

X. B. SAPAEV

**ELEKTRMEXANIK TIZIMLARNING
APPARATLARI, ELEMENTLARI VA
O'ZGARTGICH TEXNIKASI
II-QISM**

**ELEKTRMEXANIK TIZIMLARNING
ELEMENTLARI VA O'ZGARTGICH
TEXNIKASI**



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

X. B. SAPAYEV

**ELEKTR MEXANIKA TIZIMLARINING
ELEMENTLARI VA O‘ZGARTKICH
TEXNIKASI**

II QISM

DARSLIK

**Toshkent
« Universitet »
2022**

UO'K: 621.373/31 (07)

KBK: 31/2 ya7

22/379

S81

X. B. Sapayev Elektr mexanika tizimlarining apparatlari, elementlari va o'zgartkich texnikasi. 2-qism. Darslik. – Toshkent: 2022. 234 b.

“Elektr mexanika tizimlarining apparatlari, elementlari va o'zgartkich texnikasi”, 2-qism, “Elektr mexanika tizimlarining elementlari va o'zgartkich texnikasi” darsligi O'zbekiston Respublikasining sanoat, ishlab chiqarish va boshqa ko'plab sohalarda keng qo'llaniladigan yarimo'tkazgichli elementlar va ular asosidagi o'zgartkich qurilmalarining ishlash prinsiplari, texnik tavsiflari va ularning qo'llanish sohalari kabi savollarni yoritishga qaratilgan.

Mazkur darslik 5310700 - “Elektr texnikasi, elektr mexanikasi va elektr texnologiyalari” bakalavriat ta'lim yo'nalishi talabalariga uchun mo'ljallangan bo'lib, turdosh mutaxassisliklar talabalariga mazkur fanni o'rganishda foydali bo'ladi.

ISBN: 978-9943-7886-1-9

Taqrizchilar:

N.M. Aripov – Toshkent davlat transport universiteti, “Avtomatika va telemexanika” kafedrasida professori, t.f.d.;

N.B. Pirmatov – Toshkent davlat texnika universiteti
“Elektr mashinalari” kafedrasida professori, t.f.d.

© Toshkent davlat texnika universiteti, 2022

KIRISH

O'zgartkich texnikasi rivojlanishi, uni ishlab chiqarishda va xalq xo'jaligi ko'rxonalarida qo'llash istiqboli katta quvvatli elektron asboblarning rivojlanishiga bog'liq. Bu rivojlanish XX – asrning boshidan simobli asboblari - ventillardan boshlanib, to bugungi kunga qadar katta quvvatli yarimo'tkazgichli integral modullargacha davom etib kelmoqda.

Katta quvvatli to'g'rilagichlarning birinchisi 1900- yilda, shishali simob kolbasi asosida AQSH olimi Kuper Yuit tomonidan kashf etilgan. 1911-yilda metall - simobli elektron asbob asosidagi to'g'rilagichlar Germaniyalik muhandis B.Sheffer tomonidan ishlab chiqilgan. 1920-yillardan keyin bu yo'nalishni Rossiyada akademik V.P Vologdin boshqargan, va 1924-yilda muhandis V.K. Krapivin rahbarligida metall – simobli asbob asosida 10 kVt lik to'g'rilagich yaratilgan [2,3].

Simobli shisha va temir qolbali asboblari o'rniga 1930-yillarda gaz razryadli (ionli) va vakuum elektron asboblari qo'llanilgan. Bu elektron asboblari faqat katta toklarni kommutatsiya qilish emas, balki ularni boshqarish imkoniyatlariga ham ega bo'lgan. Buning uchun ularda qo'shimcha boshqaruvchi elektrodlar o'rnatilgan. Shu davrlar o'zgartkich texnikasining eng jadal rivojlangan vaqti hisoblanadi. 1934- 1938 - yillarda o'zgartkich texnikasining fundamental sxemalarini yaratishda olimlar V.P. Vologdin, A.N. Larionov, G.I. Babat, I.L. Kaganov ishtirok etganlar. Bir fazali ko'priksimon sxema N. Grets tomonidan va uch fazali ko'priksimon sxema A.N. Larionov va N. Grets tomonidan 1936-yilda yaratilgan. Yo'nalish rivojlanishini yanada jadallashtirish maqsadida 1943-yilda Moskva energetika instituti qoshida prof. I.L. Kaganov tashabbusi bilan birinchi "Sanoat elektronikasi" kafedrasini ochilgan.

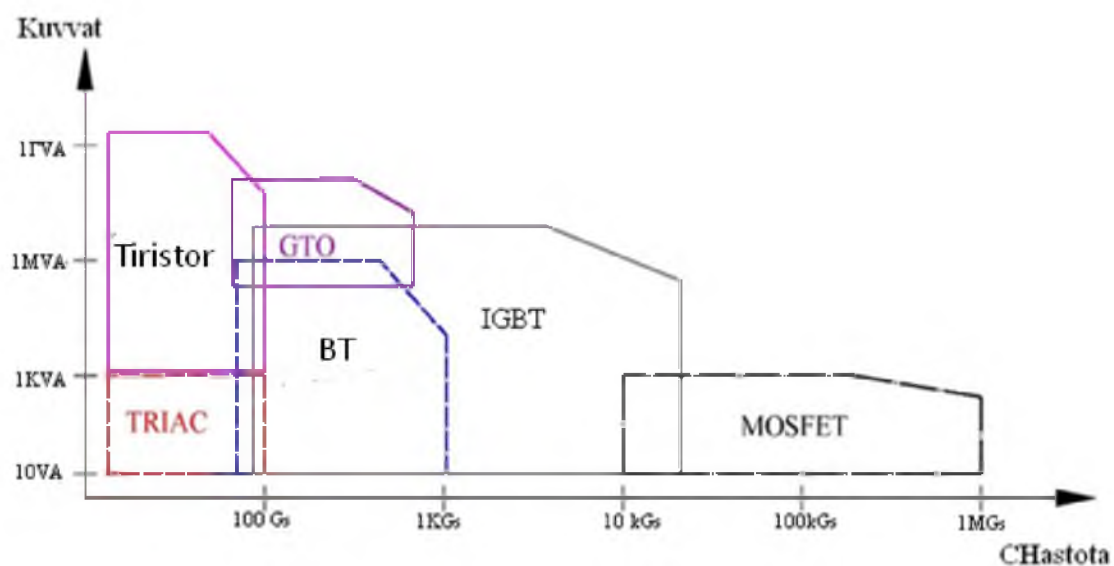
Urush yillari Moskva va Leningrad shaharlaridan energetika sohasidagi ilmiy institutlar va shu yo'nalish olimlari Toshkent shahriga evakuatsiya qilinishi natijasida Toshkent Energetika va Avtomatika instituti qoshida ilmiy maktablar yaratilgan. Bu maktablarning davomchilari akad. X.F. Fozilov (Energetika sohasi), akad. M.Z. Hamudxanov (elektr yuritmalari va avtomatika sohasi), akad. G.R. Raximov (elektrtexnika sohasi)

va boshqalar keyinchalik o'z maktablarini yaratib, O'zbekistonda Elektr energetika va Avtomatika yo'nalishlarini yuqori darajaga olib chiqdilar.

1948-yilda Uolter Bratteyn, Djon Bardin va Vilyam Shokli tomonidan **bipolyar tranzistorlar** ishlab chiqarilganligi ma'lum qilingan. Ushbu kashfiyotlari uchun bu olimlar Nobel mukofoti laureatligiga sazovor bo'lganlar.

Keyingi 10 yil davomida diod va tranzistorlarni ishlab chiqish texnologiyalarini chuqur o'zlashtirish natijasida 1958-yilda Fransiyada tadqiqotlar olib borgan polyak olimi Stanislav Tashner tomonidan amalda qo'llanishi mumkin bo'lgan **maydoniy tranzistorlar** va Germaniyaning **Westighous** firmasi tomonidan **tiristor** ishlab chiqilgan. Keyinchalik bu asboblarning turli xususiyatlarga ega bo'lgan turlari yaratilgan (to'liq boshqariluvchi tiristorlar, simistorlar, optotiristorlar, dinistorlar va h.k.). Ularni qo'llash asosida 1960-1990 yillarda o'zgartkich texnikasiga doir bo'lgan ko'p turdagi samarali qurilmalar rivojlangan. Tiristorlar qo'llanilishi natijasida o'zgartkich qurilmalarining barcha ko'rsatkichlari yaxshilangan. Masalan: elektr yuritmalarida va elektr texnologiyalarda simobli asboblari qo'llanganda 1000 A li o'zgartkichning massasi 300 kg ga to'g'ri kelsa, shu tokka mo'ljallangan tiristorli o'zgartkich massasi 5 kg ga to'g'ri kelgan. Undan tashqari tiristorli qurilmalarning narhlari kamaygan, ishonchliligi oshgan, boshqarish tizimlari soddalashtirilgan.

1985 – 1990 yillarda dunyo bozorida katta toklar va katta kuchlanishlarga mo'ljallangan MOSFET va IGBT tranzistorlari va to'liq boshqariluvchi katta quvvatli tiristorlar paydo bo'ladi. Bu elektron asboblari 10 lab kA va kV diapazonlarida hamda 100 kHz bo'lgan chastotalarda ishlash imkoniyati K1 rasmdagi diagrammada keltirilgan.



