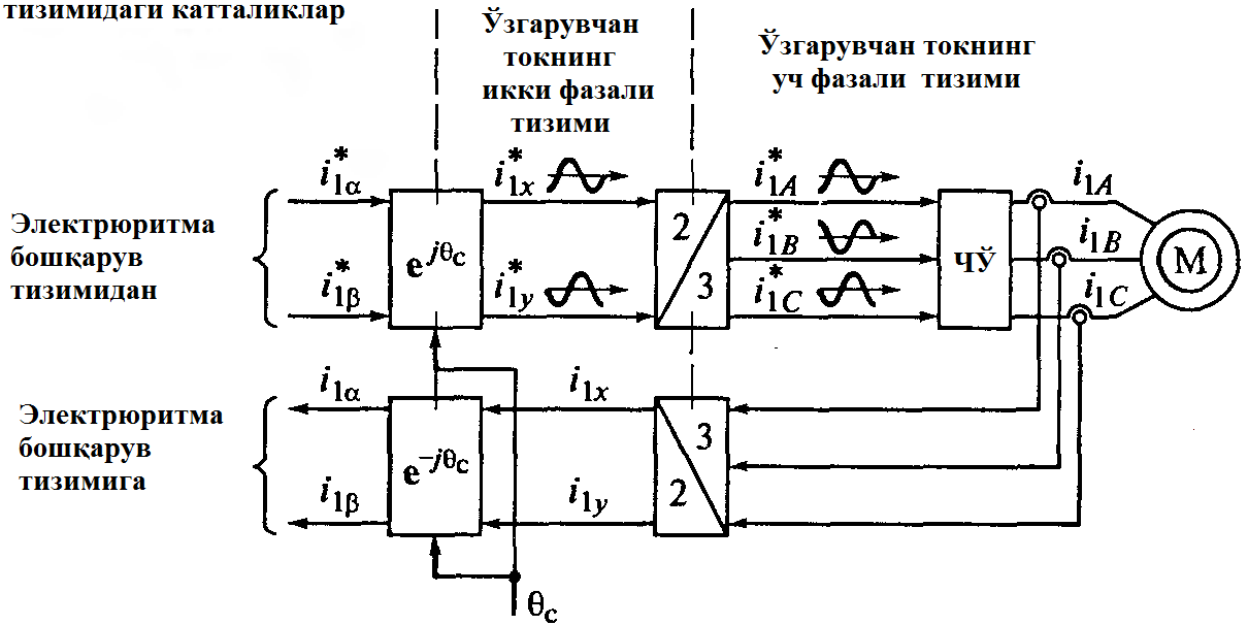
$a$  – dvigatel modeli bilan;  $b$  – bilvosita orientatsiya bilan

Oldin ta'kidlanganidek, aylanuvchan koordinata tizimidagi asinxron dvigatelning tuzulmaviy sxemasi tarkibida kiruvchi va chiquvchi kattaliklar sifatida mos fazoviy vektorlarning aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalari kiradi. Ushbu kattaliklar o'zgarmas tok kattaliklari hisoblanib, ular o'zgarmas tok elektr yuritmaning boshqarish tizimi kabi o'zgaruvchan tok elektr yuritmaning boshqarish tizimini qurish imkoniyatini beradi. Uch fazali asinxron dvigatelli real tizimda kuchlanish va toklar uch fazali sinusoidal tizim kattaliklari hisoblanadi. SHuning uchun 2.5- yoki 2.6-rasmlarda tasvirlangan tuzulmaviy sxemalar asosida elektr yuritmaning boshqarish tizimini qurishda unga koordinatalar almashinuvi sxemasi kiritilishi kerak. Koordinatalar almashinuvi sxemasi aylanuvchan koordinata tizimidagi o'zgarmas tok kattaliklarini qo'zg'almas koordinata tizimidagi uch fazali tizim kattaliklariga va teskarisiga aylantirish uchun xizmat qiladi.

Kattaliklarni bir koordinata tizimidan ikkinchisiga aylantirish jarayonini (6.11-rasm) stator toki misolida ko'rib chiqamiz. Aylantirish ikki etapda amalga oshiriladi. Teskari aloqa aylantirish kanalida uch fazali tizimning sinusoidal kattaliklari ikki fazali tizim sinusoidal kattaliklarga aylantiriladi, keyin esa ikki fazali tizim, o'zgarmas tok signalini o'zida aks ettiruvchi, fazoviy vektorlarning  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalariga aylantiriladi. To'g'ri aylantirish kanalida oldin o'zgarmas tok signalidan o'zgaruvchilarning ikki fazali tizimi shakllantiriladi, keyin esa uni kattaliklarning uch fazali tizimiga aylantiriladi.

Айланувчан координата тизимидаги катталиклар

Қўзғалмас координата тизимидаги катталиклар



6.11-rasm. Vektorli boshqarishda koordinatalar almashunuvining tuzulmasi

Toklarning uch fazali tizimidan qo'zg'almas kordanata tizidagi ikki fazaligasiga aylantirish uchun kerakli formulalarni topishda stator toki fazoviy vektorini qo'zg'almas koordinata tizimida qarab chiqamiz (qo'llanmamizning 1.4-qismiga q.):

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{1x-y} &= \frac{2}{3} \left( i_{1A} + i_{1B} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{1C} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{1B} - i_{1C}) \right], \end{aligned}$$

bu erda  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$ ,  $i_{1C}$  – stator cho'lg'amlaridagi toklarning oniy qiymatlari.

Ikkinchi tomondan,  $\tilde{I}_{1x-y}$  vektor qo'zg'almas koordinata tizimi  $x$  va  $y$  o'qlaridagi proeksiyalar yig'indisi shaklida ham tasvirlanishi mumkin:

$$\tilde{I}_{1x-y} = i_{1x} + j i_{1y}.$$

$i_{1x}$  va  $i_{1y}$  proeksiyalar mos ravishda sinusoidal va kosinusoidal funksiyalar hisoblanadi.

Ushbu ifodalarning haqiqiy va mavhum qismlarini tenglashtirib ikki fazali o'zgaruvchilarni qo'zg'almas koordinata tizimidagi o'zgaruvchilarning uch fazali tizimiga aylantirish uchun kerakli formulalariga ega bo'lamiz:

$$i_{1x} = \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) \right] = i_{1A};$$

$$i_{1y} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{1B} - i_{1C}). \quad (6.14)$$

Ushbu ifodalardan birinchisini soddalashtirish,  $(1/2)i_{1A}$  ko'paytmaning kvadratini qo'shib ayirish va uch fazali simmetrik tizimda  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  tenglama o'rinli ekanligi hisobga olib amalga oshirilgan. Qo'llanmamizning 1.5-qismida  $\tilde{F}$  vektor misolida qo'zg'almas koordinata tizimidan aylanuvchan koordinata tizimiga o'tish formulasi (1.17)  $\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j\theta_c}$  shaklida keltirilgan edi ( $\theta_c$  – qo'zg'almas  $x - y$  tizimga nisbatan  $\alpha - \beta$  koordinata tizimi burilish burchagining oniy qiymati). Ushbu ifoda asosida  $\tilde{I}_{1\alpha-\beta} = \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c}$  deb yozishimiz mumkin va kompleks sonning ko'rsatgichli shaklidan trigonometrik shakliga o'tish qoidasidan foydalangan holda stator toki vektori uchun quyidagiga ega bo'lamiz:

$$i_{1\alpha} + ji_{1\beta} = (i_{1x} + ji_{1y})(\cos \theta_c - j \sin \theta_c),$$

bundan tokning fazoviy vektorining hisoblash qoidasi quyidagi shaklda ekanligi kelib chiqadi:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta_c + i_{1y} \sin \theta_c; \quad i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta_c + i_{1y} \cos \theta_c. \quad (6.15)$$

Aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi fazoviy vektor proeksiyalarini ikki fazali tizimga aylantirish  $\tilde{I}_{x-y}^* = \tilde{I}_{\alpha-\beta}^* e^{j\theta_c}$  ifoda asosida amalga oshiriladi. Koordinata tizimi o'qlaridagi vektorlarning proeksiyalarida quyidagini yozishimiz mumkin:

$$i_{1x}^* = i_{1\alpha}^* \cos \theta_c - i_{1\beta}^* \sin \theta_c; \quad i_{1y}^* = i_{1\alpha}^* \sin \theta_c + i_{1\beta}^* \cos \theta_c. \quad (6.16)$$

$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  tenglamadan, A faza tokining oniy qiymati  $i_{1A}^* = -(i_{1B}^* + i_{1C}^*)$  kabi aniqlanadi.  $i_{1A}^* = i_{1x}^*$  ekanligini inobatga olib hamda, (6.14) ifodaga asosan quyidagini yozishimiz mumkin:

$$i_{1x}^* = -(i_{1B}^* + i_{1C}^*); \quad i_{1y}^* = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{1B}^* - i_{1C}^*),$$

bundan, ikki fazali tizimdagi toklar orqali ifodalangan, uch fazali tizim toklarining oniy qiymatlarini aniqlashdigan ifodaga ega bo‘lamiz:

$$i_{1A}^* = i_{1x}^*; \quad i_{1B}^* = -\frac{1}{2}(i_{1x}^* - \sqrt{3}i_{1y}^*); \quad i_{1C}^* = -\frac{1}{2}(i_{1x}^* + \sqrt{3}i_{1y}^*). \quad (6.17)$$

(6.14)...(6.17) formulalar koordinatalar almashinuvi sxemasidagi hisoblashlarni ifodalaydi. Hisoblashlar real vaqtda mikroprotessorli tizim asosida amalga oshirilishi kerak. (6.15) va (6.16) formulalar bo‘yicha hisoblashlarni amalga oshirish uchun  $\theta_c$  burchakning oniy qiymatini bilish kerak bo‘ladi. U quyidagi usulda hisoblanadi:

$$\theta_c = \int_0^t \omega_{0el} dt = \int_0^t (\omega r_p + \omega_p) dt.$$

Sxemasida (6.11-rasmga q.) (6.14) va (6.17) formulalar bo‘yicha almashtirishlar mos ravishda  $3/2$  va  $2/3$  bilan belgilangan, (6.15) va (6.16) formulalar bo‘yicha esa mos ravishda  $e^{-j\theta_c}$  va  $e^{j\theta_c}$  bilan belgilangan.

$\alpha - \beta$  koordinata tizimida yozilgan kattaliklardan  $x - y$  ikki fazali koordinata tizimida yozilgan kattaliklarga o‘tishda yuqorida bayon qilingan koordinatalar almashinuvidan tashqari qutbli koordinatalar tizimini qo‘llash bilan bog‘liq almashtirishlar ham mavjud. 6.12-rasmida stator tokining fazoviy vektori  $\vec{I}_1$  va ikkita: qo‘zg‘almas  $x - y$  hamda aylanuvchan  $\alpha - \beta$  koordinata tizimlari ko‘rsatilgan. Tok vektori va aylanuvchan koordinata tizimi haqiqiy o‘qi orasidagi  $\alpha$  burchak faqatgina o‘tkinchi jarayonlardagina o‘zgaradi, barqarorlashgan rejimda esa o‘zgarmas qoladi. U quyidagi formula bo‘yicha aniqlanadi:

$$\alpha = \arctg(i_{1\beta}/i_{1\alpha}).$$

Tok vektori moduli quyidagicha hisoblanadi

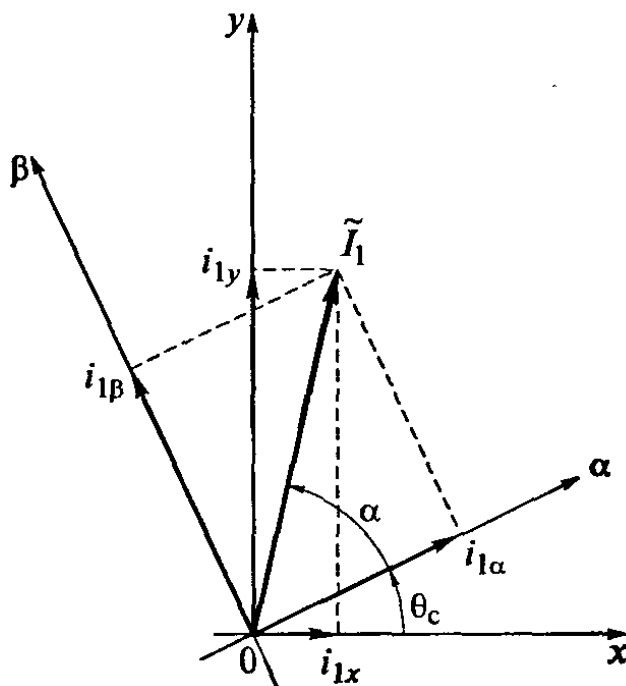
$$|\tilde{I}_1| = \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}.$$

Qo'zg'almas koordinata tizimi o'qlaridagi tok vektori proeksiyasining qiymati quyidagi ifodalar bo'yicha hisoblanadi:

$$i_{1x} = |\tilde{I}_1| \cos(\theta_c + \alpha);$$

$$i_{1y} = |\tilde{I}_1| \sin(\theta_c + \alpha).$$

Qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan aylanuvchan koordinata tizimi burilish burchagi  $\theta_c$  ning qiymati, shuningdek yuqorida bayon qilingan koordinatalar almashinuvi elektr yuritmaning boshqarish tizimida hisoblanadi.



6.12-rasm. Qutbli koordinata tizimidagi tokning fazoviy vektori

### 3-BOB.

## O'ZGARUVCHAN TOK ELEKTRYURITMANI TEZLIGINI DATCHIKSIZ ANIKLASH USULLARI

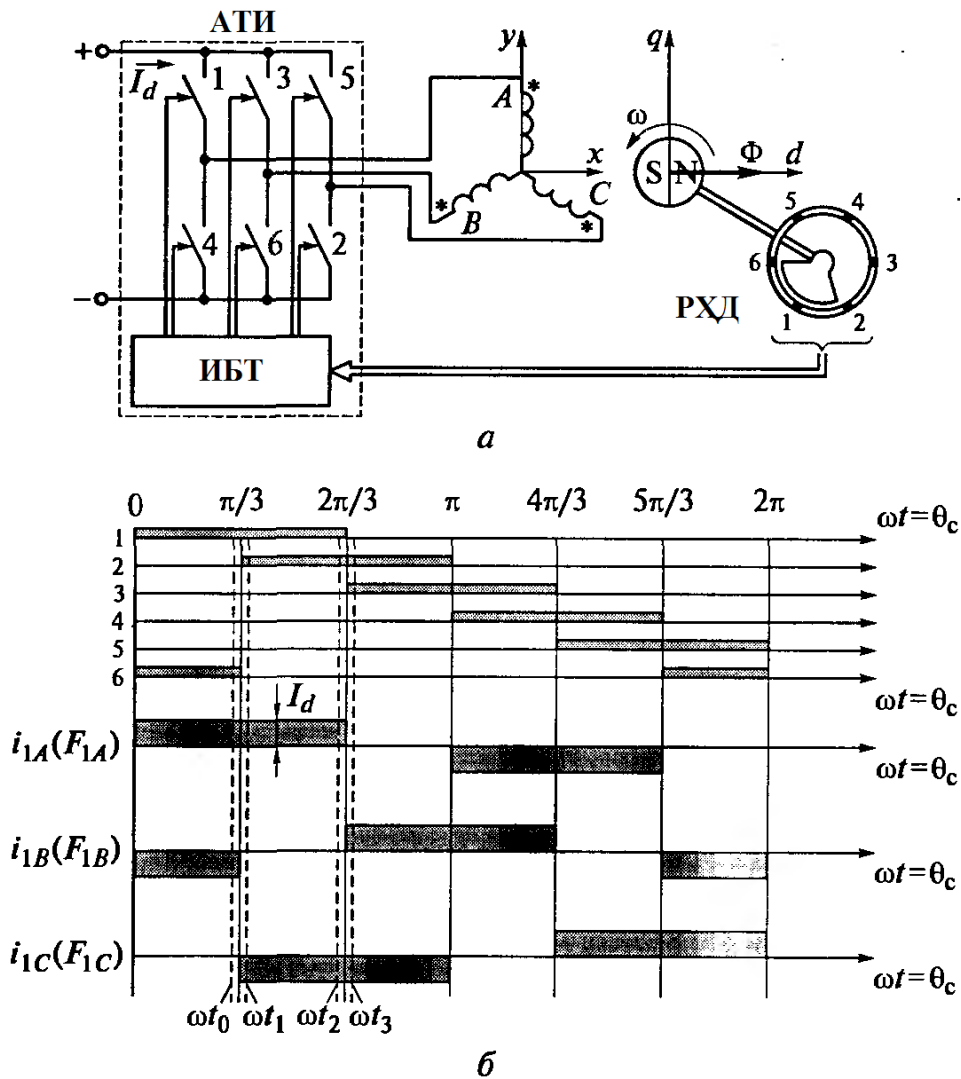
### 3.1. Asinxron motor tezligini aylanuvchan koordinata tizimida aniqlash

O'z-o'zini boshqaradigan sinxron dvigatelning ishlash prinsipini statorga qo'yilgan tokning shakli to'g'ri burchak bo'lgan kontaktsiz o'zgaruvchan tok dvigatelli elektr yuritma misolida ko'rib chiqish qulayroq bo'ladi.

Elektr yuritma tuzulmasini 3.1a rasmdagidek tasvirlash mumkin. Soddalashtirish uchun valdagi yuklama mavjud emas deb hamda stator cho'lg'amidagi juft qutblar soni birga teng deb qabul qilingan, bu esa fizik va elektrik fazolarini ajratmaslik imkonini beradi. Statorning *A*, *B*, *C* faza cho'lg'amlari avtonom tok invertordan (ATI) dan ta'minot oladi va bu ATI 4.10-rasmda tasvirlangan boshqaruvchi kalitlar (1-6) yordamida ishlovchi avtonom tok invertoridan farqli ravishda rotor holatining datchigi (RHD) yordamida boshqariladi. Ko'rilayotgan hol uchun (3.1a rasimga q.) rotor datchigi dvigatel valiga o'rnatilgan va u bilan birga aylanuvchi segment shaklida ishlangan. Datchikning qo'zg'almas qismida 1-6 raqamlar bilan belgilangan oltita sezgir element, hamda invertor kalitlari joylashgan. Agar qachonki segment biror bir sezuvchi elementni yopsa, ushbu element aktivlashadi va invertorni boshqarish tizimi (IBT) orqali invertorning mos kalitiga ta'sir qilib kalitni ulaydi va sezuvchi element segment ostidan ochilguncha ushlab turadi. Vaqtning ixtiyoriy momentida 1-3-5 guruhidan bir kalit va 2-4-6 guruhidan bir kalit ulangan bo'ladi va  $I_{1d}$  tok dvigatel statorining ikki cho'lg'ami orqali oqib o'tadi. Agar ma'lum bir ideal holat mavjud deb qabul qilib, RHD aktiv elementlarining ulanishi yopuvchi sigmentsiz amalga oshsa, ya'ni ixtiyoriy vaqt momentida invertorning ikkita kaliti ulanadigan bo'lsa, unda kalitlarning ulangan holatlarini va faza toklarini 5.1,b rasmda ko'rsatilganidek grafiklar orqali tasvirlash mumkin.



$\omega t = \omega t_0$  bo'lgan holda rotor 3.1a rasmda tasvirlangandek holatga ega bo'ladi. Bunga mos ravishda invertorning 1- va 6- kalitlari ulangan holatda bo'ladi. Rotor magnet oqimining vektori  $F$  hamda rotor bilan bog'langan aylanuvchan  $d$ - $q$  koordinata tizimining  $d$  bo'ylanma o'qi esa gorizontal yo'nalgan bo'ladi. Agar  $x$ - $y$  qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan rotorning burilish burchagini  $\theta_s$  deb belgilasak, unda bu holat uchun  $\theta_s = 0$  qiymat mos keladi.

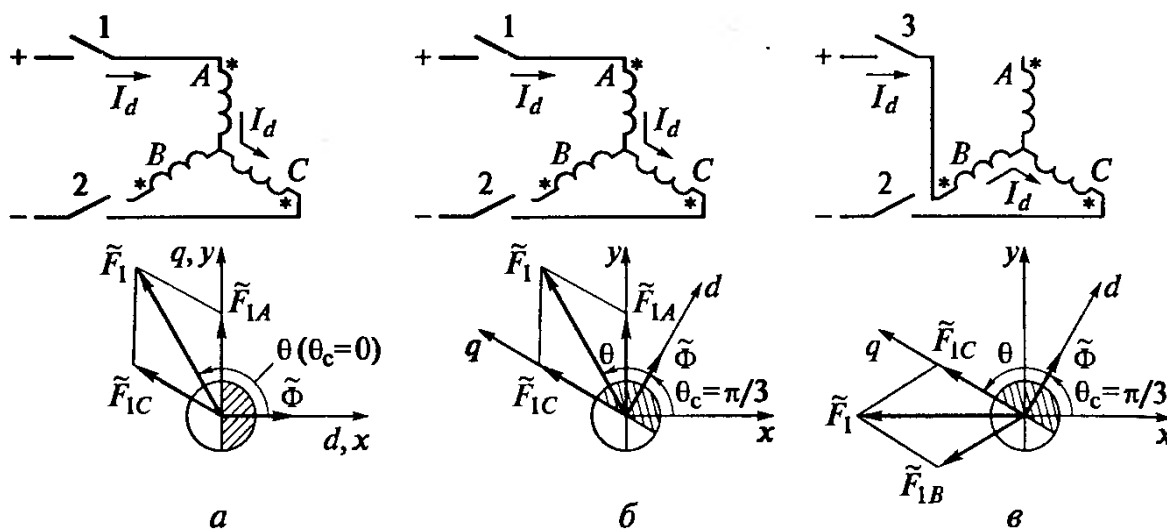


3.1-rasm. Kontaktsiz o'zgarmas tok dvigateli:

*a*-dvigatel tizimi; *b*-inverter kalitlarining ulanish algoritmi va faza toklarining shakli

3.2-rasmda uch xil vaqt momentida stator faza cho'lg'amlarining  $\tilde{F}_{1A}, \tilde{F}_{1B}, \tilde{F}_{1C}$  magnetlovchi kuchlari fazoviy vektorlarining o'zaro joylashgan holatlari tasvirlangan. Vaqtning har bir momentida  $I_{1d}$  tok ularning ikkitasi orqali o'tadi. Rasmda shuningdek natijaviy magnetlovchi kuch vektori  $\tilde{F}_1$  va rotor magnet

oqimi  $\tilde{F}$  ham ko'rsatilgan. Natijaviy magnitlovchi kuch vektori cho'lg'amlar uchlarining boshi va oxiriga nisbatan tokning yo'nalishini hisobga olgan holda ikki faza magnitlovchi kuchlarning geometrik yig'indisi ko'rinishida aniqlangan. Cho'lg'amlarning bosh uchlari \* bilan belgilangan.



3.2-rasm. Kontaktsiz o'zgarmas tok dvigatelidagi magnitlovchi kuchlar fazoviy vektorlarining holatlari: a-  $t=t_1$  bo'lganda; b-  $t=t_2$  bo'lganda; v-  $t=t_3$  bo'lganda;

Dvigatel  $t_0$  vaqt momentidan keyingi  $t_1$  vaqt momentida soat millariga qarrama-qarshi yo'nalishda aylanganda (3.1a rasmga q.), invertorning uzilgan 6-kaliti o'rniga 2-kaliti ulanadi. Bunda tok A faza cho'lg'amining bosh uchidan oxirgi uchu tomon va C faza cho'lg'amining oxirgi uchidan boshi uchi tomon yo'nalishida oqib o'tadi. Bu esa  $\tilde{F}_{1A}$ ,  $\tilde{F}_{1C}$  vektorlarning va natijaviy  $\tilde{F}_1$  vektorning holatlarini aniqlaydi (3.2,a rasmga qarang). Rotor va mos ravishda u bilan bog'liq bo'lgan  $\tilde{F}$  magnit oqimi vektori hali 3.1a rasmga ko'rsatilgandek holatda turadi. Dvigatelning elektromagnit momenti

$$M_d = \frac{3}{2} p_n |\tilde{F}_1| |\tilde{F}| \sin \theta,$$

bu erda  $|\tilde{F}_1|, |\tilde{F}|$  - mos ravishda magnitlovchi kuch va rotor magnit oqimining moluli;  $\theta$  - vektorlar orasidagi burchak, ko'rilayotgan hozirgi vaqt momentida bu qiymat  $2\pi/3$  rad.ga teng.

Elektromagnit moment ta'siri natijasida dvigatel rotorini soat millariga qarama-qarshi yo'nalishda buriladi va burchak  $\theta$  kamayadi. Agar qachonki bu burchak  $\pi/2$  qiymatgacha kamaysa dvigatel momentining qiymati maksimumga erishadi,  $\theta$  burchakning keyingi kamayishida dvigatel momentining qiymati kamayishni boshlaydi. Qachonki  $\omega t = \omega t_2$  bo'lsa  $\theta$  burchak  $\theta_s = \pi/3$  rad. teng bo'ladi (3.2,b rasmga q.), dvigatel momentining qiymati  $\omega t = \omega t_1$  bo'lgan holatdagi qiymatgacha kamayadi. Agar inverter kalitlarining holatlari o'zgarmay turganda edi, unda rotorning burilishi  $\vec{F}_1$  va  $\vec{F}$  fazoviy vektorlar bir-biriga mos tushgunga qadar davom etar edi. Lekin  $\theta_s = \pi/3$  rad. bo'lganda 1-kalit uziladi va 3-kalit ulanadi va bu  $\omega t = \omega t_3$  ga mos keladi (3.1-rasmga q.). Natijada  $\vec{F}_1$  vektor  $\pi/3$  rad.ga sakrab buriladi (5.2,v rasmga q.). Bu holatda vektorlarning o'zaro joylashuvi xuddi 3.2,a rasmga tasvirlangandek bo'ladi, lekin rotorning holati boshlang'ich holatga nisbatan  $\pi/3$  rad.ga farq qiladi. Bayon qilingan jarayon davom edati va dvigatel aylanadi.

Dvigatel momenti va tezligi pulsatsiyalanuvchi xarakterga ega. Dvigatel momentining berilgan pulsatsiya darajasidagi tezligining pulsatsiya darajasi elektr yuritmaning inersiya momentiga bog'liq va inersiya momenti qanchalik kichik bo'lsa tezlikning pulsatsiya darajasi shunchalik kuchayib boradi.

Avtonom tok inverteri bilan ishlovchi asinxron dvigatelli elektr yuritmaga o'xshash ravishda bayon qilingan ushbu dvigatelli elektr yuritmalarda tezlikni rostlashning yopiq konturi mavjud bo'lishi kerak. U holda tezlikning o'zgarishi masalan, beriluvchi signal tezligining oshishi  $I_d$  tok qiymatini va  $F_1$  magnitlovchi kuchning oshishiga olib keladi. Dvigatel momenti oshadi va u tezlikning oshishiga olib keladi. Agar bu holda yuklama momenti o'zgarmas tursa, o'tkinchi jarayon oxirida  $I_d$  tok va mos ravishda dvigatel momenti oldingi qiymatga qaytadi.

Moment pulsatsiyasining mavjudligi va shu bilan bog'liq bo'lgan dvigatelning notekis aylanishi qarab chiqilgan elektr yuritmaning asosiy kamchiliklardan biri hisoblanadi. Stator cho'lg'amlariga berilayotgan tok shaklini

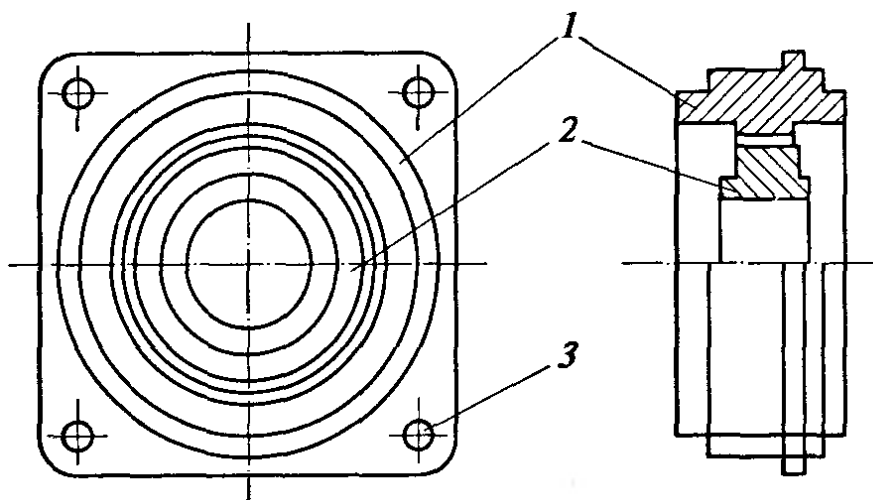
sunusoidal bo'lishi ushbu kamchilikni bartaraf qilishi mumkin. Bu tokning chastotasini rotor holatining datchigi orqali aniqlanishi kerak.

Zamonaviy ventilli dvigatellar, rotoriga o'rnatilgan o'zgarmas magnitdan qo'zg'aluvchi sinxron motorlar asosida ishlab chiqariladi. O'zgarmas magnitli dvigatellarning asosiy afzalligi-cho'tka kontaktlarining mavjud bo'lmasligi bilan bir qatorda o'zgarmas magnitlarning qo'llanishi bir qator ijobiy sifatlarni paydo bo'lishiga olib keladi. Ular: rotor inersiya momentining kichikligi; sovutish tizimining soddaligi (chunki rotorda yuklama toki bilan qiziydigan cho'lg'amning bo'lmaydi); qo'zg'atishda isrofning mavjud bo'lmasligi sababidan FIK ning yuqoriligi. YUqori statik aniqligi va tezlikni keng diapazonda rostlash imkoniyatining mavjudligi bilan bir qator ushbu sifatlarni asinxron dvigatelga nisbatan tan narxining balandligiga qaramay ventilli dvigatellarni elektr yuritmalarda qo'llanilishida asosiy omil bo'lib xizmat qiladi.

Ventilli dvigatellar ishlab chiqarilishining asosi bo'lgan sinxron motorlar mamlakatimizdagi va chet eldagi ko'pgina elektrotexnik firmalarda ishlab chiqariladi. Konstuktiv qo'llanishi bo'yicha ularni ikkiga bo'lish mumkin: korpusiz dvigatellar va korpusli dvigatellar.

Qo'llanishning birinchi turiga misol sifatida kontaksiz momentli dvigatel (KMD) turini keltirish mumkin. Bunday dvigatel 3.3-rasmda tasvirlangan. U stator cho'lg'ami joylashadigan stator halqasi 1 dan va o'zgarmas magnitli rotor 2 dan tashkil topgan. Rotor bevosita ishchi mashina organiga ulanishi mumkin. Stator ishchi mashinaning qo'zg'almas qismiga o'rnatiladi va boltlar 3 yordamida mahkamlanadi. Rotor holatining datchikki sifatida dvigatelning turli o'lchamlari uchun maxsus ishlab chiqarilgan va konstuktiv jihatdan dvigatelga o'xshaydigan sinus-kosinusli aylanuvchi transformator qo'llaniladi. Dvigatelning statorida qutblar soni rotor qutblar soniga teng bo'lgan odatda ikki fazali (kamdan-kam holatda uch fazali) cho'lg'am joylashtirilgan. Ikki fazali cho'lg'amli dvigatelda aylanuvchan magnet maydon bir-biriga nisbatan 90 el.grad.ga siljigan ikkita

kuchlanish ta'minoti orqali hosil bo'ladi. Uch fazali dvigatelda stator cho'lg'ami uch fazali kuchlanish manbasidan ta'minot oladi.