K1- rasm. Zavonaviy katta quvvatli elektron asboblarning ishlash diapazonlarini ko‘rsatuvchi diagramma

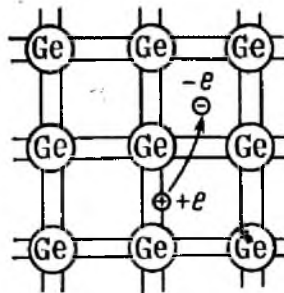
Hozirgi paytda bu asboblarning yakka element shaklidagi, juftlashtirilgan bir va uch fazali modullari hamda modullarga o‘rnatilgan drayverlari (mikrosxemalar) asosidagi gibrid sxemalar shaklidagi turlari keng qo‘llanilmoqda.

16. ELEKTRON ELEMENTLAR DIODLAR

16.1. Yarimo'tkazgichli materiallarning o'tkazuvchanligi va kristallik strukturalari

Tarkibida elektron asboblari qo'llanadigan zanjirlar adabiyotlarda elektron zanjirlar deyiladi. Elektron asboblarga vakuum asboblari, gaz razryadli asboblari, yarimo'tkazgichli elektron asboblari va ularning asosida tuzilgan turli integral sxemalar, fotoelektron asboblari va h.k. kiradi.

Zamonaviy yarimo'tkazgichli elektron asboblarning asosini to'rt valentli elementlardan kremniy (Si) va germaniy (Ge) tashkil qiladi. Bu elementlarning har bir atomi qo'shni atomlar bilan kovalent bog'lanish bilan bog'langan. Germaniy elementining kristallik strukturalari (panjarasi) quyida 16.1 - rasmda keltirilgan.



16.1-rasm. Germaniy elementining kristallik panjarasi

Tashqi harorat yoki elektr maydoni ta'siri natijasida kovalent bog'lanishlar uzilib, panjarada elektr tokini tashuvchi juftliklar paydo bo'ladi. Bu jarayon termogeneratsiya deb aytiladi. Hosil bo'lgan juftliklardan bittasi elektronlar bo'lsa, ikkinchisi kovaklar hisoblanadi.

Manfiy zaryadga ega bo'lgan elektron tashuvchilar adabiyotlarda *n* tipdagi tashuvchilar deb aytiladi («negativ» degan lotin so'zining birinchi harfi bilan belgilangan) va musbat zaryadga ega bo'lgan kovaklar *p* tipdagi tashuvchilar hisoblanadi («pozitiv» so'zidan).

Musbat ishorali *p* tipdagi tashuvchilarning yaratilish mexanizmini quyidagicha tushuntirish mumkin - kovalent bog'lanishlar uzulishi bilan atomdan ajralib chiqqan elektronlar o'rnida «vakansiya», ya'ni bo'shliq hosil bo'ladi. Adabiyotlarda bu vakansiya **kovak** yoki **teshiklar** deb nomlangan. Kovaklar qo'shni atomdan ajralib chiqqan elektronni qabul

qilishi natijasida qo'shni atomda yangi kovak paydo bo'lishi kutiladi. Shunday qilib paydo bo'lgan kovaklarning ketma-ket u atomdan bu atomga o'tishlari, kristallik panjarada kovaklarning siljishi deb tasavvur qilinadi. Bu holatda kovaklarning zaryadi elektron zaryadlarning teskari ishorasiga tengligi ko'rinib turibdi.

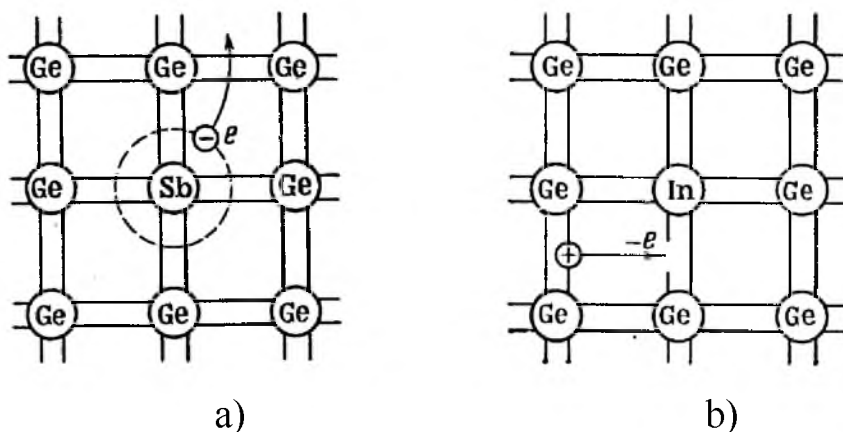
Erkin elektronlarning va kovaklarning to'qnashishi natijasida zaryadlarning neytrallanish jarayoni rekombinatsiya deyiladi. Sof (qo'shmalari bo'lmagan) yarimo'tkazgichlarda termogeneratsiya natijasida hosil bo'lgan juftliklarning soni rekombinatsiya qilingan juftliklarning soniga teng. Agar sof yarimo'tkazgichlardagi tashuvchilarning sonlari n_i va p_i , bilan belgilansa, unda ular uchun quyidagi tenglamani yozish mumkin:

$$p_i = n_i = A e^{-W/2kT}, \quad (16.1)$$

bunda: A - kristallning tipi bilan aniqlanuvchi koeffitsiyent; $k = 16.37 \cdot 10^{-23}$ – Bolsman doimiysi; T – absolyut harorat; ΔW – kristallik panjaradagi kovalent bog'lanishdan ajratish energiyasi.

Ifoda (16.1) dan ko'rinib turibdiki, sof yarimo'tkazgichlarda haroratning oshishi bilan termogeneratsiya va rekombinatsiya jarayonlari jadallashadi va juftliklar soni ko'payib, yarimo'tkazgichlarning o'tkazuvchanlik xususiyati oshadi.

Sof yarimo'tkazgichlarga beshinchi yoki uchinchi guruh elementlari qo'shilsa, ular qo'shma yarimo'tkazgichlarga aylanadi. Quyida 16.2 a, b - rasmda to'rt valentli Germaniyga besh valentli element surma (Sb) va uch valentli element indiy (In) qo'shilgan kristallik panjara keltirilgan.



16.2. – rasm. Kristallik strukturalar: a) n tipidagi; b) p tipidagi

Besh valentli elementlar qo‘shilgan kristallik strukturada erkin harakatlanuvchi elektronlar hosil bo‘ladi va natijada materialning o‘tkazuvchanlik xususiyati oshadi. Kiritilgan besh valentli surma elementi kristallik panjarani qo‘shimcha elektronlar bilan ta‘minlovchi ma‘nosida – **donorlar** deb aytiladi. Bu qo‘shma yarimo‘tkazichlar n tipidagi materiallar turiga kiradi. Ularda asosiy tashuvchilar elektronlar bo‘lib, ularning soni (n_n) bilan belgilanadi. Ammo, n tipidagi materiallarning kristallik strukturasi noasosiy bo‘lgan kovak tashuvchilar ham mavjud. Ular termogeneratsiya mexanizmi asosida paydo bo‘ladi va ularning soni (p_n) bilan belgilanadi.

Sof yarimo‘tkazgichlarga uchinchi guruh elementlari (masalan indiy In) qo‘shilsa, kristallik strukturaning har bir atomida uch kovalent bog‘lanishi hosil bo‘lib, to‘rtinchi bog‘lanish to‘ldirilmay qoladi. Qolgan bo‘sh joy qo‘shni atom elektroni bilan to‘ldiriladi. Shu ma‘noda qo‘shilgan uch valentli atomlar **akseptor** atomlari deb aytilib, ularning asosidagi yarimo‘tkazgich materiallari ham akseptorlar deyiladi. Bu materiallarda asosiy tashuvchilar kovaklar hisoblanib, ularning soni p_p bilan belgilanadi. Noasosiy tashuvchilari elektronlar bo‘lib, ularning soni (n_p) bilan belgilanadi. Kristallik strukturada ular ham termogeneratsiya mexanizmi asosida hosil bo‘ladi.

Qo‘shma yarimo‘tkazgichlar uchun quyidagi tenglamani keltirish mumkin:

$${}_p n_p = n_n p_n = p_i n_i = A e^{-\Delta W / kT} \quad (16.2)$$

Normal haroratda tashuvchilarning konsentratsiyasi $n_n \gg p_n$ va $p_p \gg n_p$ bilan aniqlanadi. Harorat oshishi bilan p va n tashuvchilarning konsentratsiyasi oshadi va ma‘lum haroratda keltirilgan tengsizlik buzilishi mumkin. Bu holatda materiallarning yarimo‘tkazuvchanlik xususiyati buziladi. Germaniy elementi uchun ushbu harorat $75^{\circ} - 85^{\circ} C$ va kremniy uchun $150^{\circ} - 170^{\circ} C$ – ni tashkil qiladi. Shu sababli katta toklarga va katta kuchlanishlarga mo‘ljallangan elektron asboblarda kremniy elementlari asosida tuziladi.

Yarimo‘tkazgichlarda tashuvchilarni harakatlanishi elektr maydoni ta‘sirida yoki ma‘lum bir masofada ularni konsentratsiyasi farqlari natijasida bo‘lishi mumkin. Tashuvchilarni aniq yo‘nalishdagi harakatini **elektr toki**

desak, unda maydon ta'siridagi vujudga keladigan toklarni **dreyf toklari** deb va konsentratsiya farqlari natijasidagi paydo bo'ladigan toklarni **diffuzion toklar** deb aytish mumkin.

Kristallardagi dreyf toklari n va p tipdagi tashuvchilar uchun ma'lum bir kesimidan, ma'lum bir vaqt davomida o'tgan tashuvchilarning zaryadlarining qiymatlari bilan aniqlanadi:

$$J_{drn} = -qnV_{drn}, \quad J_{drp} = qpV_{drp} \quad (16.3)$$

bularda: n, p – yarimo'tkazgichlar hajmidagi elektron va kovaklar konsentratsiyasi; q - elektronning zaryadi; V_{dr} – tashuvchilarning o'rtacha tezligi.

Keltirilgan ifodalarda:

$$V_{drn} = -\mu_n E, \quad V_{drp} = \mu_p E, \quad (16.4)$$

bularda: μ - elektron va kovaklarning harakatchanligi; E –elektr maydonining kuchlanishi.

Yarimo'tkazgichlardan elektr maydoni ta'sirida o'tgan toklarning yig'indisi quyidagicha aniqlanadi:

$$J = J_{dr} = J_{drn} + J_{drp} = qn\mu_n E + qp\mu_p E \quad (16.5)$$

Kristalldagi diffuziya toklari n va p tashuvchilarning zaryadlari qiymati quyidagicha aniqlanadi

$$J_{difn} = q D_n \frac{dn}{dx}, \quad J_{difp} = -q D_p \frac{dp}{dx}. \quad (16.6)$$

Bu ifodalarda proporsion koeffitsiyentlar D_n va D_p diffuziya koeffitsiyenti deb aytiladi. Ular 1 sekunda 1 sm² yuzadan o'tadigan tashuvchilarning soniga teng. Diffuziya koeffitsiyenti tashuvchilarning harakatchanligi bilan quyidagicha bog'langan:

$$D = \varphi_t \mu \quad (16.7)$$

Bu ifodada $\varphi_t = kT/q$ – issiqlik koeffitsiyenti. Harorati $T=300^0$ K bo'lganida $\varphi_t = 0,025$ V. Kremniy elementlarida xona haroratida

$D_n = 32 \text{ sm}^2/\text{s}$, $D_p = 12 \text{ sm}^2/\text{s}$. Kristalldan o'tadigan diffuzion tokning yig'indisi:

$$J_{dif} = J_{difn} + J_{difp} = q_n D_n \frac{dn}{dx} - q_p D_p \frac{dp}{dx} \quad (16.8)$$

Kristalldan o'tadigan diffuzion va dreyf toklarni birga hisoblaganda ularning qiymati quyidagicha aniqlanadi :

$$J = J_{dp} + J_{dif} . \quad (16.9)$$

16.2. Ideal $p-n$ o'tish va yarimo'tkazgichli diodlar

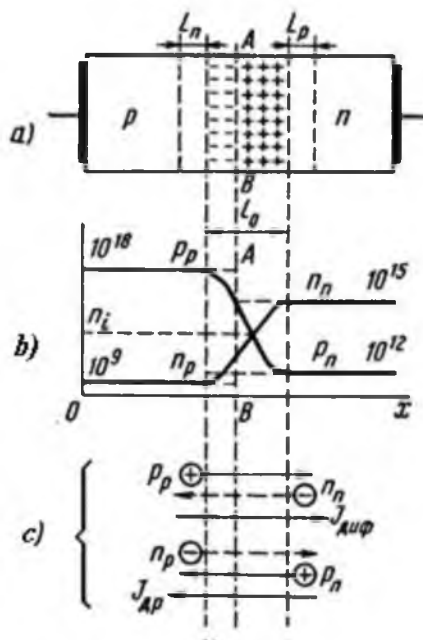
Yarimo'tkazich asboblarning texnologiyasida qattiq jismlar kontaktlari keng qo'llanadi. Shulardan asosiysi n va p tipdagi materiallarning kontaktlari. Elektr maydoni ta'siri bo'lmaganida bu materiallarning kontaktlari natijasida n – qatlamini chegara doirasida musbat ishorali zaryadlar va p - qatlamning chegara doirasida manfiy ishorali zaryadlar hosil bo'ladi. Chegara zaryadlarining yig'ilishi diffuziya va rekombinatsiya mexanizmlari ta'sirida o'tadi. Masalan, n – qatlami chegarasida musbat ishorali zaryadlar yig'ilishiga sabablar:

- p – qatlamidagi asosiy tashuvchilar bo'lgan (p_p) kovaklarning diffuziya mexanizmi ta'sirida n - qatlami chegara doirasida yig'ilishi;
- n – qatlamning chegarasi doirasida yig'ilgan kovaklarni shu doiradagi elektronlari bilan rekombinatsiya natijasida musbat ishorali ionlar hosil bo'lishi;
- n – qatlamning chegara doirasidan diffuziya orqali chiqib ketgan elektronlar natijasida qolgan musbat ionlar .

Xuddi shu keltirilgan tartibda p – qatlamning chegara doirasida ham manfiy zaryadlarning yig'ilishi takrorlanadi. Ya'ni, p – qatlam chegarasiga manfiy zaryadlar n_n - larning diffuziya orqali o'tganligi va manfiy ionlarning p – qatlamida diffuziya va rekombinatsiya mexanizmlari natijasida hosil bo'lishi, p – qatlamining chegara doirasida manfiy zaryadarning yig'ilishiga olib keladi.

Shunday qilib p va n yarimo'tkazgichlarning kontakt chegarasi doirasining p tomonida manfiy va n tomonida musbat ishorali zaryadlar yig'iladi. Bu zaryadlar yig'ilgan hajmi (doirasi) $p-n$ o'tishi deb aytiladi. 16.3 – rasmda $p-n$ o'tishning hosil bo'lish sxemasi keltirilgan. Bunda

vertikal o‘qi bo‘yicha p va n qatlamlardagi asosiy va noasosiy bo‘lgan tashuvchilarning konsentratsiyasi, gorizontal o‘qi bo‘yicha p va n – qatlamlarining kattaligi (masofalari, mm) . L_n L_p - qatlamlardagi kambag‘allashgan hajmining kengligi.

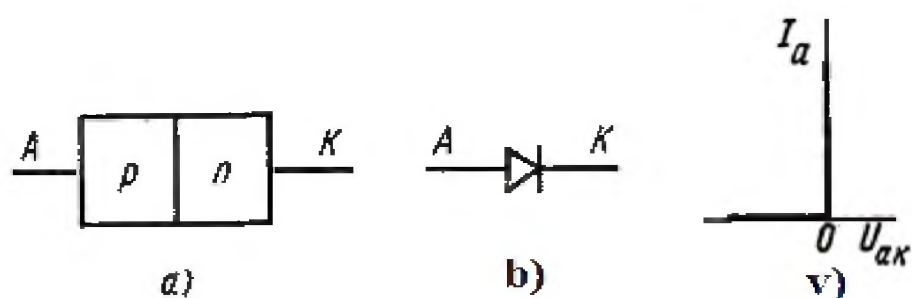


16.3. – rasm. a) p - n o‘tishning hosil bo‘lish diagrammasi; b) p - n o‘tishda tashuvchilarning taqsimlanishi; c) asosiy va noasosiy tashuvchilardan hosil bo‘lgan diffuzion va dreyf toklar.

Kontaktlar chegarasida p - n o‘tishning hosil bo‘lishi yarimo‘tkazgich asboblarini ishlab chiqarishdagi texnologik jarayonida bir - nechta mikrosekundlar davomida amalga oshiriladi. Agar tashqaridan ta’sir qiluvchi kuchlar bo‘lmasa, p - n o‘tishlarni potensial holati texnologik sathida (16.3, a - rasmda ko‘rsatilgan l_0 kenglikda) uzoq vaqt davomida saqlanib qoladi. Agar p - n o‘tishlarga elektr maydonining kuchlanishi to‘g‘ri ravishda (p tomonga plus ishorali va n tomonga minus ishorali) berilsa, unda p - n o‘tish qisqarib asosiy bo‘lgan diffuziya toki oshadi. Bu tok diodlardan o‘tadigan to‘g‘ri toklar deb hisoblanadi. Teskari ravishda (p tomonga minus va n tomonga plus ishorali) berilgan kuchlanish natijasida p - n o‘tish kengayib, diffuziya tufayli asosiy tashuvchilarning o‘tishi man qilinadi. Bu holatda noasosiy bo‘lgan tashuvchilar n_p , p_n hisobiga diodlardan teskari toklar o‘tadi (16.3, c - rasm).

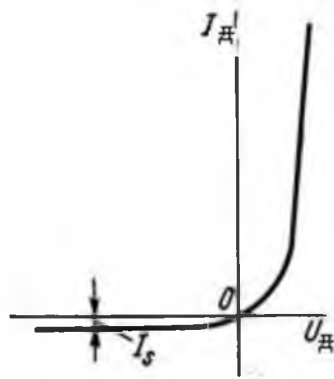
Elektr zanjirlarida elektr tokini bir tomonlama o'tkazuvchi ikki elektrodli elektron asbobi diod deb aytiladi. Yarimo'tkazgichli diodlarda tokni bir tomonga o'tkazishi $p - n$ o'tishlarning xususiyatiga asoslangan. Ulardagi asosiy tashuvchilarning soni (n_n, p_p) noasosiy bo'lgan tashuvchilarning sonidan (n_p, p_n) katta bo'lganligi sababli $(n_n, p_p, \gg n_p, p_n)$ ko'pchilik amaliy hisoblarda teskari toklarning qiymati nolga teng deb olinadi. Shu bilan elektron sxemalarni hisoblashda diodlar bir tomonga tok o'tkazuvchi asbob deb hisoblanadi.

16.4 - rasmda yarimo'tkazgichli diodning strukturaviy sxemasi, belgisi va ideal volt - amper xarakteristikasi (VAX) keltirilgan. Tahlillarda zaryadlarning chiqish va kirish qatlamlari - emitter qatlami va baza qatlami deb aytiladi. Ideal VAX (16.4, v - rasm) asosan diodlarni kalit rejimida ishlatilganda qo'llaniladi. Bu rejim aksariyat hollarda axborot elektronikasining mantiqiy elementlari bo'lgan va ulardan tuzilgan mikrocxemalarda qo'llaniladi. Bulardan tashqari ideal VAX katta quvvatli elektronika sxemalarida ham qo'llaniladi. Diodlarning ideal VAX rejimida ishlashi - kalitlar rejimi deb aytiladi.