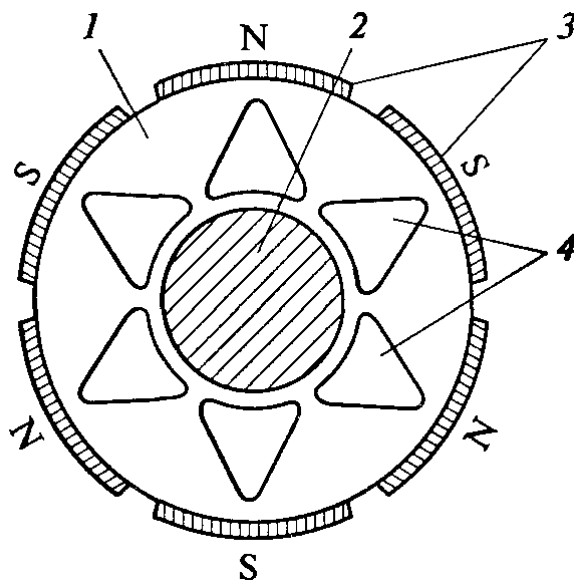
3.3-rasm. Korpussiz qo'llaniladigan o'zgaras magnitli sinxron dvigatel:  
1-stator xalqasi; 2-o'zgaras magnitli rotor; 3-mahkamlovchi teshiklar

Korpusli sinxron dvigatellarning konstruksiyasi odatiy sinxron dvigatellarning konstruksiyasiga yaqinroq bo'ladi, ya'ni rotor vali aylanadigan podshipnikli korpusga ega. Dvigatel statori shixtalangan po'lat paketlardan tashkil topgan bo'lib, uning pazlarida stator cho'lg'amlari o'rnatiladi. Rotor ko'pincha ayonsiz qutbli qilib ishlab chiqariladi. Korpusning ichida rotor valida rotor holatining datchikki joylashgan. Datchik odatda rotorda qo'zg'atish cho'lg'amli, statorda esa sinusli-kosinusli cho'lg'amli aylanuvchi transformatorning rezolveri qo'rinishida bo'ladi. O'zgaruvchan tok iste'mol qilayotgan rotor qo'zg'atish cho'lg'ami bilan statorga joylashgan birlamchi cho'lg'amning bog'lanishi halqali transformator orqali amalga oshiriladi va shu sababdan rezolver kontaksiz qurilma hisoblanadi. SHuningdek datchiklarning boshqa turlari ham qo'llaniladi. Dvigatel o'rnatilgan elektromagnit tormozga ega bo'lishi mumkin. Favqulotda sovutish odatda talab qilinmaydi.

Qutblar soni  $r_p = 3$  teng bo'lgan ayonsiz qutbli rotorning ko'ndalan kesimi 3.4-rasmda ko'rsatilgan. Rotor paketi 1 elektrotexnik po'lat plastinkalardan yig'ilgan va dvigatel vali 2 da joylashgan bo'ladi. O'zgaras magnitlar 3 rotor

paketi sirtida elimlangan. Po‘lat plastinkalarda maxsus teshiklar 4 mavjud bo‘lib, ular rotor inersiya momentining kamayishiga va uni sovutish tizimini yaxshilashga xizmat qiladi.

SHuningdek ayon qutbli rotorli dvigatellar ham qo‘llaniladigi, ularda o‘zgaras magnitlar valdagi bo‘ylanma pazlarda mahkamlanadi.



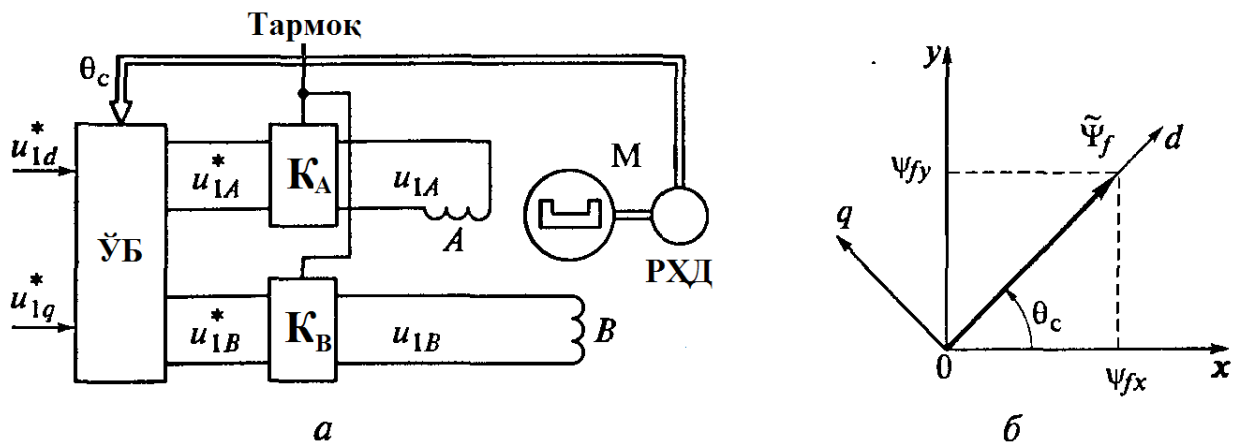
3.4-rasm. O‘zgaras magnitli sinxron dvigatelning ayonsiz qutbli rotorining ko‘ndalan kesimi:

1-rotor paketi; 2- val; 3- o‘zgaras magnitlar; 4- teshiklar

### 3.2. Asinxron motor tezligini kutbli koordinata tizimida aniklash

Rotorida o‘zgaras magnit joylashgan ikki fazali sinxron motor asosidagi ventilli dvigatelli elektr yuritmaga 3.5,a rasmda tasvirlangan KMD dvigatelli elektr yuritma misol bo‘la oladi [29]. Fazoda bir-biriga nisbatan  $90^\circ/p$  burchakka, ya’ni 90 el.grad.ga siljigan statorning *A* va *B* cho‘lg‘amlariga o‘zgaruvchan tokning  $u_{1A}$  va  $u_{1B}$  sinusoidal kuchlanishlari beraladi. Magnit maydonni aylana bo‘ylab aylanishini hosil qilish uchun ushbu kuchlanishlar vaqt bo‘yicha bir-biridan  $\omega_{0el}t = 90^\circ$  ga siljigan bo‘ladi.  $K_A$  va  $K_V$  quvvat kuchaytirgichlari, o‘zgartirish blogidan kelayotgan kiruvchi sinusoidal signallar  $u_{1A}^*$  va  $u_{1B}^*$  ni kuchaytiradi. Sinxron tezlik bilan aylanuvchan koordinata tizimi *d – q* tizim deb ataladi.

O'zgarmas magnitlar oqimi  $\tilde{F}$  va bu oqimdan stator oqim ilashuvi vektori  $\tilde{\Psi}_f$  rotor bilan qattiq bog'langan bo'lib,  $d$  bo'ylanma o'q bo'yicha yo'nalgan.  $\tilde{\Psi}_f$  vektor 3.5,b rasmda ko'rsatilgan. Qo'zg'almas koordinata tizimi  $x - y$  ga nisbatan aylanuvchan koordinata tizimi  $d - q$  ning burilish burchagi qiymatini belgilovchi  $\theta_s$  burchak, rotorning elektr fazodagi burilish burchagi ham hisoblanadi. U rotor holatining datchigi (RHD) orqali o'lchanadi. KMD dvigatelli elektr yuritmada RHD sifatida sinus-kosinusli aylanuvchan transformator xizmat qiladi. Rotor holatining datchigi shunday o'rnatilganki, aylanuvchan koordinata tizimidagi  $d$  bilan qo'zg'almas koordanata tizimidagi  $x$  o'q o'zaro mos tushgan xolatda, u orqali o'lchanayotgan  $\theta_s$  burchak nolga teng bo'ladi.



3.5-rasm. KMD turidagi motorlar asosidagi ventilli dvigatel:  
 a- tuzilmasi; b- ikkala koordinati tizimidagi oqim ilashuvi vektori

Ayonsiz qutbli rotorli sinxron motorlar asosidagi ventelli dvigatellarda kechadigan elektromagnit jarayonlarni matematik ifodalash uchun aylanuvchan koordinata tizimida sinxron dvigatellar uchun yozilgan (3.1....3.6) ifodalardan quyidagilarni hisobga olib foydalanamiz:

1. (3.1) va (3.2) tenglamalar o'zgarmas magnitli dvigatelni tahlil qilayotganda ham o'rinli. Tenglamalarga kiruvchi chastota  $\omega_{0el} = r_p \omega$  ko'rinishda yozilishi mumkin.

2. Qo'zg'atish cho'lg'amidagi kuchlanishning muvozanatlovchi tenglamasini anglatadigan (3.3) ifoda o'zgarmas magnitlardan qo'zg'alganda ma'noga ega emas va hisobga olinmasligi darkor.
3. (3.4) formuladagi  $M_{df}i_f$  qo'zg'atish tokidan stator oqim ilashuvining tashkil etuvchisi o'zgarmas magnitlar oqimidan oqim ilashuvi tashkil etuvchisi  $\Psi_f = Fw$  ga almashtiriladi (F- o'zgarmas magnitlarning foydali oqimi, u o'zgarmas hisoblanadi;  $w$  – stator cho'lg'amlarining o'ramlar soni).
4. Oqim vektori  $d - q$  aylanuvchan koordinata tizimining  $d$  o'qi bo'yicha yo'nalgan. SHuningdek o'zgarmas magnitlar oqimidan stator oqim ilashuvi tashkil etuvchisining vektori ham o'q bo'yicha yo'nalgan, ya'ni  $\Psi_f = \psi_{fd}, \psi_{fd} = 0$ .
5. Qo'zg'atish cho'lg'amidagi tokni aniqlovchi (3.6) tenglama, qo'zg'atish o'zgarmas magnitlardan sodir bo'lishi munosabati bilan hisobga olinmaydi.
6. Qaralayotgan motor ayonsiz rotorli qilib bajarilgan va unda bo'ylanma va ko'ndagan o'qlar bo'yicha statorning induktivligi bir-biriga teng va  $L_1 = L_{1d} = L_{1q}$  deb belgilangan.

Unda sinxron tezlik bilan aylanuvchi koordinata tizimida ventelli dvigatelda kechadigan elektromagnit jarayonlarni ifodalovchi tenglamalar quyidagi ko'rinishga keladi:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + p\psi_{1d} - \omega_{0sl}\psi_{1q};$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + p\psi_{1q} + \omega_{0sl}\psi_{1d};$$

$$\psi_{1d} = L_1 i_{1d} + \psi_{fd};$$

$$\psi_{1q} = L_1 i_{1q}.$$

Ushbu tenglamalarni fazoviy vektorlar shaklida yozish mumkin:

$$\tilde{U}_{1d-q} = R_1 \tilde{I}_{1d-q} + p\tilde{\Psi}_{1d-q} + jr_p \omega \tilde{\Psi}_{1d-q};$$

$$\tilde{\Psi}_{1d-q} = L_1 \tilde{I}_{1d-q} + \tilde{\Psi}_f. \quad (5.1)$$



Ikkinchi tenglamani birinchisiga qo‘ygandan so‘ng hamda  $\tilde{\Psi}_f = const$  va  $p\tilde{\Psi}_f = d\tilde{\Psi}_f/dt = 0$  ekanligini hisobga olib quyidagiga ega bo‘lamiz:

$$\tilde{U}_{1d-q} = R_1[(T_1 p + 1) + jr_p \omega T_1] \tilde{I}_{1d-q} + j\tilde{E}, \quad (5.2)$$

bu erda  $j\tilde{E}$  – aylanuvchan koordinata tizimi  $d$  o‘qi bo‘yicha yo‘nalgan aylanuvchan EYUK vektori,  $j\tilde{E} = jr_p \omega \tilde{\Psi}_f$ ;  $T_1$  – stator cho‘lg‘amaning vaqt doimiysi,  $T_1 = L_1 R_1$ .

O‘zgarmas magnitli uch fazali dvigatelning momentini (2.10) ifodadan aniqlash mumkin. Buning uchun  $\alpha - \beta$  indekslarni  $d - q$  ga almashtirish hamda  $i_{2q} = 0$  va  $L_m i_{2q} = \Psi_f$  deb qabul qilish kerak bo‘ladi:

$$M_d = \frac{3}{2} r_p i_{1q} \Psi_f. \quad (5.3)$$

Statordagi cho‘lg‘am ikki fazali bo‘lgan dvigatellar uchun ushbu formuladagi suratdagi 3 soni 2 soni bilan almashtirilishi kerak, unda moment uchun yozilgan ifoda quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$M_d = r_p \Psi_f i_{1q}. \quad (5.4)$$

Ushbu ifodalardan kelib chiqib shu narsani ta’kidlash mumkinki,  $\Psi_f = const$  bo‘lganda dvigatelning elektromagnit momenti  $i_{1q}$  tokning tashkil etuvchisini aniqlaydi va mos ravishda ventilli dvigatelni ishlashining minimal quvvat isrof rejimi -  $i_{1q}$  tokni ifodalovchi tenglama nolga teng bo‘lishini ta’minlovchi rejim hisoblanadi va bu berilgan yuklamada dvigatel iste’mol qilayotgan tokning eng kichik qiymatiga mos keladi.

Endi esa qo‘zg‘almas koordinata tizimi  $x - y$  da dvigatelning matematik ifodalanishiga o‘tamiz. Buning uchun (5.1) ifodadagi aylanuvchan koordinata tizimi  $d - q$  da yozilgan har bir vektorni  $e^{-j\theta_c}$  ga ko‘paytirib qo‘zg‘almas koordinata tizimidagi mos vektorlar bilan almashtirish kerak ((1.6) tenglamaga q.):

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1x-y} e^{-j\theta_c} &= R_1 \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c} + \frac{d}{dt} (\tilde{\Psi}_{1x-y} e^{-j\theta_c}) + j\omega_{0el} \tilde{\Psi}_{1x-y} e^{-j\theta_c}; \\ \tilde{\Psi}_{1x-y} e^{-j\theta_c} &= L_1 \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c} + \Psi_{fx-y} e^{-j\theta_c}. \end{aligned}$$

Ma'lumki

$$\frac{d}{dt}(\Psi_{1x-y}e^{-j\theta_c}) = \frac{d\Psi_{1x-y}}{dt}e^{-j\theta_c} - j\omega_{0el}\tilde{\Psi}_{1x-y}e^{-j\theta_c};$$

$$\omega_{0el} = \frac{d\theta_c}{dt},$$

shuning uchun kerakli qisqartirishlardan so'ng qo'zg'almas koordinata tizimida yozilgan tenglamaga ega bo'lamiz:

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

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} = L_1\tilde{I}_{1x-y} + \tilde{\Psi}_{fx-y}.$$

Aylanuvchan koordinata tizimida  $\tilde{\Psi}_f$  vektor  $d$  bo'ylanma o'q bo'yicha yo'nalgan bo'ladi. Uni 3.5,b, rasmda ko'rinib turganidek, qo'zg'almas koordinata tizimiga o'tishda  $\tilde{\Psi}_{fx-y} = \tilde{\Psi}_f(\cos\theta_c + j\sin\theta_c)$  ko'rinishda yozib olish kerak. Ushbu formulani  $\tilde{\Psi}_{1x-y}$  uchun yozilgan ifodaga qo'yib, natijani esa  $\tilde{U}_{1x-y}$  uchun yozilgan ifodaga qo'yib, differensiallab, haqiqiy va mavhum qismlarga ajratib statoragi kuchlanish vektorining proeksiyasi uchun tenglamaga ega bo'lamiz:

$$u_{1x} = R_1i_{1x} + L_1pi_{1x} - \Psi_f\omega_{0el}\sin\theta_s;$$

$$u_{1y} = R_1pi_{1y} - L_1pi_{1y} - \Psi_f\omega_{0el}\cos\theta_s.$$

Ushbu tenglamalardagi  $\Psi_f\omega_{0el} = r_p\Psi_f\omega$  ko'paytuvchi aylanuvchan EYUK vektorining moduli hisoblanadi,  $r_p\Psi_f$  esa ushbu EYUK va tezlik orasidagi proporsionallik koeffitsientidir. Uning o'zi (5.4) formulaga binoan elektromagnit moment va stator tokining  $d$  o'q bo'yicha proeksiyasi orasidagi proporsionallik koeffitsienti ham hisoblanadi.  $c'_d = r_p\Psi_f$  belgilash kiritamiz.