16.4. - rasm. Diodlarning a) strukturasi, b) belgisi, v) ideal VAX

Real xarakteristikalarda yarimo'tkazgichli diodlarning ishlashiga bir qancha omillar ta'sir qiladi. Diodlarga to'g'ri yo'nalishda kuchlanish berilganda $(U_{to'g'})$ ularning toklariga asosan $p - n$ o'tishlardagi termogeneratsiya va rekombinatsiya jarayonlari ta'sir qiladi. Berilgan $U_{to'g'}$ - ni past qiymatlarida diodlar tokining zichligiga VAX ning boshlanish qismiga to'g'ri keladi. Bu diapazonda $p - n$ o'tishi nisbatan keng bo'lgani uchun rekombinatsiya toklari ustuvor bo'lib, diod tokining zichligi kam o'zgaradi. Keyinchalik, kuchlanish $U_{to'g'}$ oshirilishi bilan diffuzion tashkil etuvchi toklar eksponensial qonuni bo'yicha oshib boradi. Diodning real xarakteristikasi 16.5 - rasmda keltirilgan.



16.5. – rasm. Diodning real voltamper xarakteristikasi

16.5 - rasm keltirilgan xarakteristika quyidagi analitik shaklda yozilishi mumkin:

$$I_d = I_s [\exp (qU_d/kT) - 1] . \quad (16.10)$$

Agar bu ifodaga yuqorida keltirilgan issiqlik koeffitsiyenti $\phi_t = kT/q$ kiritilsa, ifoda (16.10) quyidagicha bo‘ladi:

$$I_d = I_s [\exp (U_d/\phi_t) - 1] . \quad (16.11)$$

Bu tenglamalar $p - n$ o‘tishdan o‘tadigan toklarini ulardagi kuchlanish bilan bog‘lovchi yarimo‘tkazgich diodlarning asosiy tenglamasi hisoblanadi. Keltirilgan ifodalardan ko‘rinib turibdiki, diodlarning toki teskari tok I_s va eksponenta shaklida o‘zgaruvchi diffuziya toki bilan aniqlanadi.

Teskari tok I_s $p - n$ o‘tishdagi fizik jarayonlarga bog‘liq. U quyidagi toklarning yig‘indisi bilan aniqlanadi :

$$I_s = I_0 + I_g + I_{ut} , \quad (16.12)$$

bunda : I_0 - diodlardagi $p - n$ o‘tishdan tashqari hajmida generatsiya natijasidagi hosil bo‘lgan zaryadlar toklari ;

I_g -diodlardagi $p - n$ o‘tish hajmida generatsiya natijasidagi hosil bo‘lgan zaryadlar toklari ;

I_{siz} - diodlardagi sizish toklari ($p - n$ o‘tishni chetlab, ularning yuzasidagi ifloslangan qatlamidan qo‘shni qatlamga sizib o‘tuvchi toklar).

Keltirilgan (16.12) ifodada toklarning yig'indisi diodlar uchun ruxsat etilgan teskari kuchlanish $U_{tes,ruxs}$ - gacha qo'llanilishi mumkin. Agar berilgan kuchlanish $U_{tes,rux}$ teshilish kuchlanishidan katta bo'lsa ($U_{tes,rux} > U_{tes,ruxs}$), unda $p - n$ o'tishda issiqlik va elektr teshilish jarayonlari boshlanadi.

Issiqlik teshilish katta U_{tes} ta'sirida kengaygan $p - n$ o'tishdagi termogeneratsiya jarayoni natijasida paydo bo'ladi. Bu teshilishda $p - n$ o'tishning harorati oshib ketib, uning erib ketishiga olib keladi. Issiqlik teshilishdan keyin $p - n$ o'tish o'z xususiyatini yo'qotadi.

Elektr teshilishi to'xtovsiz oqim "lavina" va "tunnel" mexanizmlariga asoslangan. Lavinali teshilishlar $p - n$ o'tishdagi zaryadlarining tezligi oshishi bilan ular atomlarning ionlashtirishi natijasida qo'shimcha zaryadlarning soni to'xtovsiz oshishi bilan o'tadi. Lavinali teshilish keng bo'lgan $p - n$ o'tishlarda uchraydi, chunki bularda teskari kuchlanish ko'payishi bilan zaryadlarning tezligi ham oshadi. Tunnelli teshilish valent elektronlarini bevosita katta teskari berilgan elektr maydoni ta'sirida kristallik panjaraning atomlaridan sug'urib olish bilan o'tkaziladi.

Elektr teshilishlardan keyin $p - n$ o'tish o'z xususiyatini tiklab olish imkoniyatiga egadir.

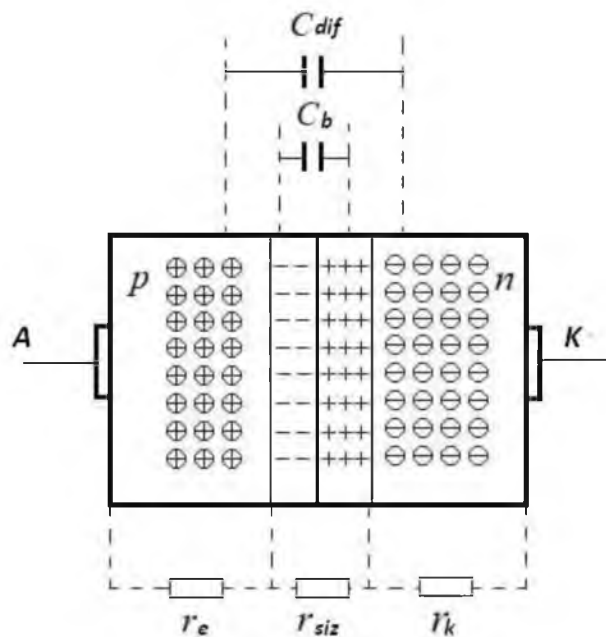
16.3. Diodlarning parametrlari, xarakteristikalari va almashuv sxemalari

Diodlarning qatlamlarida va $p-n$ o'tishida, zaryadlarning taqsimlanishiga ko'ra, bir nechta ichki parametrlarni ajratish mumkin. Bu parametrlar elektr zanjirlar parametrlariga o'xshash bo'lishi mumkin yoki issiqlik va boshqa fizik jarayonlarni tavsiflaydigan parametrlar bo'lishi mumkin.

Elektr parametrlarining o'xshashlariga diodlarning quyidagi parametrlari kiradi (16.6 - rasm):

- baza va emitter qatlamlarining aktiv qarshiliklari r_b, r_e (Om);
- sizish qarshiligi r_{siz} (Om);
- metall - yarimo'tkazgich orasidagi kontakt qarshiligi r_k (Om);
- diodlarning differensial qarshiligi r_d (Om);

- baryer va diffuzion sig' imlar C_b, C_{dif} (mkF).



16.6 - rasm. Diodlarning ichki parametrlari

Baza qatlamining qarshiligi (r_b) baza qatlamidagi tashuvchilar konsentratsiyasi bilan aniqlanadi. Emitter qatlamidagi tashuvchilarning konsentratsiyasi bazanikidan kattaligi uchun $r_b \gg r_e$ bo'ladi. Natijada $p-n$ o'tishning kengayishi yoki qisqarishi baza qatlami tomonida ko'proq o'zgaradi. Bu o'zgarish baza qatlamining modulyatsiyasi deyiladi. Modulyatsiya ta'sirida r_b quyidagi ifoda bilan aniqlanadi.

$$r_b = \rho_b \frac{d}{S} \quad (16.13)$$

bunda: d - bazaning kengligi; S - baza qatlamining kesimi; ρ_b - baza materialining solishtirma qarshiligi.

Aniqlangan r_b baza qatlamining kuchlanishiga ta'siri:

$$U_b = I_b r_b \quad (16.14)$$

Bu tenglama diodning asosiy (16.11) - dagi tenglamasiga kiritilmagan. Agar kiritilsa, diodlarning asosiy tenglamasi quyidagi ifodaga keltiriladi:

$$I_d = I_s [\exp (U_d - I_b r_b) / \varphi_t) - 1] . \quad (16.15)$$

Emitter qatlamning qarshiligi (r_e) bazaning qarshiligi r_b - ga nisbatan kam o'zgaradi, chunki undagi modulyatsiya effekti bazanikiga

nisbatan sezilarsiz darajada o'zgaradi. Amaliy hisoblarda uning qiymati o'zgarmas deb olinadi.

Sizish qarshiligi (r_{siz}) turli faktorlar bilan aniqlanadi: $p-n$ o'tish yuzasining iflosligi; $p-n$ o'tishni tayyorlashdagi texnologik xatoliklar, ayrim elektron asboblarda sun'iy kiritilgan aktiv sizishlar.

Kontakt qarshiliklar (r_k) elektron sxemalarni hisoblashda deyarli hisobga olinmaydi, chunki baza qatlamiga past tezlikda kirgan tashuvchilar kontakt chegarasiga yetmasdan rekombinatsiyaga uchraydi. Tezligi katta bo'lib, kontakt chegarasiga yetgan tashuvchilar qarshilikka uchramasdan metall qatlamidan o'tib ketadi.