Ikki fazali motorlar uchun qo'zg'almas koordinata o'qidagi tok va kuchlanish vektorlarining proeksiyasi – bu statorning  $A$  va  $B$  cho'lg'amlaridagi toklar va ularning qismlaridagi kuchlanishdir. SHuning uchun KMD motorlar asosidagi ventelli dvigatellarning keyingi tahlillarimizda  $x$  va  $y$  indekslarni  $A$  va

$B$  bilan almashtiramiz. Unda stator fazalari toklari uchun quyidagini yozish mumkin:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= \frac{1}{T_1 p} \left( \frac{u_{1A}}{R_1} - i_{1A} + \frac{c'_d \omega}{R_1} \sin \theta_c \right); \\ i_{1B} &= \frac{1}{T_1 p} \left( \frac{u_{1B}}{R_1} - i_{1B} - \frac{c'_d \omega}{R_1} \cos \theta_c \right). \end{aligned} \quad (5.5)$$

(5.4) formula aylanuvchan koordinata tizimida stator toki orqali dvigatel momentini aniqlaydi. Qo'zg'almas koordinata tizimida stator toki quyidagicha aniqlanadi:

$$\tilde{I}_{1x-y} = \tilde{I}_{1d-q} e^{j\theta_c}. \quad (5.6)$$

$\tilde{I}_{1d-q} = \tilde{I}_{1d} + j\tilde{i}_{1q}$  va  $e^{j\theta_c} = \cos \theta_c + j \sin \theta_c$  ifodalarni hisobga olib, stator faza toklari va tok vektorlarining aylanuvchan koordinata tizimi o'qidagi proeksiyalari orasidagi bog'liqlik quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= i_{1d} \cos \theta_c - i_{1q} \sin \theta_c; \\ i_{1B} &= i_{1d} \sin \theta_c - i_{1q} \cos \theta_c, \end{aligned}$$

bu formulalarda  $x$  va  $y$  indeksnlarni  $A$  va  $B$  bilan almashtirilgan.

Ushbu tenglamalarda  $i_{1d} = 0$  deb qabul qilib  $i_{1q} = i_{1B} \cos \theta_c - i_{1A} \sin \theta_c$  ga ega bo'lamiz. Bu ifodani (5.4) formulaga qo'yib, qo'zg'almas koordinata tizimida toklar proeksiyasi orqali aniqlanadigan elektromagnit momentni aniqlaydigan ifodaga ega bo'lamiz:

$$M_d = c'_d (i_{1B} \cos \theta_c - i_{1A} \sin \theta_c). \quad (5.7)$$

Ventilli dvigatellar tarkibida quvvat kuchaytirgichlari kiradi (3.5, a rasmga q.). Agar ular vaqt doimiysi  $T_y$  bo'lgan aperiodik sohalar va kuchaytirish koeffitsienti  $k_y$  orqali ifodalanadi deb hisoblasak, unda qo'zg'almas koordinata tizimida ularning matematik ifodalanishi quyidagi ko'rinishda tasvirlanishi mumkin:

$$\begin{aligned} u_A &= (k_y u_A^* - u_A) / T_y p; \\ u_B &= (k_y u_B^* - u_B) / T_y p; \end{aligned} \quad (5.8)$$

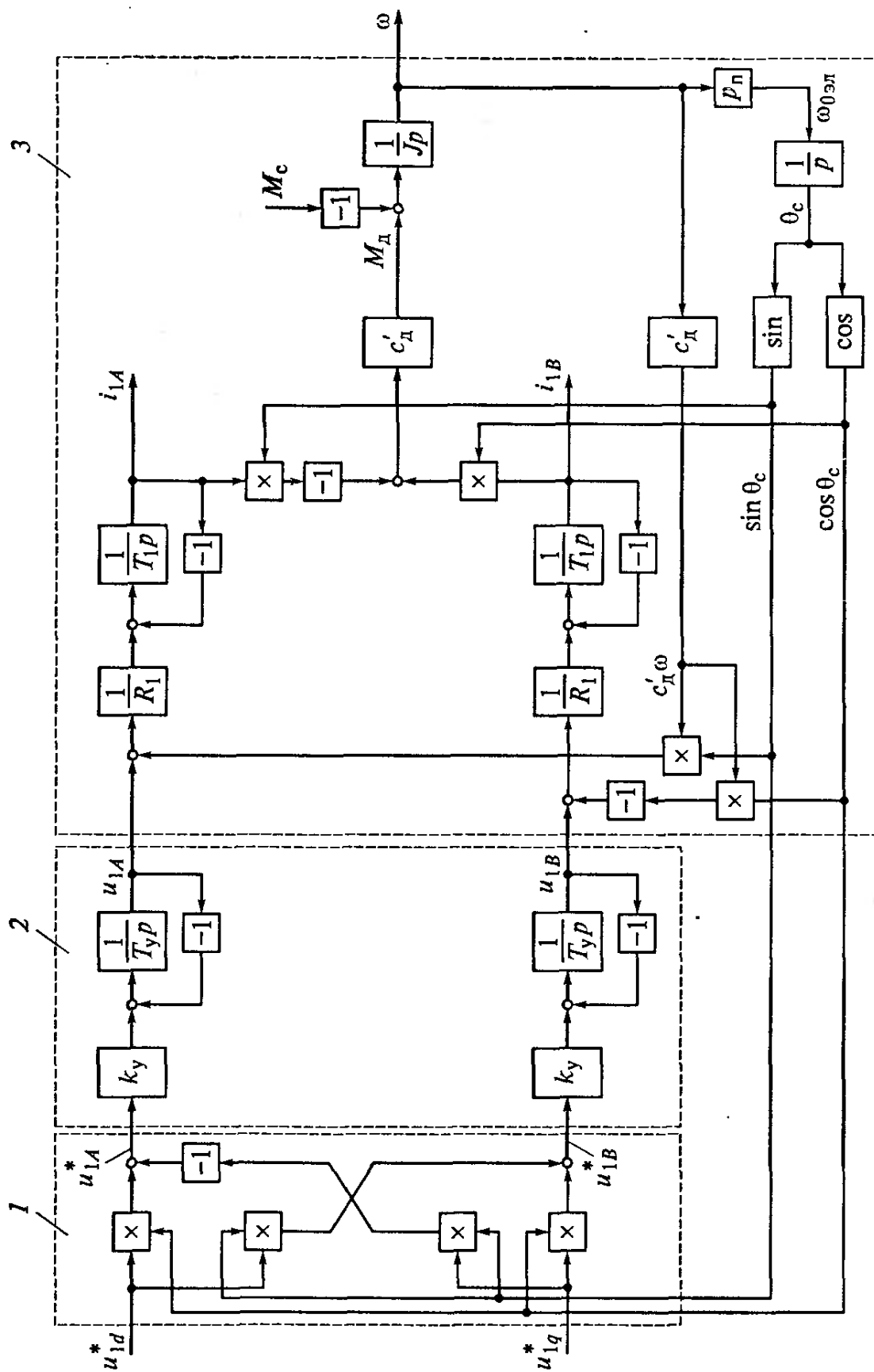
Stator toki uchun yozilgan (5.6) ifodaga monand ravishda, o'zgartirish blogi (O'B) uchun ham uning kirishi va chiqishidagi signallarni  $\check{U}_{A-B}^* = \check{U}_{1d-q}^* e^{j\theta_c}$  sifatida bog'lovchi ifodani yozishimiz mumkin:

$$\begin{aligned} u_{1A}^* &= u_{1d} \cos \theta_c - u_{1q} \sin \theta_c; \\ u_{1B}^* &= u_{1d} \sin \theta_c - u_{1q} \cos \theta_c. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Ikki fazali KMD asosidagi ventelli dvigatelning (5.5), (5.7)...(5.9) ifodalar asosida qurilgan tuzulmaviy sxemasi 5.6-ramda tasvirlangan. Sinxron dvigatel va quvvat kuchaytirgichi qo'zg'almas koordinata tizimida tasvirlanganligi uchun, tuzumaviy sxemada qo'rsatilgan  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$  kuchlanishlar hamda  $i_{1A}$  va  $i_{1B}$  stator faza toklari sinusoidal kattaliklar bo'lib, ularning burchak chastotasi dvigatel tezligi bilan  $\omega_{0el} = r_p \omega$  tenglama orqali bog'langan. Ulardan farqli ravishda o'zgartirish blogi kirishdagi  $u_{1d}^*$  va  $u_{1q}^*$  signallar o'zgarmas tok signallari hisoblanadi.

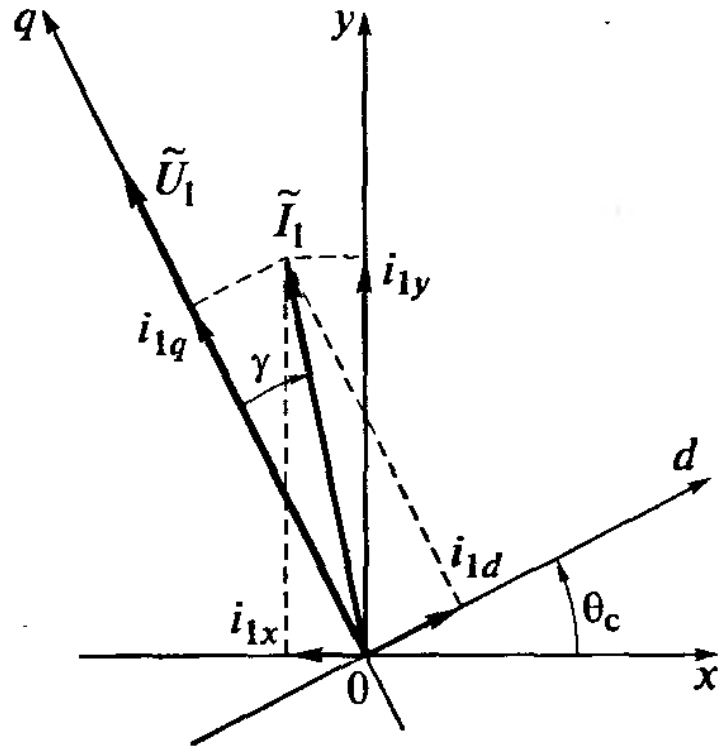
Qaralayotgan holda dvigatel kuchlanish signallari orqali boshqariladi va shuning uchun  $i_{1d} = 0$  tenglama bajarilishida  $u_{1d}^*$  va  $u_{1q}^*$  kuchlanishlarning qiymatlari qanday bo'lishini aniqlash kerak. Oldinida faraz qilaylik, faza cho'lg'amlarning induktivligi hisobga olmaslik darajasida kichik bo'lsin, ya'ni  $T_1 = 0$ . Unda (5.2) formulaga asosan aylanuvchan koordinata tizimi o'qida o'zgaruvchilar proeksiyasidagi kuchlanish o'qidagi ifoda quyidagi ko'rinishda yoziladi:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d}; \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + E. \end{aligned} \quad (5.10)$$



3.6-rasm. Qo'zg'almas koordinata tizimida ikki fazali KMD asosidagi ventelli dvigatelnig tuzulmaviy sxemasi:

1-o'zgartirish blogi; 2-quvvat kuchaytirigichi; 3-sinxron dvigatel



3.7-rasm. Ventilli dvigatelning fazoviy vektorli diagrammasi

Bu shuni tasdiqlaydiki,  $T_1 = 0$  bo'lganda ventilli dvigatelni boshqarish jarayonida minimal quvvat isrofi rejimini olish uchun kuchlanishning bo'ylanma o'q bo'yicha qiymatini nolga teng  $u_{1d} = 0$  bo'lishini ta'minlash etarli hisoblanadi. Lekin real ventilli dvigatelda  $T_1 \neq 0$  va tok vektori  $\tilde{I}_1$  kuchlanish vektori  $\tilde{U}_1$  dan qandaydir  $\gamma$  burchakda orqada qoladi, tok esa  $d$  o'q bo'yicha nolga teng bo'ymaydi (3.7-rasm).  $i_{1d} = 0$  tenglamani bajarilishi uchun statordagi kuchlanishning tashkil etuvchisiga ta'sir ko'rsatish kerak. Ventilli dvigatelning boshqarishning jarayonida talab qilinayotgan  $u_{1d}$  ning o'zgarish xarakteri (5.2) ifoda asosida aniqlanishi mumkin. Uni vektorlarni aylanuvchan koordinata tizimi o'qidagi proeksiyasi ko'rinishida yozamiz:

$$u_{1d} = R_1(T_1 p + 1)i_{1d} - R_1 r_p \omega T_1 i_{1q};$$

$$u_{1q} = R_1 r_p \omega T_1 i_{1d} + R_1(T_1 p + 1)i_{1q} + E.$$

Bo'ylanma o'q bo'yicha tokning statordagi kuchlanish fazoviy vektorining proeksiyasiga va aylanishning EYUK ga bog'liqligini aniqlash uchun ushbu

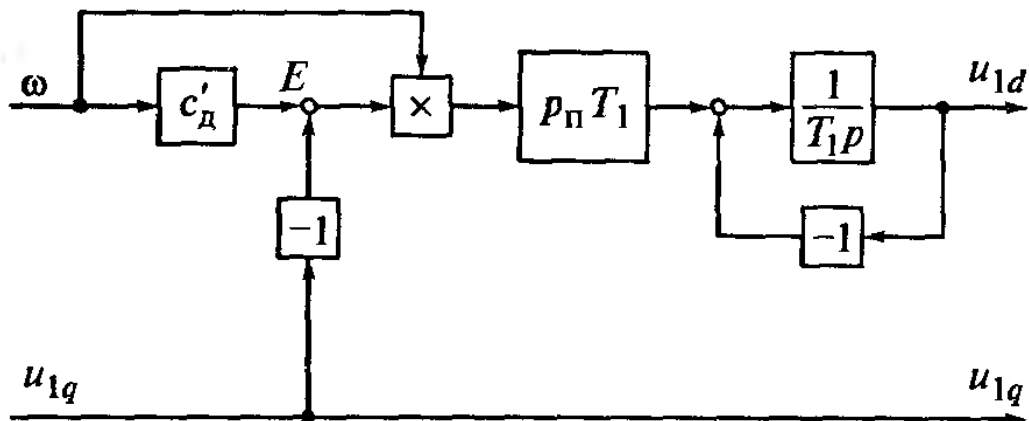
formulalardan  $q$  o‘q bo‘yicha stator tokini olib tashlaymiz va bu ifodadan keyin stator tokining  $d$  o‘q bo‘yicha tashkil etuvchisi uchun formula quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$i_{1d} = \frac{u_{1d}(T_1 p + 1) + u_{1q} r_p \omega T_1 - E r_p \omega T_1}{R_1 [(T_1 p + 1)^2 + (r_p \omega T_1)^2]}.$$

Agar ushbu o‘q bo‘yicha kuchlanishning tashkil etuvchisi

$$u_{1d} = \frac{r_p \omega T_1}{T_1 p + 1} (-u_{1q} + E) \quad (5.11)$$

qonun bo‘yicha o‘zgarsa, suratni nolga tenglashtirib  $i_{1d} = 0$  ekanligini aniqlaymiz. (bu erda  $E = c'_d \omega$ ).



3.8-rasm. Korreksiya blogining tuzilmasi

SHunday qilib, ko‘rinib turibdiki,  $u_{1d}$  tezlikka bog‘liq, ya’ni dvigatelning minimal quvvat isrofi rejimini olish uchun (5.11) formulaga mos ravishda qurilma maxsus o‘zgartirish qo‘llanilishi kerak. O‘zgartirish blogining tuzulmaviy sxemasi 3.8-rasmda keltirilgan. Agar (5.11) formulada  $p = 0$  deb qabul qilish natijasida hosil bo‘ladigan statik o‘zgartirish ham yaxshi effekt beradi.

Agar quvvat kuchaytirgichi inertsionligini hisobga olmasak o'zgartirish blogining tuzulmasi murakkablashadi. Ushbu masala [29] ishda batafsil ko'rib o'tilgan.

Ventelli dvigatellarning  $i_{1d} = 0$  bo'lgandagi elektromexanik va mexanik tavsifnomalari uchun formulalar (5.10) tenglamaning ikkinchisidan va dvigatel momenti uchun yozilgan  $M_d = c'_d i_{1q}$  ifodalardan topiladi. Ular quyidagi ko'rinishga ega:

$$\omega = \frac{u_{1q} - R_1 i_{1q}}{c'_d}; \quad \omega = \frac{u_{1q}}{c'_d} - \frac{R_1 M}{(c'_d)^2}.$$

Ushbu formulalar mustaqqil qo'zg'aluvchi o'zgarmas tok dvigatellar uchun yozilgan formulalar bilan mos keladi. Agar bo'ylanma o'q bo'yicha tokning tashkil etuvchisi nolga tenglik sharti bajarilmasa tavsifnomaning to'g'ri chiziqliqi buziladi.

SHuningdek, agar quvvat kuchaytirgichlarining nafaqat tarmoqdan dvigatelga, balki dvigateldan tarmoqqa quvvat almashuvlarini amalga oshirish imkoniyati bo'lsa, ventilli dvigatelning tormoz rejimi o'zgarmas tok motorlarining mos rejimlari bilan bir xil bo'ladi.

Keltirilgan o'zgartirish usulining afzallik tomoni shundagi unda toklarni o'lchash talab qilinmaydi.

### **3.3. Asinxron motor tezligini kutbli koordinata tizimida aniqlash**

Asinxron dvigatelli elektr yuritma tezligini skalyar chastotaviy roslash tamoyillari tezlikni roslash diapazoni va dinamik xarakteristikalar uchun qo'yiladigan talab nisbatan uncha katta bo'lmagan elektr yuritmalar uchun keng qo'llaniladi. Tezlikni roslash diapazoniga qo'yilgan talablar yuqori darajada bo'lgan elektr yuritmalar ishlarini tahlil qilish vektorli boshqarish tizimlari bilan ta'minlanishi mumkin. Aynan ushbu tizimlar asinxron dvigatelli elektr yuritmaning roslash xususiyatini ochib berdi. Ungacha roslash xususiyati faqatgina o'zgarmas tok dvigatelli elektr yuritmalar uchun o'rinli deb qaralardi.



Vektorli boshqarishning asosiy tamoyillar XX asrning 70-yillarida ishlab chiqilgan edi. Bugunki kunga kelib fundament nazariy tadqiqotlar natijasida, hamda elektronika va mikroprotessorli tizim oblastidagi erishilgan yutuqlarga asoslanib vektorli boshqariladigan elektr yuritmalari ishlab chiqildi va butun dunyo elektrotexnik firmalari tomonidan yoppasiga ishlab chiqarilmoqda.

Agar asinxron dvigatelning tezligini skalyar rostlash deganda o'zgaruvchan kattaliklar sifatida kuchlanish, tok va oqim ilashuvlarining effektiv qiymatlari qo'llaniladigan rostlash tizimi tushunilsa, unda vektorli boshqarish asosida ushbu kattaliklarni fazoviy vektorlarda tasvirlash yotadi (qo'llanmamizning 1.6-qismiga q.). SHuningdek ta'kidlash mumkinki, skalyar boshqarish asinxron dvigatelning almashtirish sxemasi asosidagi bog'lanishlarga asoslanadi (1.2- va 6.3- rasmlarga q.), vektorli boshqarish esa mos holatdagi tuzulmaviy sxemalarga asoslanadi (2-bobga q.).

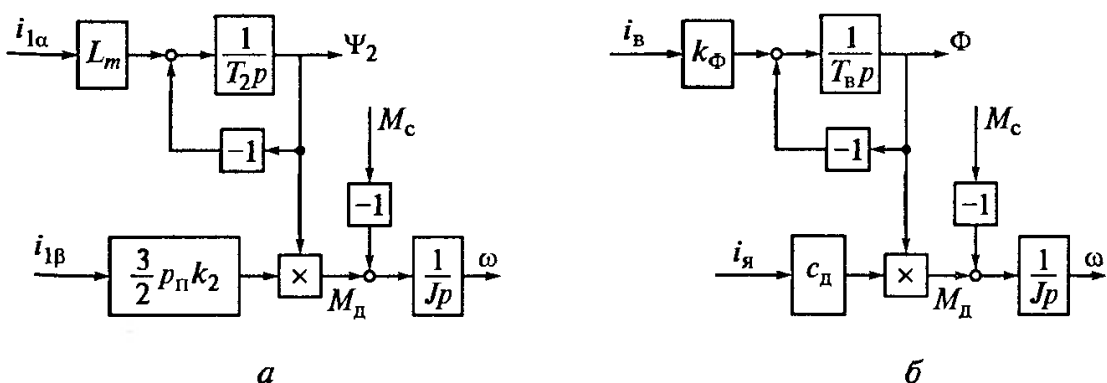
Skalyar va vektorli boshqarish orasidagi farqning ko'rgazmali ko'rinishi [35] ishda  $IR$  –kompensatsiya rejimini tahlil qilish asosida berilgan (6.4,b rasimga q.). Ular orasidagi farq quyidagicha talqin qilinadi: agar dvigatel statoridagi kuchlanish  $U_1$ , stator fazasi aktiv qarshiligidagi kuchlanish  $E_a$  va aktiv qarshilikdagi kuchlanish tushuvi  $I_1 R_1$  modullarining yig'indisi sifatida shakllansa, unda bunday boshqarish skalyar boshqarish hisoblanadi; agar kuchlanish  $U_1$  ushbu kattaliklarning vektorli yig'indisi sifatida  $\vec{E}_a + \vec{I}_1 R_1$  shaklanganda esa bunday boshqarish vektorli boshqarish hisoblanadi.

Vektorli boshqarish qo'llanilishining ma'nosini tushunish uchun  $\vec{\Psi}_2$  vektor bo'yicha  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimining haqiqiy o'qlar orientatsiyasida asinxron dvigatelning fazoviy vektorlarda matematik ifodalanishiga murojaat qilamiz. Bunday matematik ifodalanishga (2.23)...(2.26) formulalar,  $\omega_{0el} = \omega r_p + \omega_r$  tenglama, elektromagnit moment uchun yozilgan ifoda va mexanikaning asosiy tenglamasi mos keladi. Ushbu formulalar asosida asinxron dvigatelning tuzulmaviy sxemasi quriladi (2.5-rasimga q.) va unda barcha o'zgaruvchilar o'zgarmas tok signallari sifatida tasvirlangan. Sxemada kiruvchi

signallar stator kuchlanishi vektorining proeksiyalari  $u_{1\alpha}$  va  $u_{1\beta}$  hisoblansa, sxema elektromagnit qismining chiquvchi kattaliklari esa rotor oqim ilashuvi  $\Psi_2$  va elektromagnit moment  $M_d$  hisoblanadi. Rotor EYUK chastotasi  $\omega_r$  stator toki vektori va rotor oqim ilashuvining  $\beta$  o'q'dagi proeksiyalari orqali hisoblanadi. O'z navbatida dvigatel tezligi  $\omega$  va rotor chastotasi  $\omega_r$  orqali manba kuchlanishi chastotasi  $\omega_{0el}$  hisoblanadi. Dvigatel tuzulmasida rotor oqim ilashuvining shakllanish kanali va elektromagnit momentning shakllanish kanali orasida chorrahaviy bog'lanish mavjud. Agar u yoki bu usul yordamida chorrahaviy bog'lanish ta'sirini kompensatsiya qilsak, unda  $\alpha$  o'q bo'yicha signal rotor oqim ilashuvi orqali,  $\beta$  o'q bo'yicha signal esa rotor oqim ilashuvining berilgan qiymati  $\Psi_2$  da elektromagnit moment orqali beriladi. SHunday qilib, qarab chiqilgan fazoviy vektorlar asosida qurilgan asinxron dvigatelning tuzulmasi xuddi mustaqqil qo'zg'atishli o'zgarmas tok dvigatelining tuzulmasi kabi bo'ladi.

Agar dvigatel ta'minot olayotgan o'zgartirgichda tezkor tokli konturlar yordamida (qo'llanmamizning 4.4-qismiga q.) stator tokining  $i_{1\alpha}$  va  $i_{1\beta}$  tashkil etuvchilari befosita shakllansa o'xshashlik yaqqolroq namoyon bo'ladi. 6.9,a rasmda ushbu holatdagi elektromagnit momentning shakllanish jarayonini aks ettiruvchi 2.6-rasmda tasvirlangan tuzulmaviy sxemaning bir qismi ko'rsatilgan, 6.9,b rasmda esa mustaqqil qo'zg'atishli o'zgarmas tok dvigatelda elektromagnit momentning shakllanish sxemasi ko'rsatilgan. Unda  $k_f$  – o'zgarmas tok dvigatelining qo'zg'atish oqimi  $F$  bilan qo'zg'atish toki  $i_q$  ni bog'lovchi koeffitsient. Ko'rinib turibdiki, vektorli boshqariladigan elektr yuritmalarda asinxron dvigatel stator tokining  $i_{1\alpha}$  tashkil etuvchisi, o'zgarmas tok dvigatelidagi qo'zg'atish toki bajaradigan rolni o'ynaydi, rotorning vaqt doimiysi  $T_2$  qo'zg'atish vaqt doimiysi  $T_q$  ga ekvivalent,  $3r_p k_2/2$  koeffitsient esa o'zgarmas tok dvigatelining o'zgarmas toki  $s_d$  ga mos keladi. Vektorli boshqarishda, asinxron dvigatelli elektr yuritmaning dinamik xususiyatlarining yaxshilanishini o'tkinchi jarayonlarda rotor oqim ilashuvining o'zgarmasligini ta'minlash imkoniyati borligi

bilan tushuntiriladi. Skalyar roslashda esa o'tkinchi jarayonlarda stator va rotor toklarining o'zgarishi bilan rotor oqim ilashuvi o'zgaradi va bu elektromagnit momentning o'zgarish tezligining kamayishiga olib keladi. Rotor oqim ilashuvi o'zgarmasligini ta'minlovchi vektorli boshqariladigan elektr yuritmalarda stator tokining  $i_{1\beta}$  tashkil etuvchisi qanday tezlik o'zgarsa elektromagnit moment ham shunday tezlik bilan o'zgaradi (o'zgarmas tok dvigatelidagi yakor toki  $i_{ya}$  o'zgarishida momentning o'zgarishi kabi).



6.8-rasm. Vektorli boshqarishda asinxron dvigatelning tuzulmasi (a) ni mustaqqil qo'zg'atishli o'zgarmas tok dvigateling tuzulmasi (b) bilan solishtirish

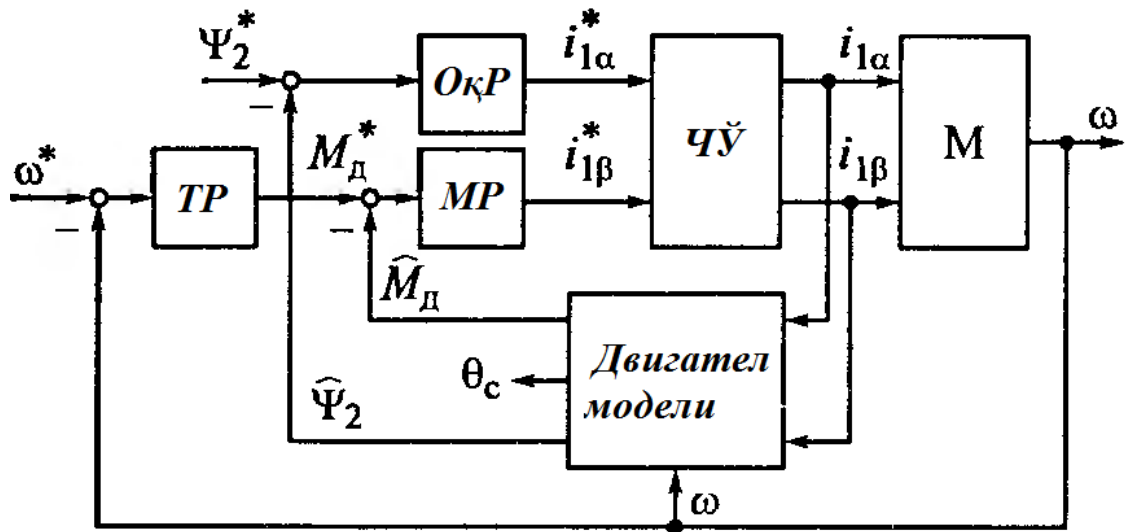
Vektorli boshqarish tizimi, yoki boshqacha qilib aytganda maydon bo'yicha orientatsiya tizimini ikkiga, maydon bo'yicha bevosita va bilvosita orientatsiyaga ajratish mumkin. Ushbu tushunchalar turlicha talqin qilinadi.