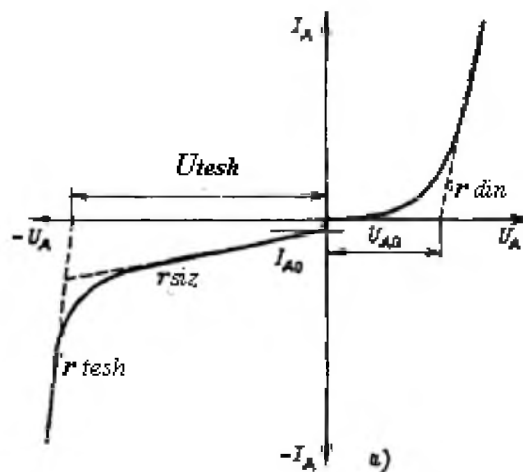
Differensial qarshiliklar (r_{dif}). Diodlarga berilgan kuchlanish baza qatlami va $p-n$ o'tish orasida taqsimlanadi. Toklarning qiymati kichik bo'lganda kuchlanishning asosiy qismi $p-n$ o'tishda ajratiladi, baza qatlamidagi kuchlanish bu holatda, kichkina bo'lganligi sababli, inobatga olinmaydi. Katta toklarda esa $p-n$ o'tishning kengligi imkon boricha kamayadi va undagi kuchlanish o'zgarmasdan qoladi. Bunda baza qatlamida hosil bo'lgan kuchlanish to'g'ri chiziqli qonun bo'yicha oshadi. Diodning differensial qarshiligi deb shu to'g'ri chiziqli xarakteristikaning qiyalik burchagi bilan aniqlanuvchi qarshilikka aytiladi.

Baryer sig'imi (C_b) p va n qatlamlari chegara doirasida yig'ilgan asosiy tashuvchilar va ionlarning to'planishi natijasida hosil bo'ladi. Baryer sig'imining elektr analogi sifatida plastinalarda manfiy va musbat ionlar yig'ilgan oddiy kondensator elementi deb qarash mumkin. Bunda $p-n$ o'tishning kengayishi xuddi kondensatorlar plastinalarining oraliq masofalari kengayishiga o'xshab baryer sig'imining kamayishiga olib keladi. Demak, to'g'ri kuchlanish berilganda $p-n$ o'tishning kengligi qisqarib, uning baryer sig'imi oshadi. Ko'pchilik diodlarning baryer sig'imi o'nlar va yuzlar pikofaradlarni tashkil etadi.

Diffuzion sig'im (C_{dif}) $p-n$ o'tishlarga kuchlanish berilganda ularning chap va o'ng tomonlarida elektron va kovak zaryadlarining yig'ilishi natijasida hosil bo'ladi. Bu jarayon diffuziya mexanizmi orqali $p-n$ o'tishdan to'g'ri ravishda o'tgan toklarning qiymatiga bog'liq bo'lib, yuzlar va minglar pikofaradlarni tashkil etadi. Bu qiymatlardan diffuzion sig'imning baryer sig'imidan bir qancha katta bo'lganligi ($C_{dif} > C_b$) ko'rinib turibdi.

Shunday qilib $p-n$ o'tishlardagi sig'imglar to'g'ri ravishda berilgan kuchlanishda asosan diffuzion sig'imglar (S_{dif}) bilan va teskari berilgan kuchlanishda baryer sig'imi (C_b) bilan aniqlanadi.

Diodlarning xarakteristikalari va almashuv sxemalari. Yuqorida keltirilgan kalit rejimida ishlaydigan diodlarning (16.4 - rasm) va nohiziq xarakteristikaga ega bo'lgan diodlarning VAX - lari 16.5- rasmda keltirilgan. Aksariyat sxemalarni hisoblashda diodlarning nohiziq xarakteristikalarini approksimatsiya qilish natijasida chiziqli VAX- ga aylantiriladi (16.7 - rasm). Chiziqshtirilgan modellarda ham xuddi nohiziq modellarga o'xshab uchta rejimga ajratish mumkin: o'tkazish rejimi; uzilish (uzgich) rejimi; teshilish rejimi.



16.7-rasm. Diodlarning chiziqli approksimatsiya qilingan xarakteristikasi

Bu rejimlarda statik VAX- lar quyidagi ifodalar bilan aniqlanadi:

O'tkazish rejimida ($U_d > U_{d0}$)

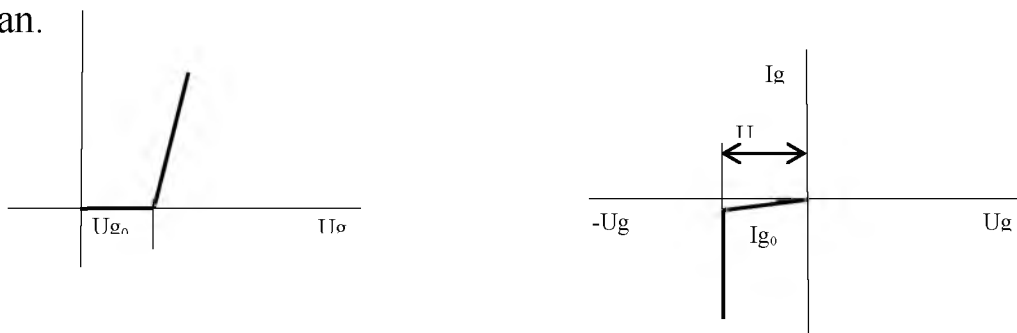
$$U_d = U_{d0} + I_d r_{din}, \quad (16.16)$$

Uzilish rejimida ($-U_{prob} < U_d < U_{d0}$)

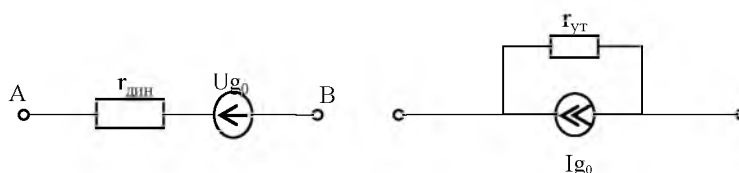
$$U_d = -I_d r_{ut} + I_{d0} r_{ut} \quad (16.17)$$

Keltirilgan (16.16) tenglama chiziqli approksimatsiya qilingan VAX larning to'g'ri berilgan kuchlanishdagi rejimini aniqlaydi. Ularning ta'sir qiluvchi U_d -ning chegarasi $0 < U_d < U_{d0}$ intervali bilan belgilanadi. Keltirilgan (16.17) tenglamaga uzilish rejimi aniqlanadi. Uning chegarasi $-U_{tesh} < U_d < 0$ intervali bilan belgilanadi.

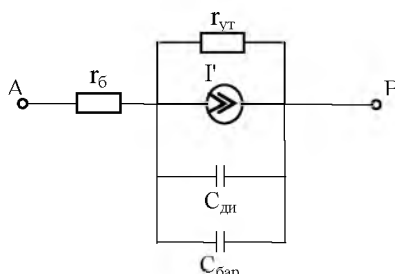
Bu tenglamalar bo'yicha tuzilgan VAX lar 16.8 - rasmda va ularning elektr sxemalari shaklida keltirilgan almashuv sxemalari 16.9 - rasmda keltirilgan.



16.8-rasm. Diodlarning to'g'ri va teskari xarakteristikalarining approksimatsiyalangan shakli



16.9 - rasm. Diodlarning approksimatsiya qilingan xarakteristikalarining ekvivalent sxemalari



16.10 - rasm. Diodlarning approksimatsiya qilingan dinamik ekvivalent sxemalari

Diodlarning dinamik xususiyatlari 16.9 - rasmda keltirilgan. Statik modellarga baryer va diffuzion sig'implari qo'shilishi bilan diodlarning ekvivalent elektr sxemasi 16.10- rasmda keltirilgan.

16.4 Diodlarning turlari va ulanish cxemalari

Turli sxemalarda qo'llanishi bo'yicha yarimo'tkazgichli diodlarni quyidagicha ajratish mumkin: kichik, o'rtacha va katta quvvatli to'g'rilagich

diodlari; impuls diodlari; stabilitronlar; tunnel diodlari; foto va yorug'lik diodlari. Bulardan tashqari boshqariluvchi sig'imlar vazifasini bajaruvchi maxsus diodlar (varikaplar) va integral sxemalarda rezistor, sig'im va boshqa elementlar vazifasini bajaruvchi *-p-n* o'tishlar.

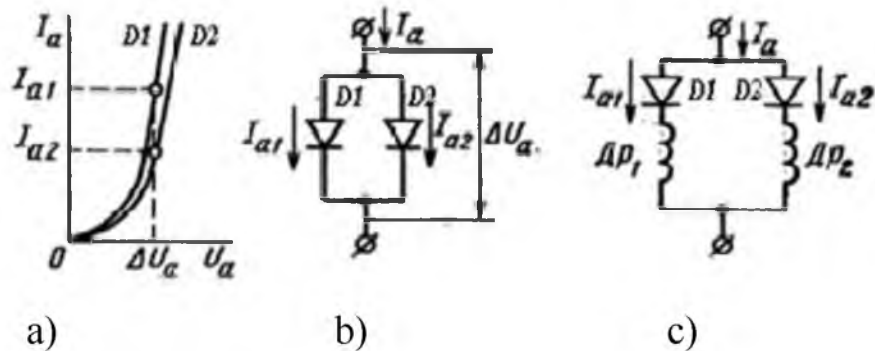
To'g'rilagich diodlari past chastotalarda ishlashga mo'ljallangan elementlar bo'lib, ma'lumotnomalarda ularning parametrlaridan ruxsat etilgan va maksimal toklari, teskari kuchlanishi, ishlash chastotasi, *p-n* o'tish harorati ko'rsatiladi. Bu parametrlar kremniy va germaniy diodlari uchun keskin farq qiladi.

To'g'rilagich diodlarning 300 mA gacha bo'lganlari - kichik quvvatli, 10 A bo'lganlari - o'rtacha quvvatli va 10 A dan yuqorisi - katta quvvatli dioddan hisoblanadi. Teskari kuchlanishi bo'yicha guruhlariga ajratish uchun ularning belgilarining oxirida A harfidan boshlab boshqa harflar qo'yiladi. Masalan (D213A, D213 E va h.k.). Bunda alfavitning har bir keyingi harfi diod kattaroq kuchlanishga mo'ljallanganligini bildiradi.

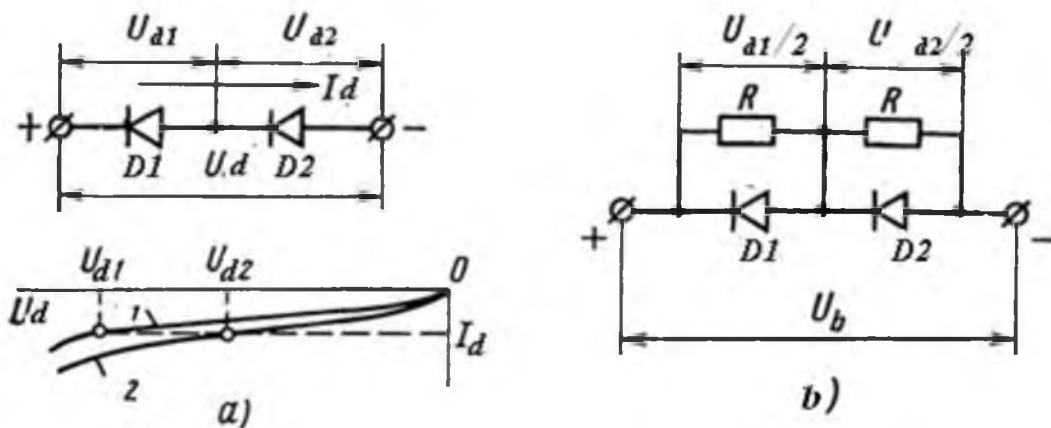
O'rta va katta quvvatli qurilmalarda diodlarni sovutish uchun maxsus moslamalar - radiatorlar qo'llaniladi. Radiatorlar tabiiy yoki sun'iy usullar bilan sovutilishi mumkin. Sun'iy sovutishda ventilyatorlar yoki maxsus suyuqlik kanallari orqali sovutiladi.

To'g'rilagichlarda diodlardan o'tadigan toklarning qiymatlarini oshirish uchun bir nechta diodlar parallel ulanadi va ruxsat berilgan teskari kuchlanishni oshirish uchun bir nechta diodlar ketma - ket ulanadi. Birinchida diodlarning barobar ochilishi uchun har bir diodga kichkina bo'lgan ketma - ket aktiv qarshiliklar yoki induktivliklar ulanadi. Ikkinchisida esa ketma-ket ulangan diodlardagi katta kuchlanishni tekis taqsimlash uchun har bir diodga parallel qilib katta qarshilik ulanadi. Parallel va ketma - ket ulangan diodlarning xarakteristikalarini va sxemalari 16.11- va 16.12 - rasmlarda keltirilgan.

Impulsi diodlar - sanoat elektronikasi, avtomatika va axborot texnologiyalari qurilmalarida ko'p qo'llanadigan elementlar hisoblanadi. Ular asosan kalit rejimida ishlatiladi. Ochiq holatdan yopiq holatga o'tish vaqti bir necha nanosekundlardan to yuzlab nanosekundlargacha bo'lishi mumkin. Texnologik jarayonlarda ochilish va yopilish vaqtini kamaytirish baza qatlamining yuzasini kamaytirish bilan erishiladi.



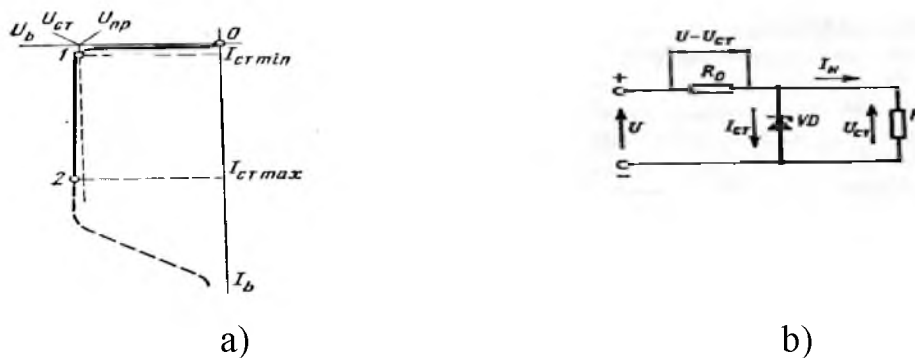
16.11 - rasm. Parallel ulangan diodlarning xarakteristikalari va sxemalari.



16.12 - rasm. Ketma – ket ulangan diodlarning xarakteristikalari va sxemalari

Stabilitronlar - teshilish rejimida teskari toklari keskin oshib ketishi bilan boshqa diodlardan ajralib turadi. Bunda toklarni chegaralovchi element bo'lmasa, elektr teshilish issiqlik teshilishiga o'tib, stabilitron strukturasi buziladi.

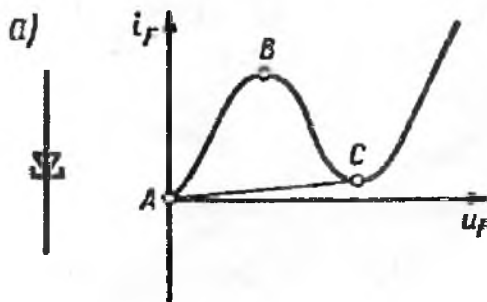
16.13 *a* - rasmda keltirilgan VAX -da stabilitronlarning toklari $I_{st. min}$ dan $I_{st. max}$ gacha o'sishi ko'rsatilgan va 16.13 *b* - rasmda stabilitronlarning sxemalarga ulanishi keltirilgan. Bu sxemada chiqishdagi kuchlanish stabilitronning teshilish kuchlanishi ($U_{tesk. tesh}$) bilan aniqlanadi, stabilitronning toki esa qarshilik $R_{cheg.}$ bilan chegaralanadi.



16.13 - rasm. a) stabilitronning teskari xarakteristikasi; b) ulanish sxemasi

Tunnel diodlar p va n qatlamlardagi tashuvchilar yuqori darajali konsentratsiyaga ega bo'lgan materiallardan ishlab chiqiladi. Bu turdagi materiallarda $p-n$ o'tishlarning kengligi juda qisqa bo'lib, ularning tashuvchilari qo'shni qatlamga o'tishi uchun energiya sarf qilinmaydi (yoki minimal energiya sarf qilinadi). Bu effekt tunnel effekti deyiladi va uning asosida tuzilgan diodlar tunnel diodlari deb ataladi.

Tunnel diodlar VAX - larining ayrim intervallarida tashqaridagi energiya ta'siri bo'lmagan holda ham tashuvchilar generatsiya qilinishi mumkin. Bu intervallar manfiy qarshilikka ega bo'lgan intervallar hisoblanadi. 16.14 - rasmda tunnel diodining keltirilgan xarakteristikasida manfiy qarshiliklar intervali A va V nuqtalar bilan belgilangan.



6.14 - rasm. Tunnel diodining volt-amper xarakteristikasi

Varikaplar boshqariladigan sig'implar sifatida chastotaviy tebranuvchi konturlarda, chastotaviy modulyatorlarda, chastotaviy ko'paytirish va bo'lish sxemalarida va h.k. qo'llaniladi. Ishlash prinsipi ularning $p-n$ o'tishidagi sig'imining anod - katodga berilgan kuchlanish bilan boshqarilishiga

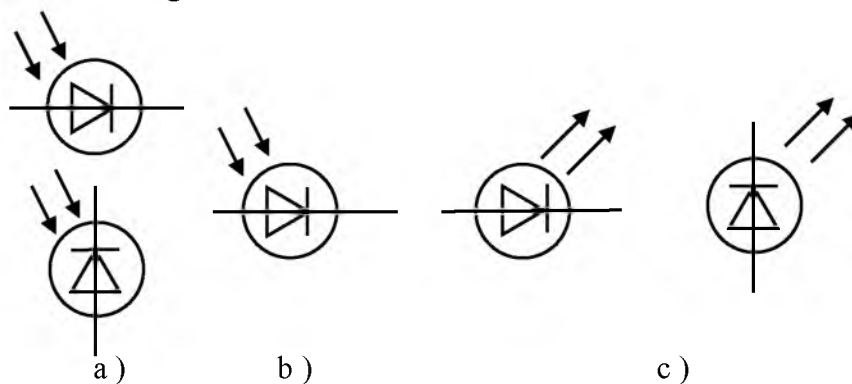
asoslangan. Varikaplarning $p-n$ o'tishidagi sig'imi oddiy diodlarning sig'implaridan sezilarli katta bo'ladi.

Fotoelektrik asboblari - yarimo'tkazgich materiallarining optik nurlari ta'siridagi effektlar asosida ishlaydigan asboblardir. Nurlar ta'sirida yarimo'tkazgichlarda issiqlik yoki fotoelektrik jarayonlari amalga oshiriladi. Issiqlik ishlab chiqarish jarayonlarining asosida termoelementlar va fotoelektrik jarayon asosida esa fotodiodlar, fotorezistorlar, fototranzistorlar va boshqa fotoelementlar ishlab chiqariladi.

Fotodiodlar - $p-n$ o'tishga yorug'lik tushishi natijasida elektr tokini o'tkazish xususiyatiga ega bo'lgan fotoelementlarning bir turi. Ularning atomlariga tushgan yorug'likning yutilishi natijasida elektron - kovak juftliklar generatsiya qilinib, natijasida dioddan tok o'tadi.