Birinchi talqinda [35, 60] maydon bo'yicha bevosita orientatsiyali tizimda faqatgina shunday tizimlar ta'luqli bo'ladiki, ularda oqimni bevosita o'lchash u yoki bu oqim datchiklari orqali amalga oshiriladi (qo'llanmamizning 7.3-qismiga q.). Ikkinchi talqin [61] bevosita orientatsiyali tizimlarga va oqim, dvigatel modeli bo'yicha hisoblanadigan tizimlarga ta'luqli bo'ladi. Chunki bu oqimni bevosita o'lchashda uni roslashning yopiq konturini qurish imkoniyatini beradi. Ushbu holatda bilvosita o'lchash tizimiga faqatgina shunday tizimlar ta'luqli bo'ladiki, ularda oqim o'lchanmaydi ham va hisoblanmaydi ham, balki boshqa o'zgaruvchilarni berilishi orqali shakllanadi (6.10-rasm). Bu tizimda dvigatel  $M$ ,  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimidagi matematik modeli ko'rinishida

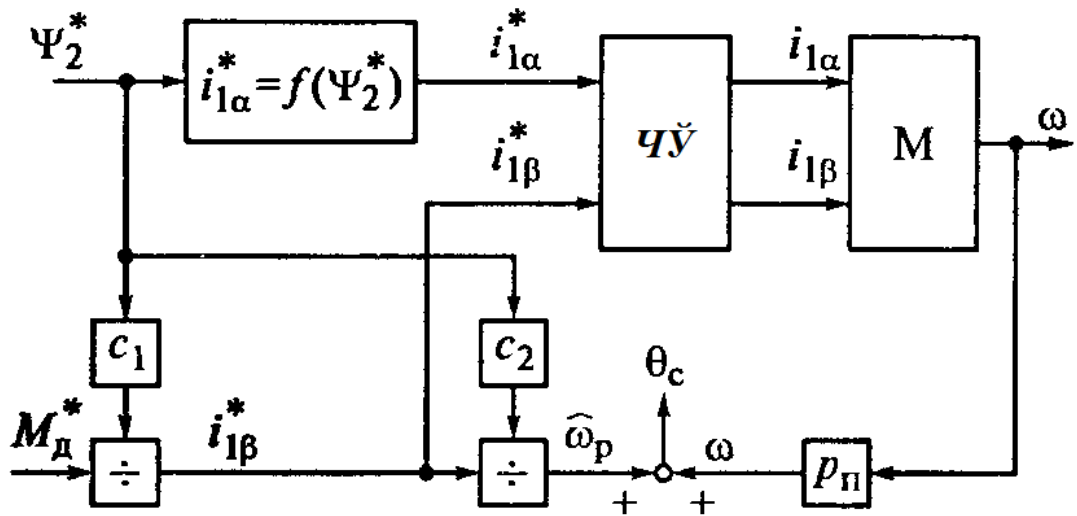
tasvirlangan (2.6-rasmga q.). SHuningdek tok bilan boshqariladigan chastota o'zgartirgich (CHO') inverter bilan tasvirlangan. 6.10,a rasmda maydon bo'yicha bevosita orientatsiyali vektorli boshqarishning ishlashini tushuntiruvchi elektr yuritmaning tuzulmasi ko'rsatilgan. Asinxron dvigatel elektr ta'minotini chastota o'zgartirgichdan oladi. O'zgartirgich uchun kirish signallari sifatida  $i_{1\alpha}^*$  va  $i_{1\beta}^*$  - aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi stator toki fazoviy vektorining proeksiyalari hisoblanadi. Dvigatel modelida  $i_{1\alpha}$  va  $i_{1\beta}$  toklarning haqiqiy qiymatlari hamda dvigatel tezligining qiymati  $\omega$  bo'yicha elektromagnit moment qiymati  $\hat{M}_d$  va rotor oqim ilashuvi  $\hat{\Psi}_2$  hisoblanadi. (modelda aniqlanadigan kattaliklarning ustida  $\wedge$  belgi qo'yilgan). SHuningdek shu erda  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimining  $x - y$  qo'zg'almas koordinata tizimiga nisbatan burilish burchagi  $\theta_s$  oniy qiymati hisoblanadi (batafsil qo'llanmamizning 7.4-qismiga q.). Burilish burchagining qiymati koordinatalar almashinuvi sxemasida qo'llaniladi, lekin 6.10,a sxemada ko'rsatilmagan. Rotor oqim ilashuvi  $\hat{\Psi}_2$  oqim rostlagichi (OqR) kirishidagi beriluvchi signal  $\Psi_2^*$  bilan solishtiriladi, dvigatel momenti  $\hat{M}_d$  - esa moment rostlagichi (MR) ning kirishidagi momentning beriluvchi signali bilan solishtiriladi. Momentning rostlash konturi, tezlik rostlagichli (TR) tashqi tezlik konturiga nisbatan ichki kontur hisoblanadi.

Maydon bo'yicha bilvosita orientatsiyali tizimida (6.10,b rasm) rotor oqim ilashuvini hisoblash yoki o'lchash tugunlari mavjud emas. Stator tokining talab qilinadigan tashkil etuvchilarining beriluvchi signallari  $\Psi_2^*$  oqim ilashuvi va elektromagnit momentning berilgan qiymatlari asosida shakllanadi. Toklarning beriluvchi qiymatlarini aniqlashda  $\alpha$  o'q bo'yicha  $\hat{\Psi}_2$  vektor orientatsiyali tuzulmaviy sxema ko'rinishidagi dvigatelning matematik ifodalanishidan foylaniladi (2.6-rasmga q.). Demak, beriluvchi kattaliklar kiruvchi  $i_{1\alpha}^* = \psi_{2\alpha}^* (T_2 + 1)/L_m$  ifodadan  $i_{1\alpha}^* = f(\Psi_2^*)$  bog'lanish topiladi.  $\beta$  o'q bo'yicha tokning tashkil etuvchilari uchun yozilgan  $i_{1\beta}^* = M_d^*/\left((3/2)r_p k_2 \Psi_2^*\right)$  ifodadan

$s_1 = 1/\left((3/2)r_p k_2\right)$  koeffitsient aniqlanadi.  $s_2$  koeffitsient esa  $\omega_r = k_2 R_2 i_{1\beta}/\Psi_2$  ifoda asosida  $c_2 = 1/k_2 R_2$  kabi aniqlanadi.



*a*



*b*

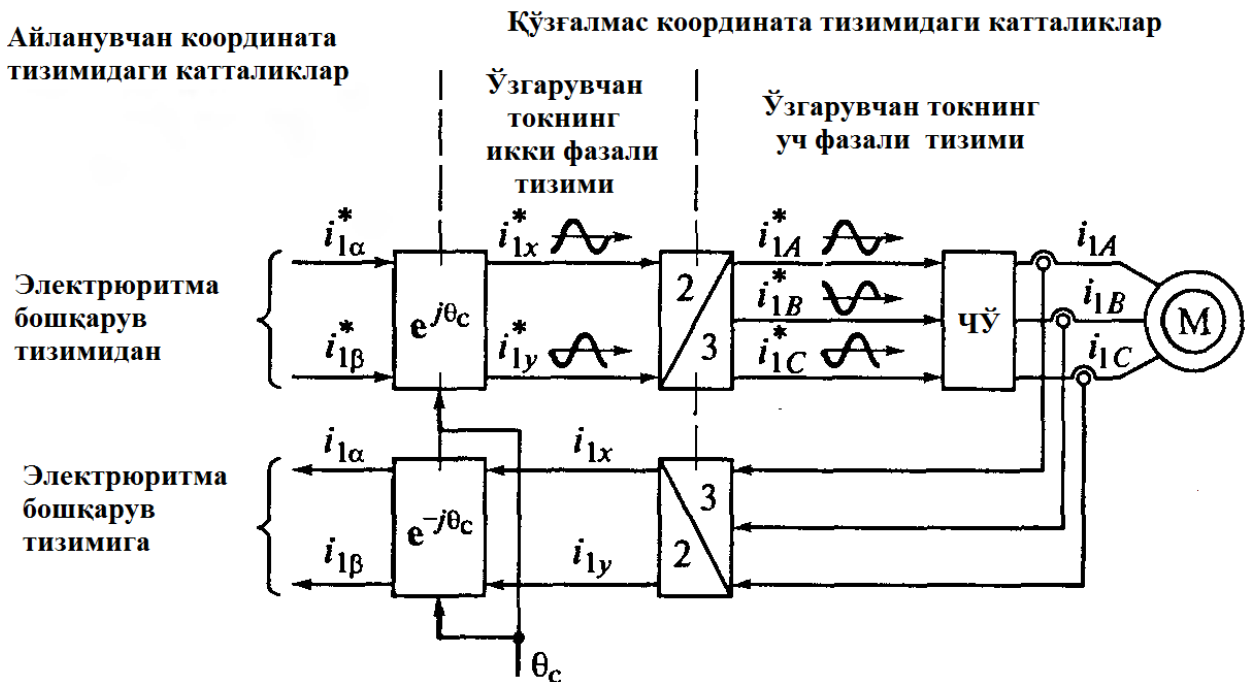
6.10-rasm. Maydon bo'yicha bevosita va bilvosita orientatsiyali elektr yuritmaning tuzilmasi:

*a* – dvigatel modeli bilan; *b* – bilvosita orientatsiya bilan

Oldin ta'kidlanganidek, aylanuvchan koordinata tizimidagi asinxron dvigatelning tuzulmaviy sxemasi tarkibida kiruvchi va chiquvchi kattaliklar sifatida mos fazoviy vektorlarning aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalari kiradi. Ushbu kattaliklar o'zgarmas tok kattaliklari hisoblanib, ular o'zgarmas tok elektr yuritmaning boshqarish tizimi kabi o'zgaruvchan tok elektr

yuritmaning boshqarish tizimini qurish imkoniyatini beradi. Uch fazali asinxron dvigatelli real tizimda kuchlanish va toklar uch fazali sinusoidal tizim kattaliklari hisoblanadi. SHuning uchun 2.5- yoki 2.6-rasmlarda tasvirlangan tuzilmaviy sxemalar asosida elektr yuritmaning boshqarish tizimini qurishda unga koordinatalar almashinuvi sxemasi kiritilishi kerak. Koordinatalar almashinuvi sxemasi aylanuvchan koordinata tizimidagi o'zgarmas tok kattaliklarini qo'zg'almas koordinata tizimidagi uch fazali tizim kattaliklariga va teskarisiga aylantirish uchun xizmat qiladi.

Kattaliklarni bir koordinata tizimidan ikkinchisiga aylantirish jarayonini (6.11-rasm) stator toki misolida ko'rib chiqamiz. Aylantirish ikki etapda amalga oshiriladi. Teskari aloqa aylantirish kanalida uch fazali tizimning sinusoidal kattaliklari ikki fazali tizim sinusoidal kattaliklarga aylantiriladi, keyin esa ikki fazali tizim, o'zgarmas tok signalini o'zida aks ettiruvchi, fazoviy vektorlarning  $\alpha - \beta$  aylanuvchan koordinata tizimi o'qlaridagi proeksiyalariga aylantiriladi. To'g'ri aylantirish kanalida oldin o'zgarmas tok signalidan o'zgaruvchilarning ikki fazali tizimi shakllantiriladi, keyin esa uni kattaliklarning uch fazali tizimiga aylantiriladi.



6.11-rasm. Vektorli boshqarishda koordinatalar almashunuvining tuzulmasi

Toklarning uch fazali tizimidan qo'zg'almas kordanata tizidagi ikki fazaligasiga aylantirish uchun kerakli formulalarni topishda stator toki fazoviy vektorini qo'zg'almas koordinata tizimida qarab chiqamiz (qo'llanmamizning 1.4-qismiga q.):

$$\begin{aligned}\tilde{I}_{1x-y} &= \frac{2}{3} \left( i_{1A} + i_{1B} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{1C} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{1B} - i_{1C}) \right],\end{aligned}$$

bu erda  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$ ,  $i_{1C}$  – stator cho'lg'amlaridagi toklarning oniy qiymatlari.

Ikkinchi tomondan,  $\tilde{I}_{1x-y}$  vektor qo'zg'almas koordinata tizimi  $x$  va  $y$  o'qlaridagi proeksiyalar yig'indisi shaklida ham tasvirlanishi mumkin:

$$\tilde{I}_{1x-y} = i_{1x} + j i_{1y}.$$

$i_{1x}$  va  $i_{1y}$  proeksiyalar mos ravishda sinusoidal va kosinusoidal funksiyalar hisoblanadi.

Ushbu ifodalarning haqiqiy va mavhum qismlarini tenglashtirib ikki fazali o'zgaruvchilarni qo'zg'almas koordinata tizimidagi o'zgaruvchilarning uch fazali tizimiga aylantirish uchun kerakli formulalariga ega bo'lamiz:

$$\begin{aligned}i_{1x} &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) \right] = i_{1A}; \\ i_{1y} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{1B} - i_{1C}).\end{aligned}\tag{6.14}$$

Ushbu ifodalardan birinchisini soddalashtirish,  $(1/2)i_{1A}$  ko'paytmaning kvadratini qo'shib ayirish va uch fazali simmetrik tizimda  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  tenglama o'rinli ekanligi hisobga olib amalga oshirilgan. Qo'llanmamizning 1.5-qismida  $\tilde{F}$  vektor misolida qo'zg'almas koordinata tizimidan aylanuvchan koordinata tizimiga o'tish formulasi (1.17)  $\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j\theta_c}$  shaklida keltirilgan edi ( $\theta_c$  – qo'zg'almas  $x - y$  tizimga nisbatan  $\alpha - \beta$  koordinata tizimi burilish burchagining oniy qiymati). Ushbu ifoda asosida  $\tilde{I}_{1\alpha-\beta} = \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c}$  deb

yoʻzishimiz mumkin va kompleks sonning koʻrsatgichli shaklidan trigonometrik shakliga oʻtish qoidasidan foydalangan holda stator toki vektori uchun quyidagiga ega boʻlamiz:

$$i_{1\alpha} + ji_{1\beta} = (i_{1x} + ji_{1y})(\cos\theta_c - j\sin\theta_c),$$

bundan tokning fazoviy vektorining hisoblash qoidasi quyidagi shaklda ekanligi kelib chiqadi:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos\theta_c + i_{1y} \sin\theta_c; \quad i_{1\beta} = -i_{1x} \sin\theta_c + i_{1y} \cos\theta_c. \quad (6.15)$$

Aylanuvchan koordinata tizimi oʻqlaridagi fazoviy vektor proeksiyalarini ikki fazali tizimga aylantirish  $\tilde{I}_{x-y}^* = \tilde{I}_{\alpha-\beta}^* e^{j\theta_c}$  ifoda asosida amalga oshiriladi. Koordinata tizimi oʻqlaridagi vektorlarning proeksiyalarida quyidagini yozishimiz mumkin:

$$i_{1x}^* = i_{1\alpha}^* \cos\theta_c - i_{1\beta}^* \sin\theta_c; \quad i_{1y}^* = i_{1\alpha}^* \sin\theta_c + i_{1\beta}^* \cos\theta_c. \quad (6.16)$$

$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  tenglamadan, A faza tokining oniy qiymati  $i_{1A}^* = -(i_{1B}^* + i_{1C}^*)$  kabi aniqlanadi.  $i_{1A}^* = i_{1x}^*$  ekanligini inobatga olib hamda, (6.14) ifodaga asosan quyidagini yozishimiz mumkin:

$$i_{1x}^* = -(i_{1B}^* + i_{1C}^*); \quad i_{1y}^* = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{1B}^* - i_{1C}^*),$$

bundan, ikki fazali tizimdagi toklar orqali ifodalangan, uch fazali tizim toklarining oniy qiymatlarini aniqlashdigan ifodaga ega boʻlamiz:

$$i_{1A}^* = i_{1x}^*; \quad i_{1B}^* = -\frac{1}{2}(i_{1x}^* - \sqrt{3}i_{1y}^*); \quad i_{1C}^* = -\frac{1}{2}(i_{1x}^* + \sqrt{3}i_{1y}^*). \quad (6.17)$$

(6.14)...(6.17) formulalar koordinatalar almashinuvi sxemasidagi hisoblashlarni ifodalaydi. Hisoblashlar real vaqtda mikroprotessorli tizim asosida



amalga oshirilishi kerak. (6.15) va (6.16) formulalar bo'yicha hisoblashlarni amalga oshirish uchun  $\theta_c$  burchakning oniy qiymatini bilish kerak bo'ladi. U quyidagi usulda hisoblanadi:

$$\theta_c = \int_0^t \omega_{0sl} dt = \int_0^t (\omega r_p + \omega_p) dt.$$

Sxemasida (6.11-rasmga q.) (6.14) va (6.17) formulalar bo'yicha almashtirishlar mos ravishda  $3/2$  va  $2/3$  bilan belgilangan, (6.15) va (6.16) formulalar bo'yicha esa mos ravishda  $e^{-j\theta_c}$  va  $e^{j\theta_c}$  bilan belgilangan.

$\alpha - \beta$  koordinata tizimida yozilgan kattaliklardan  $x - y$  ikki fazali koordinata tizimida yozilgan kattaliklarga o'tishda yuqorida bayon qilingan koordinatalar almashinuvidan tashqari qutbli koordinatalar tizimini qo'llash bilan bog'liq almashtirishlar ham mavjud. 6.12-rasmda stator tokining fazoviy vektori  $\tilde{I}_1$  va ikkita: qo'zg'almas  $x - y$  hamda aylanuvchan  $\alpha - \beta$  koordinata tizimlari ko'rsatilgan. Tok vektori va aylanuvchan koordinata tizimi haqiqiy o'qi orasidagi  $\alpha$  burchak faqatgina o'tkinchi jarayonlardagina o'zgaradi, barqarorlashgan rejimda esa o'zgarmas qoladi. U quyidagi formula bo'yicha aniqlanadi:

$$\alpha = \arctg(i_{1\beta}/i_{1\alpha}).$$

Tok vektori moduli quyidagicha hisoblanadi

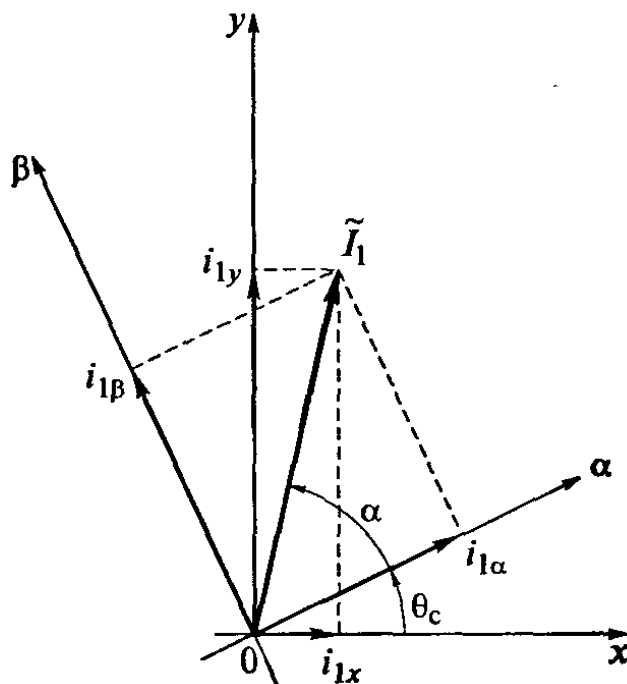
$$|\tilde{I}_1| = \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}.$$

Qo'zg'almas koordinata tizimi o'qlaridagi tok vektori proeksiyasining qiymati quyidagi ifodalar bo'yicha hisoblanadi:

$$i_{1x} = |\tilde{I}_1| \cos(\theta_c + \alpha);$$

$$i_{1y} = |\tilde{I}_1| \sin(\theta_c + \alpha).$$

Qoʻzgʻalmas koordinata tizimiga nisbatan aylanuvchan koordinata tizimi burilish burchagi  $\theta_c$  ning qiymati, shuningdek yuqorida bayon qilingan koordinatalar almashinuvi elektr yuritmaning boshqarish tizimida hisoblanadi.



3.12-rasm. Qutbli koordinata tizimidagi tokning fazoviy vektori

## XULOSA

Asinxron, sinxron va ventil dvigatellarda momentni, tezlikni yoki rotor holatini boshqarish uchun qo'llaniladigan o'zgaruvchan tok elektr yuritmalarda qo'llaniladigan o'zgartirgichlar zamonaviy elektrotexnik qurilma hisoblanib, bugungi kunda butun dunyo etakchi elektrotexnik firmalari tomonidan turli turli xil rusumlarda ishlab chiqarilmoqda.

O'zgarmas tok zvenoli va keng-impulslı modulyasiyali avtonom inverterli chastota o'zgartirgichlar elektr yuritma o'zgartirgichlarning asosi bo'lib xizmat qiladi. O'zgartirgichlarning kuch qismiga IGBT bazasidagi modullarning qo'llanishi, hamda ularning tarkibiga kiruvchi boshqarishning, nazoratning, himoyaning va diagnostikaning mikroprotessorli tizimining mavjudligi o'zgaruvchan tok elektr yuritmalarni rostdashning energetik va eksluatatsion ko'rsatgichlarining yuqori darajaga ko'tarilishiga olib keldi.

Elektr yuritmani sozlash va uni o'zgartirgichlar bilan boshqarish standart ketma-ket interfeys orqali shaxsiy kompyuter bilan yoki alohida masofali boshqaruv pulti bilan amalga oshiriladi. Pult ko'chma yoki o'zgartirgichning o'zida joylashgan bo'lishi mumkin. Unda joylashgan displey tekstli yoki ba'zida grafikli bo'lishi mumkin. Pultning konstruksiyasiga bog'liq ravishda uning displeyida o'rnatilgan ish rejimini xarakterlovchi alohida parametrlar yoki parametrlar guruhi aks etishi mumkin. Windows operatsion muhitidagi maxsus dasturiy ta'minot elektr yuritmani sozlash va boshqarish funksional imkoniyatlarini sezilarli darajada kengaytirdi. Elektr yurimaning sozlash jarayonlarini vizual tasvirlarini kompyuter monitorida yoki boshqarish pultining displeyida chiqarish imkoniyatlari qo'rib chiqilmoqda.

Ekspluatatsiya jarayonida elektr yuritmani boshqarish o'zgartirgich bevosita o'rnatilgan joydan boshqaruv pulti bilan yoki masofadan boshqarish pulti bilan amalga oshiriladi. Tezlik va momentning beriluvchi signallari (o'rnatmalar),

analogli kirish orqali analogli shaklda berilishi yoki dasturlangan oʻrnatmalardan tanlanishi mumkin. Diskret masofadan boshqaruv, ketma-ket interfeys orqali yoki PROFIBUS, INTERBUS, CAN, DeviceNet va boshqa tarmoq interfeys platalari orqali tizimli shinalar boʻyicha amalga oshiriladi. Bundan tashqari, odatda dasturlangan ishgi topshiriqlar nazarda tutiladiki ular yordamida elektr yuritmaning ish siklli davomida tezlik oʻzgarishining dasturlangan diagrammasi beriladi. SHuningdek analogli va diskret beriluvchi signallarning oʻzaro kombinatsiyalari mavjud.

Elektr yuritma oʻzgartirgichlari, qoidaga koʻra modulli tamoyil boʻyicha qurilganligi bois unga qoʻshimcha plata oʻrnatishni talab qiladi. Oʻrnatilgan dasturiy vositali ushbu platalar buyurmachi talablariga mos ravishda tezlikni rostdash ochiq tizimidan tortib tezlikni rostdashning yopiq tizimigacha boʻlgan turli konfiguratsiyali elektr yuritmalarni olish imkonini beradi. Elektr yuritmaga yuqori talablar qoʻyilmaydigan holatlarda kuchlanish va chastotaning turlicha nisbatlarida  $U/f$  –rostdash tamoyili boʻyicha ishlovchi oddiy va mos ravishda tezlik boʻyicha teskari aloqasi boʻlmagan hamda tan narxi nisbatan arzon boʻlgan oʻzgartirgichlar qoʻllaniladi. Bunda maxsus datchikli dvigatellarning qoʻllanilishi talab qilinmaydi. Mexanik xarakteristika qattiqligining oshishi  $IR$  – kompensatsiyani qoʻllanishi bilan amalga oshiriladi. Rostdashning katta diapazonlarida hamda dinamikada yuqori talablar qoʻyilganda murakkab boshqaruv algaritmlari qoʻllaniladi, xususan, tok yoki kuchlanish bilan boshqariladigan oʻzgartirgichli datchikli va datchiksiz teskari aloqani vektorli boshqarish. Teskari aloqa datchikli vektorli boshqarishning qoʻllanishi yuqori dinamik xususiyatlarda tezlikni rostdash diapazonini bir necha minggacha oshirish imkoniyatini beradi. Bunda maksimal chastotadan 0,1 Gs gacha boʻlgan diapazonda oʻtayuklanish xususiyatining oʻzgarmasligi taʼminlanadi. Tezlik nolga teng boʻlganda momentning oʻzgarmasligi taʼminlanadi va shunga muvoffiq ravishda yuklamaning aktiv momentida elektr yuritma holatni boqarish tizimlarida qoʻllanilishi mumkin.

Qoʻshimcha platalar tashqi qurilma va turli xildagi datchiklar (xususan tezlik datchigi) bilan aloqani amalga oshiruvchi diskret va analogli kirish va chiqishlar

sonini kengaytirish uchun qo'llaniladi. Qo'shimcha platalar orqali bir necha dvigatellarni sinxron boshqarish amalga oshiriladi va h.k.

O'zgartirgichlarning qulayroq boshqaruvini ta'minlash uchun ularning hamma parametrlari va ish rejimlari aniq bir tartibdagi tuzulmaga ega bo'lgan menyuda birlashtiriladi. Misol tariqasida bunday tuzulmaga ega turli xil firmalar tomonidan ishlab chiqilgan o'zgartirgichlar uchun xarakterli bo'lgan bir qator konkret menyu punktlariga murojaat qilamiz.

Menyu o'z tarkibida bir necha parametrlar guruhini aks ettiradi [36], masalan: "Aks etuvchi parametrlar" ("Отображаемые параметры"), "O'rnatmalar va integratorlar" ("Уставки и интеграторы"), "Rostlash parametrlari" ("Параметры регулировки"), "Dvigatel parametrlari" ("Параметры двигателя"), "Tayanch signallar" ("Опорные сигналы"), "Nazorat funksiyalari" ("Контрольные функции"), "CHiqishlarini tayinlash" ("Назначение выводов"), "Boshqaruvchi funksiyalar" ("Управляющие функции"), "O'zgartirgich funksiyalari" ("Функции преобразователя") va boshqalar.

Pult yoki shaxsiy kompyuter displeyida aks etuvchi parametrlarning birinchi guruhiga odatda dvigatel tezligi, o'zgartirgich chiqishidagi kuchlanish chastotasi, yuklama tokining to'la va aktiv qiymatlari, dvigateldagi kuchlanish ta'luqli bo'ladi. SHuningdek menyuda o'zgartirgichning ish rejimlari, tezlik rostlagichining blokirovkasi, elekt yuritmaning ish rejimlari (tezlikni rostlash, momentni rostlash, holatni rostlash) ham aks etishi mumkin. Xatoliklar to'g'risidagi ma'lumotlar ma'lum bir kod yoki mantli ko'rinishida taqdim etiladi. Odatda o'zgartirgichda texnologik jarayon talablariga bog'liq ravishda qo'llanilishi mumkin bo'lgan ikki yoki undan ko'p parametrlar guruhi nazarda tutilgan bo'ladi. Guruh raqami ham displey ekranida aks etishi mumkin.

Parametrlarning ikkinchi guruhida, o'rnatmalar manbai va ularni berish usullari, shuningdek o'zgartirgichga o'rnatmalar kiritiladigan kirishlarning xarakteristikalarini va masshtablari, kiruvchi signallarning o'sish tempi va ularni silliqlash shakli o'rnatiladi.

Rostlash parametrlari deganda, tezlikni rostdash parametrlarini va tuzulmalarini, ushlab turish parametrlarini, ya'ni yuritmani to'xtatish xarakteri va uni qo'zg'almas holatda ushlab turish, shuningdek bir necha yuritmani sinxron rejimda rostdash tushuniladi.

Dvigatelga tegishli parametrlar guruhida tezlikni rostdash ishchi diapazoni, uning maksimal va minimal qiymatlari, kuchlanish bilan ta'minlanganligi yoki ta'minlanmaganligi,  $IR$  – kompensatsiya va  $U/f$  – rostlagichli yuritma uchun sirpanish kompensatsiya, tokning ruxsat etilgan qiymatining cheklovi, aylanish yo'nalishini tanlash, himoya funksiyalari o'rnatiladi.

“Tayanch silnallar” parametrlar guruhi o'zgaruvchilar qiymatlarini berish uchun xizmat qiladi. Ushbu beriladigan o'zgaruvchilar qiymatiga nisbatan elektr yuritmaning ba'zi bir ish rejimlari baholanadi va ro'yxatga olinadi. Bu o'zgaruvchilarga, tezlik qiymatining beriluvchi va haqiqiy qiymatlarini solishtirish uchun qo'llaniladigan tezlikning tayanch signali, tok signali, shuningdek elektr yuritmada rezonans hodisasi vujudga keladigan chastotaning taqiqlangan diapazoni ta'luqli bo'ladi.

Alohida guruhda elektr yuritmaning asosiy parametrlarining nazoratini o'rnatuvchi funksiyalar kiritiladi va ta'minot manbai kuchlanishining yo'qolishida ularning o'rnatilgan qiymatlaridan ruxsat etilmagan og'ishiga reaksiyasi aniqlanadi.

O'zgartirgichda diskretli va analogli kirish va chiqishlar mavjud bo'lib, ularning bir qismi aniq bir funksiya bo'yicha qat'iy dasturlangan, bir qismi esa taqdim etilayotgan ro'yxatdan tanlangan funksiya bo'yicha dasturlanishi mumkin bo'ladi. Ushbu funksiyalar qatoriga quyidagilarni misol qilishimiz mumkin: nosozliklar to'g'risidagi signallar, o'zgartirgichning ishga tayyorligi, o'zgartirgichning blokirovkasi, dvigatelga o'rnatilgan elektromagnit tormozning qo'yilishi yoki olinishi, u yoki bu komplekt parametrlarning aktivligi to'g'risida, tezlikning oshib ketishi va h.k. Ushbu funksiyalar “CHiqishlarini tayinlash” menyusining parametrlari guruhiga ta'luqlidir.

Boshqaruv funksiyalari guruhida o'zgartirgich boshqaruvining asosiy xarakteristikalariga tegishli barcha parametrlarni o'rnatish amalga oshiriladi. O'zgartirgichning talab qilinayotgan rejimlarini o'rnatishda bu xarakteristikalar o'zgartirgich ishga tushgandan so'ng avtomatik tarzda o'rnatiladi.

Menyuda tilni tanlash imkoniyati ham mavjud. SHuningdek zavod o'rnatmalariga mos o'rnatilgan parametrlar mavjud bo'lib zaruriy paytda ularga qaytish mumkin. O'zgartirgichni kompyuter bilan ketma-ket interfeys orqalni ta'minlovchi manzil o'rnatiladi va h.k.

O'rnatilgan yoki masofadan boshqariladigan pult bilan boshqarishni tanlash shu maqsad uchun oldindan dasturlangan diskret kirish yordamida amalga oshiriladi. Talash uchun bir qator menyular nazarda tutiladi: to'la menyu, qisqa menyu va ishga tushirish uchun maxsus menyu. Real vaqtda sanoat tarmog'i orqali ulangan bir necha o'zgartirgichlar boshqaruvini tashkil qilish imkoniyati ham mavjud.

Bir qator boshqaruvchi komandalar mavjud, ular, boshqaruvchi signal manbaini tanlash, rostlagich blokirovkasi, ishga ruxsat berish, aylanish yo'nalishini tanlash. Qo'shimcha funksiyalarni kiritib ushbu komandalar soni ortirish mumkin. Bu qo'shimcha funksiyalarga keskin to'xtash, issiqlik berish bilan to'xtash, parametrlarni tanlash, tashqi xatoliklar signalining kiritilishi, oxirgi o'chirgichdan signal va boshqalar misol bo'la oladi.

Dasturlangan boshqaruvchi funksiyalar, ishchi mexanizmning inersionlik xususiyatini hisobga olgan holda elektr yuritmaning tezlikni yoki yuklama momentini o'zgarishiga reaksiyasining sozlanishi shartida statik va dinamik xarakteristikalarining moslashinuvi imkoniyati beradi.