Yorug'lik diodlari - elektrodga berilgan kuchlanish natijasida yorug'lik hosil qiluvchi fotoelementlar. Yorug'liklar yarimo'tkazgich elementlarining atomlaridagi elektronlarning yuqori sathidan pastki sathga o'tishi natijasida foton shaklidagi energiyani ajratib chiqadi.

16.15 - rasmda fotodiod va yorug'lik diodlarining sxemalarda belgilanishi keltirilgan.



16.15 – rasm. Fotodiod va yorug'lik diodlarining belgilanishi.
a – fotodiod; b – fotodinistor; v – yorug'lik diodi

Zonalar nazariyasida foto va yorug'lik diodlarining effektlariga quyidagicha tushuntirish beriladi: atomning yadrosi atrofida ma'lum bir masofada (energetik zonada) aylanuvchi elektron juftliklar ma'lum bir energiyaga ega. Agarda yorug'lik energiyasi ta'sirida valent elektronlar qo'shimcha energiya qabul qilib, erkin harakatlanish zonasiga o'tsalar, unda yarimo'tkazgich materiali o'tkazuvchanlik xususiyatiga ega bo'lib, elektr tokini o'tkazadi (fotoeffekt, yorug'lik diod).

Agar yorug'lik ta'sirida elektronlar valent sathidan pastki sathga o'tsa, unda atomlarda qo'shimcha energiya hosil bo'lib, ular fotonlar shaklida yorug'lik energiyasiga aylanadi. Fotonlarning energiyasi yorug'liklarning spektrlarini aniqlaydi.

Yorug'lik energiyasining tarqatilishi yoki yutilishi yarimo'tkazgichlarning qo'shimcha elementlariga bog'liq. Masalan, yorug'lik diodlar uchun asosiy materiallar sifatida galliy arsenidi GaAs, galliy fosfidi GaP, kremniy karbidi SiC va boshqa ikki qo'shmali materiallar qo'llanadi.

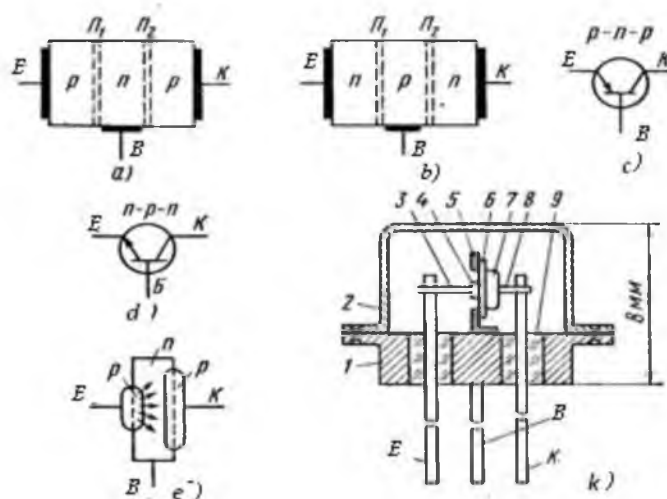
Nazorat savollari

- 1) Materiallarning o'tkazuvchanlik hususiyatlari nimalarga bo'g'lik?
- 2) Teshikli toshuvchilarni hosil bo'lish mexanizmini ta'riflang;
- 3) Kantaklarda p-n o'tishning hosil bo'lishini ta'riflang ;
- 4) Nima uchun diodlar teskari yo'nalishda tok o'tkazmaydi ?
- 5) Diodlarning xarakteristikasini ta'riflang;
- 6) Diodlarning qanday parametrlarini bilasiz ?
- 7) Diodlarning cniziqli va nohisik ekvivalent sxemalarini chizib ko'rsating;
- 8) Diodlarni parallel va ketma- ket ulanishdagi xususiyatlarini ta'riflang;
- 9) Fotodiodlarning xususiyatlarini ta'riflang;
- 10)** Optoelektron juftliklari konday tashkil kilinadi?

17. TRANZISTORLAR

17.1 Bipolyar tranzistorlarni strukturalari va ishlash prinsipi

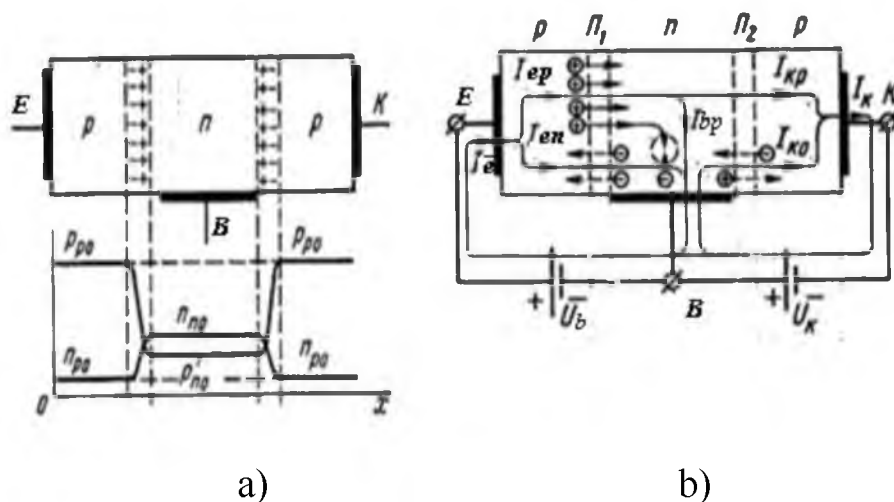
Bipolyar tranzistor (BT) - uch qatlamli p va n tipdagi yarimoʻtkazgichlarni ketma – ket birlashtirish natijasida ikkita $p - n$ oʻtishli tashkil qilingan strukturali elektron asbobidir. Qatlamlarda yarimoʻtkazgichlarning birlashtirish ketma - ketligiga koʻra BT - ning $p - n - p$ va $n - p - n$ strukturalari mavjud. Ularning tuzilishi, konstruksiyasi va sxemalarda belgilanishi 17.1 – rasmda keltirilgan.



17.1 – rasm. BT laning strukturalari: a) $p-n-p$ tipdagi; b) $n-p-n$ tipdagi; c,d) sxemalarda belgilanishi , e,k) konstruksiyalari

Rasmlarda har bir tranzistorda uchta chiqish elektrodleri koʻrsatilgan. Bular: emitterlar (E) - asosiy zaryadlarning chiqish elektrodleri; kollektorlar (K) - emitterdan chiqqan zaryadlarning tortib oluvchi (yutuvchi) elektrodlar; bazalar (B) – emitterdan chiqib, kollektorga yetib keluvchi zaryadlarning sonini boshqaruvchi elektrodlar. Π_1 va Π_2 - emitter va kollektordagi $p - n$ oʻtishlar.

Elektrodlarga taʼsir qiluvchi kuchlar boʻlmaganida p va n qatlamlaridagi zaryad tashuvchilarning konsentratsiyalari oʻzgarmasdan qoladi. 17.2, a – rasmda ularning qatlamlar va $p - n$ oʻtishlarda taqsimlanishi koʻrsatilgan.



17.2 – rasm: a) zaryadlarning qatlamlarda taqsimlanishi; b) to'g'ri kuchlanish berilishdagi toklarning yo'nalishi

Strukturasi $p - n - p$ tipdagi tranzistorlarga to'g'ri yo'nalishda kuchlanish berilganida emitterdan chiquvchi plus ishorali teshik tashuvchilar diffuziya mexanizmi orqali bazaga va bazadan chiqadigan elektron tashuvchilar emitterga o'tadi. Bu o'tishda kuchlanish U_{eb} kam bo'lganligi sababli dreyf toki inobatga olinmaydi. Shuning uchun ham quyidagi tenglama o'rinli bo'ladi:

$$I_e = I_{ep} + I_{en}, \quad (17.1)$$

bunda: I_{ep} – teshiklarning emitterdan baza tomon harakatida hosil bo'lgan tok. Berilgan kuchlanishlar yetarli darajada bo'lganida teshiklarning asosiy qismi kollektorga yetib borib, bu tok tranzistorning kollektor toki deb aytiladi.

I_{en} - elektronlarning bazadan emitter tomoniga harakati natijasida hosil bo'lgan tok. Bular baza zanjiri bo'ylab ulanib, kollektor toklarni boshqarishda ishtirok etmaydi.

Baza zanjiri orqali ulanadigan toklarning yana bittasi, bu emitterdan chiqadigan teshik tashuvchilarning bir qismini baza qatlamidagi elektronlar bilan rekombinatsiya natijasidagi hosil bo'ladigan toklar, 17.2 b - rasmda bu toklar I_{bp} bilan belgilangan bo'lib, ular uchun quyidagi ifoda o'rinli :

$$I_{ep} = I_{kp} + I_{bp}. \quad (17.2)$$

bunda : I_{kp} - teshiklarning Π_2 chegarasiga yetib borgan va Π_2 - ning maydoni ta'sirida kollektorga o'tkazilgan qismini tashkil qiladi.

Teshik tashuvchilari asosidagi kollektor toki emitter toki bilan uzatish ko'effitsiyenti α orqali bog'langan

$$\alpha = I_{kr} / I_e \quad (17.3)$$

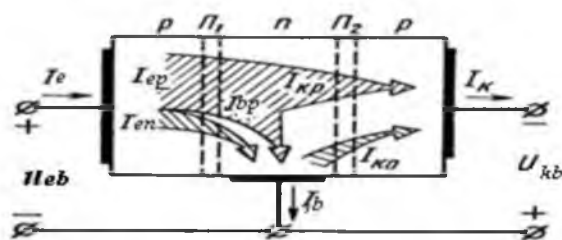
Bu ifodadan α birga yaqinlashgan sari, kollektorga yetib keluvchi tashuvchilarning soni oshib borishi ko'rinib turibdi.