Elektr yuritmaning ekspluatatsion ishonchligi o'zgartirgichning himoya tizimini ta'minlaydi. Himoya tizimi o'z tarkibiga quyidagilarni oladi: maksimal tok himoyasi, dvigatelning va o'zgartirgichning qizib ketishidan himoya, o'ta yuklanishdan himoya, ta'minot kuchlanishi og'ishidan himoya, fazalar uzilishidan himoya, fazalararo qisqa tutashuvdan va fazalarning er bilan qisqa tutashuvdan himoya va h.k. Ko'pchilik o'zgartirgichlarda mavjud bo'lgan avtomatlashtirilgan

diagnostika tizimi nozosliklar chiqqan vaqtda qurilmani to'xtab qolishlarini qisqartiradi va unga texnik xizmat qo'rsatishni sezilarli darajada soddalashtiradi.

Oxirgi yillarda markazlashmagan yuritma texnikasi degan ibora keng tarqalganki, ushbu ibora ostida motor-reduktor va chastota o'zgartirgichning turli kombinatsiyasidan iborat tizimni bevosita dvigatelga o'rnatish tushuniladi. Bundan modulli konstruksiya osongina bo'ysinuvchi mexanizmga joylashtiriladi va elektrik montajni soddalashtiriladi.

O'zgartirgichlarning yuqori texnik-iqtisodiy ko'rsatgichlarini ta'minlaydigan xususiyatlar qatoriga quyidagilarni kiritish mumkin: yuqori ishonchlilik (yuqori ishonchli maxsus mikrosxemalar qo'llanilishi bilan ta'minlanadi); o'zgartirgich o'lchamlarining kichikligi (radiator o'lchamlarining kichikligida yuqori effektiv sovitish tizimining qo'llanilishi bilan ta'minlanadi). Boshqaruvning yangidan-yangi algoritmlarining qo'llanilishi natijasida o'zgartirgichli elektr yuritmaning statik va dinamik xarakteristikalarini yaxshilanib boradi. O'zgartirgichni dvigatel xarakteristikalariga avtomatik sozlash tizimining mavjudligi elektr yuritmani ekspluatatsiyasiya jarayonining soddalashtirishiga olib keladi.

O'zgartirgichlarni zamonaviy avtomatlashtirilgan tizimlarga osongina joylashtirish mumkin. Hozirda yangidan-yangi mukammallashtirilgan boshqaruv algoritmlari ishlab chiqilmoqda. O'zgartirgichlarning konstruktsiyasi uzluksiz ravishda takomillashtirilmoqda, ularning qo'llanish sohasi kengaymoqda va foydalanuvchiga taqdim qilanayotgan qulayliklar darajasi ko'paymoqda.

### **Xulosaga olib chiqilgan asosiy tavsiyalar**

- Asinxron motor tezligini aylanuvchan koordinata tizimida aniqlashning matematik modeli ishlab chiqildi;
- Asinxron motor tezligini kutbli koordinata tizimida aniqlashning matematik modeli ishlab chiqildi;
- Asinxron motor tezligini qo'zgalmas koordinata tizimida aniqlashning matematik modeli ishlab chiqildi;



### **Foydalanilgan adabiyotlar:**

1. *Atabekov G.I.* Основы теория сепей: учебник для студ. вузов / G.I. Atabekov.-M.: Energiya, 1969.-424 b.
2. *Basharin A.V.* Управление электроприводами: учеб. пособие для студ. вузов / A.V. Basharin, V.A. Novikov, G.G. Sokolovskiy.- L.: Energoatomizdat, Leningr. otd-nie, 1982.-392 b.
3. *Bellman R.* Введение в теорию матриц / R.Bellman.- M.: Nauka, 1976.-352 b.
4. *Belov M.P.* Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: учебник для студ. вузов /M.P. Belov, V.A. Novikov, L.N. Rassudov.-M.: Izdatelskiy sentr «Akademiya», 2004.-576 b.
5. *Bernshteyn A.YA.* Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / A.YA. Bernshteyn, YU.M. Gusyaskiy, R.S. Sarbatov; pod red. R.S. Sarbatova.-M.: Energiya, 1980.-328 b.
6. *Borsov YU.A., Sokolovskiy G.G.* Автоматизированный электропривод с упругими связями / YU.A. Borsov, G.G. Sokolovskiy.- SPb.: Energoatomizdat, Sank-Peterburg. otd-nie, 1992.-288 b.
7. *Braslavskiy I.YA.* Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением /I.YA. Braslavskiy.-M.: Energoatomizdat, 1988.-224 b.

8. *Braslavskiy I.YA.* Energoberegayushiy asinxronnyy elektropriwod: Ucheb. posobie dlya stud. vuzov /I.YA. Bravlavskogo.-M.: Energiya, 2004.-256 b.
9. *Brodovskiy V.N.* Privody s chastotno-tokovym upravleniem / V.N. Brodovskiy, E.S. Ivanov; pod red. V.N. Borodovskogo.- M.: Energiya, 1974.-168 b.
10. *Bulgakov A.A.* CHastotnoe upravlenie asinxronnymi elektrodvigatelyami / A.A. Bulgakov.-2-e izd., dop.-M.:Nauka, 1966.-297 s.
11. *Bychkov M.G.* Elementy teorii ventilno-induktivnogo privoda // Elektrichestvo.-1997.-№8.-S.35-44.
12. *Veshenevskiy S.N.* Karakteristiki dvigateley v elektropriwode / S.N. Veshenevskiy.- M.: Energiya, 1966.- 400 s.
13. *Vodovozov V.M.* Teoriya i sistemy elektropriwoda : ucheb. posobie / V.M. Vodovozov.- SPb. : Izd-vo SPbGETU «LETI», 2004.-306 s.
14. *Glazenko T.A.* Poluprovodnikovyye preobrazovateli v elektropriwodax postoyannogo toka / T.A. Glazenko. – L. : Energiya, 1973.-304 s.
15. *Gollandsev YU.A.* Ventilnyye induktorno-reaktivnyye dvigateli / YU.A. Gollandsev YU.A. SPb. : GNSRF-SNII «Elektropribor», 2003.-148 s.
16. *Gruzov V.L.* Upravlenie elektropriwodami s ventilnymi preobrazovatelyami : ucheb. posobie / V.L. Gruzov.- Vologda : VoGTU, 2003.- 294 s.
17. *Efimov A.A.* Aktivnyye preobrazovateli v reguliruemyykh elektropriwodax peremennogo toka / A.A. Efimov, R.T. SHreyner; pod red. R.T. SHreynera.- Novouralsk : NGTI, 2001.-250 s.
18. *Ivanov-Smolenskiy A.V.* Elektricheskiye mashiny : uchebnyk dlya stud. vuzov / A.V. Ivanov-Smolenskiy.-M. : Energiya, 1980.-928 s.
19. *Ilinskiy N.F.* Osnovy elektropriwoda : ucheb. posobie dlya stud. vuzov / N.F. Ilinskiy.- M. : MEI, 2000-164 s.
20. *Ilinskiy N.F.* Obshchiy kurs elektropriwoda : uchebnyk dlya stud. vuzov / N.F. Ilinskiy, V.F. Kozachenko. - M. : Energoatomizdat, 1992.-544 s.

21. *Ilinskiy N.F.* Ventilno-induktorный привод для легких электрических транспортных средств // *Электротехника* / N.F. Ilinskiy, M.G. Vyshkov.-2000.- №2.-S.28-31.
22. *Klyuchev V.I.* Teoriya elektroprivoda : uchebnyy dlya stud. vuzov. 3-e izd., pererab. I dop.-M. : Energoatomizdat, 2001.-714 s.
23. *Kovchin S.A.* Teoriya elektroprivoda : uchebnyy dlya stud. vuzov / S.A. Kovchin, YU.A. Sabinin.- SPb. : Energoatomizdat, Sank-Peterburg. otd-nie, 2000.-496 s.
24. *Kozachenko V.F.* Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // *CHIP NEWS*.- 1999.-№1 (34).-S.2-9.
25. *Kopylov I.P.* Matematicheskoye modelirovaniye elektricheskikh mashin: uchebnyy dlya stud. vuzov / I.P. Kopylov. – M.: Vyssh. SHk., 2001. – 327 s.
26. *Kuzovkov N. T.* Teoriya avtomaticheskogo regulirovaniya, osnovannaya na chastotnykh metodakh / N.T. Kuzovkov. – M.: Oborongiz, 1960. – 444 s.
27. *Kuzovkov N. T.* Modalnoye upravleniye i nablyudayushchiye ustroystva / N.T. Kuzovkov. – M.: Mashinostroeniye, 1976. – 184 s.
28. *Matxanov P.N.* Osnovy analiza elektricheskikh seriy. Lineynyye seriy: uchebnyy dlya stud. Elektrotexn. i radiotexn. vuzov / P.N. Matxanov. – 3-e izd., pererab. i dop. – M.: Vyssh. SHk., 1990. – 499 s.
29. *Mikeroov A.G.* Upravlyayemye ventilnyye dvigateli maloy moshchnosti: ucheb. posobie / A.G. Mikeroov. – SPb.: Izd-vo SPbGETU «LETI», 1997. – 64 s.
30. *Moskalenko V.V.* Elektricheskyy privod: ucheb. posobie dlya stud. uchrejdeniy sred. prof obrazovaniya / V.V. Moskalenko. – M.: Masterstvo, 2000. – 416 s.
31. *Onitsenko G.B.* Elektroprivod turbomekhanizmov / G.B. Onitsenko, M.G. Yunkov. – M.: Energiya, 1972. – 240 s.
32. *Onitsenko G.B.* Elektricheskyy privod: uchebnyy dlya stud. vuzov / G.B. Onitsenko. – M.: RASXN, 2003. – 320 s.

33. *Oniщenko G.B.* Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойной подачи / G.B. Onищenko, I.L. Lokteva. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
34. Основы автоматизированного электропривода / M.G. Шиликин, M.M. Sokolov, V.M. Terexov, A.V. Шиньанский: учеб. пособие для студ. вузов. – М.: Энергия, 1974. – 568 с.
35. *Pozdeev A.D.* Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / A.D. Pozdeev. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
36. Приводной преобразователь MOVIDRIVE®MD\_60A. Системное руководство. – Издание 11/99, SEW Eurodrive. – 253 с.
37. *Rudakov V.V.* Асинхронные электроприводы с векторным управлением / V.V. Rudakov, I.M. Stolyarov, V.A. Dartau. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. – 136 с.
38. *Sabinin YU.A.* Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / YU.A. Sabinin, V.L. Gruzov. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1985. – 128 с.
39. *Sabinin YU.A.* Электромашинные устройства автоматики: Учебник для студ. вузов / YU.A. Sabinin. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988. – 408 с.
40. *Sandler A.S.* Частотное управление асинхронными двигателями / A.S. Sandler, R.S. Sarbatov. – М.: Энергия, 1966. – 144 с.
41. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / [O.V. Slejanovskiy, L.X. Datskovskiy, I.S. Kuznetsov, E.D. Lebedev и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
42. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / [L.X. Datskovskiy, V.I. Rogovoy, B.I. Abramov, B.I. Motsoxeyn и др.] // Электротехника. 1996. №10. – С. 18 – 28.

43. *Sokolov M.M.* Асинхронный электропривод с импульсным управлением в сети выпрямленного тока ротора / М.М. Sokolov, P.E. Danilov. – М.: Энергия, 1972. – 72 с.
44. *Sokolovskiy G.G.* Теория и системы электропривода (электроприводы переменного тока) : учеб. пособие / G.G. Sokolovskiy. – SPb.: Izd-vo SPbGETU «LETI», 1999. – 80 с.
45. *Spravochnik po avtomatizirovannomu elektroprivodu / pod red. V.A. Eliseeva i A.V. SHinyanskogo.* – М.: Energoatomizdat, 1983. – 616 с.
46. *Terexov V.* Элементы автоматизированного электропривода: учебник для студ. вузов / V.M. Terexov. – М. : Energoatomizdat, 1987. – 224 с.
47. *Tokarev L.N.* Математическое описание, расчет и моделирование физических процессов в судовых электростанциях / L.N. Tokarev. – Л.: Судостроение, 1980. – 119 с.
48. *Tokarev L.N.* Программы для моделирования электромеханических систем / L.N. Tokarev, N.V. SHiu. – SPb.: Izdatelsko-poligraficheskii sentr SPbGETU «LETI», 1999. – 152 с.
49. *Usynin YU.S.* Системы управления электроприводов: учеб. пособие / YU.S. Usynin. – Челябинск: izd-vo YUUrGU, 2001. – 358 с.
50. *Xruxcev V.V.* Электрические машины систем автоматики: учебник для вузов / V.V. Хрущев. – Л.: Energoatomizdat, Leningr. otd-nie, 1985. – 368 с.
51. *Sifrovye elektroprivody i tranzistornymi preobrazovatel'nyimi / S.G. German-Galkin, V.D. Lebedev, B.A. Markov, N.G. CHicherin.* – Л.: Energoatomizdat, Leningr. otd-nie, 1986. – 248 с.
52. *SHenfeld R.* Автоматизированные электроприводы: пер. с нем. / R.SHenfeld, E Xabiger; pod red. YU.A. Borsova. – Л.: Energoatomizdat, Leningr. otd-nie, 1985. – 464 с.
53. *SHreyner R.T.* Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / R.T. SHreyner. – Екатеринбург : URO RAN, 2000. – 654 с.

54. *SHubenko V.A.* Tiristornyy asinxronnyy elektroprivod s fazovym upravleniem / V.A. SHubenko, I.YA. Braslavskiy. – M.: Energiya, 1972. – 200 s.
55. *Kozachenko V.F.* Osnovnyye tendensii razvitiya vstroennykh sistem upravleniya dvigatelyami i trebovaniya k mikrokontrolleram // CHIP NEWS.- 1999.-№1 (34).-S.2-9.
56. *Buja G., Kazmierkowski M.P.* Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motor – A Survey: III Summer Seminar on Nordic Network for Multi Disciplinary Electric Drives. – 21 – 23 Jun 2003. – Zegrze. – Poland. – pp. 1–19.
57. Direct Torque Control of AC motor drive. M. Aaltonen, P. Tiitinen, J. Laku. S. Heikkilä // ABB Review – 1995. - №3. – pp.19 – 24.
58. *Flöter W., Ripperger H., Die* Transvektor-Regelung für feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine // Siemens-Zeitschrift. – Vol. 45 (1971).- S. 761-764.
59. *Leonard W.* Control of Electrical Drives. – Berlin: Springer, 1996. – S. 420.
60. *Schröder P.* Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, 2 Auflage. – Berlin: Springer, 2001. – S. 1172.
61. *Vas P.* Sensorless Vector and Direct Torque Control. – Oxford University Press. – 1998.
62. [www.ziyonet.uz](http://www.ziyonet.uz)
63. [www.elster.ru](http://www.elster.ru)
64. [www.izmerenie.ru](http://www.izmerenie.ru)
65. [www.alphacenter.ru](http://www.alphacenter.ru)
66. [www.metronica.ru](http://www.metronica.ru)
67. “Mercuriy”. [www.incotex.ru](http://www.incotex.ru)
68. SP OOO “Elektron hisoblagich”
69. [www.uzelex.uz](http://www.uzelex.uz)
70. [www.algorithm.uz](http://www.algorithm.uz)
71. [www.undp.uz](http://www.undp.uz)

72. [www.uzbekenergo.uz](http://www.uzbekenergo.uz)

73. [www.press-service.uz](http://www.press-service.uz)

74. [www.gov.uz](http://www.gov.uz)

75. [www.uzbekcoal.uz](http://www.uzbekcoal.uz)

76. [www.lex.uz](http://www.lex.uz)

77. [www.gismeteo.ru](http://www.gismeteo.ru)