17.2, b - rasmda teskari ulangan $\Pi_2 p - n$ o'tish chegarasidagi issiqlik ta'sirida dreyf mexanizmi orqali bazadan kollektorga o'tuvchi zaryadlardan hosil bo'lgan issiqlik toki I_{k0} keltirilgan. Bu tokni hisobga olganda

$$I_k = I_{kr} + I_{k0}, \quad (17.4)$$

Keltirilgan toklarning hisobiga baza toki I_b - elektron tashuvchilar asosidagi toklar I_{en} , teshiklarning rekombinatsiya asosidagi toklar I_{bp} va issiqlik asosidagi toklar I_{k0} - larning yig'indisiga teng (17.3 rasm).

$$I_b = I_{en} + I_{bp} - I_{k0}, \quad (17.5)$$



17.3 -rasm Tranzistor toklarining diagrammalari

Keltirilgan ifodalardan ko'rinib turibdiki tranzistorlarning boshqarilishiga kollektor toki I_k - ning o'zgartirish natijasida erishiladi. Bu jarayon emitter tokining teshik tashuvchi qismi I_{ep} - ni o'zgarishiga bog'liq bo'lganligi sababli BT- lar tok bilan boshqariluvchi elektron asboblari hisoblanadi.

Tranzistorlarning elektrodlaridagi asosiy toklarning bir - biri bilan uzatish ko'effitsiyenti α orqali quyidagi ifodalar bilan bog'lanadi:

$$I_e = I_k + I_b, \quad (17.6)$$

$$I_k = \alpha I_e + I_{k0}, \quad (17.7)$$

$$I_b = (1 - \alpha) I_e - I_{k0}. \quad (17.8)$$

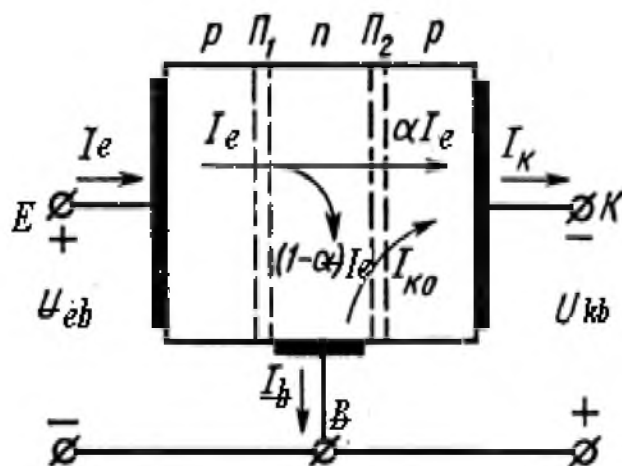
Shunday qilib bipolyar tranzistorlarning ishlash prinsipi emitterdan chiqqan tashuvchilarni baza qatlami orqali kollektorga yetkazib berish va bu tashuvchilarni o'tish natijasidagi hosil bo'lgan kollektor toki I_k - ning emitter toki I_{er} o'zgartirish natijasida boshqarishga asoslangan.

17.2. Bipolyar tranzistorlarning xarakteristikalari, ekvivalent va ulanish sxemalari

Strukturasi $p-n-p$ asosidagi tranzistorlarning statik volt-amper xarakteristikalarini ko'rib chiqamiz. Tranzistorlarda elektrodlarining soni uchta bo'lganligi sababli ularda uchta ulanish sxemasi bo'lishi mumkin. Bular: umumiy baza bilan ulanish (UB), umumiy emitter bilan ulanish (UE) va umumiy kollektor bilan ulanish (UK) sxemalaridir. Bu sxemalar elektrodning qaysi biri kirish va chiqish signallariga nisbatan umumiy nuqtaga ulanganligi bilan aniqlanadi. UB sxemalarida - baza elektrodi, UE sxemalarida – emitter elektrodi va UK sxemalarida - kollektor elektrodi umumiy elektrod hisoblanadi.

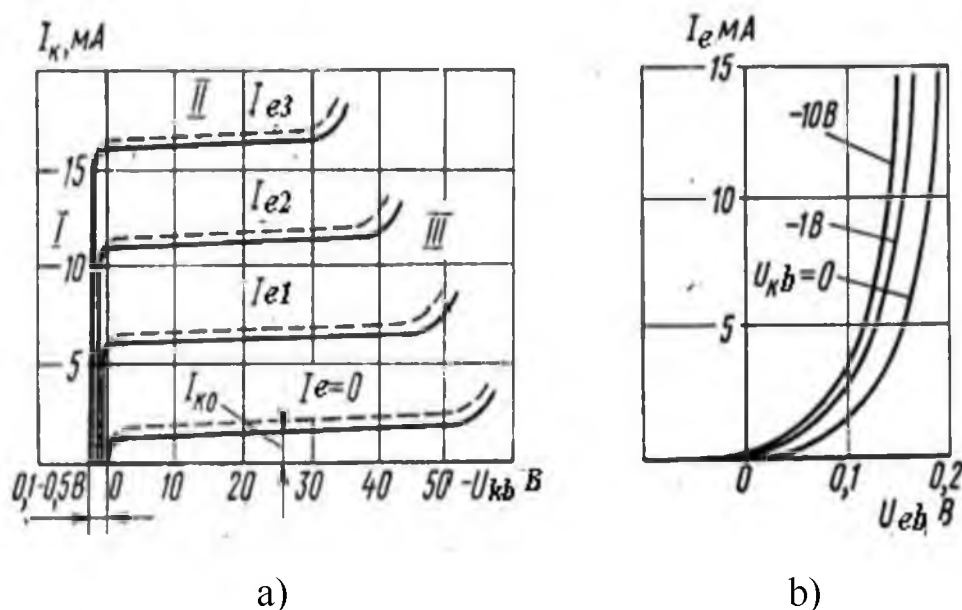
Statik VAX - ni qurish uchun keltirilgan uch sxemaning har bittasi uchun ekvivalent almashuv sxemasi tuzilib, Om va Kirxgoff qonunlari asosida ularning kirish va chiqishdagi tok va kuchlanishlari aniqlanadi. UE va UK sxemalarida fizik jarayonlar va xarakteristikalari o'xshashligi tufayli faqat UB va UE sxemalarning VAX larini ko'rib chiqamiz.

UB bilan ulangan $p-n-p$ tranzistorning sxemasi 17.4 - rasmda, kirish va chiqish xarakteristikalari 17.5 a, b – rasmlarda keltirilgan.



17.4 - rasm. UB bilan ulangan $p-n-p$ tranzistorning sxemasi.

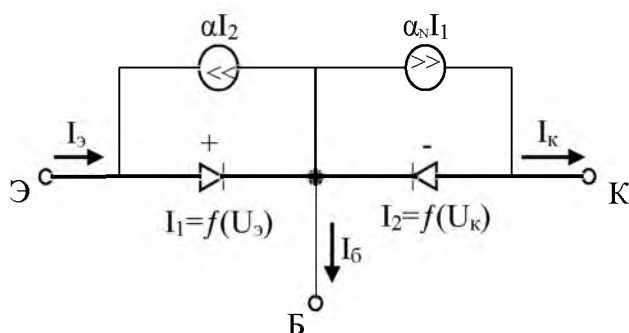
17.5, a – rasmdan chiqish xarakteristikasi uchta rejim bilan chegaralanganligi ko‘rinib turibdiki : I - aktiv rejimi, ya’ni kollektor toki I_k - ni kuchlanish U_{kb} ta’sirida keskin o‘shish rejimi (bu rejimda tranzistor noxiziq xarakteristikaga ega); II – to‘yinish rejimi, ya’ni kollektor toki I_k kuchlanish U_{kb} ta’sirida deyarli o‘zgarmaydigan rejimi; III – kollektor $p-n$ o‘tishining teshilish rejimi.



17.5 - rasm. UB bilan ulangan $p-n-p$ tranzistorning a) chiqish; b) kirish xarakteristikalari

17.5, a – rasmdagi aktiv rejimda VAX parametrlarining I_k o‘qidan chap tomonga siljishi ko‘rsatilgan. Bunga sabab - tashqaridan berilgan kuchlanish $U_{kb} = 0$ bo‘lganda unga teskari bo‘lgan ichki potentsiali φ_0 ta’sirida bazadan kollektor tomoniga o‘tuvchi tashuvchilar mavjudligi. Demak $I_e > 0$ va $U_{kb} = 0$ bo‘lganida $I_k > 0$ bo‘lishi tabiiy holat hisoblanadi. Kollektor tokining $I_k = 0$ bo‘lishi uchun aktiv rejimda $U_{kb} < 0$ bo‘lishi talab qilinadi.

VAX – da ko‘rsatilgan har bir chegaralangan rejim uchun tranzistorlarning ichki parametrlari ularning “T” harfi shakliga keltirilgan ekvivalent sxemalardan aniqlanadi. Aktiv rejimda ishlashdagi ekvivalent sxemasi 17.6 – rasmda keltirilgan. Bu sxema VAX da ko‘rsatilgan 1 – rejimga mos keluvchi ideallashtirilgan noxiziq ekvivalent sxemasi.



17.6- rasm. UB bilan ulangan $p-n-p$ tranzistorning ekvivalent sxmasi

Bunda $p-n$ o'tishlar qarama - qarshi ulangan diodlar bilan almashtirilgan. Diodlarning bir biriga bo'lgan ta'siri tok generatorlari α_{I2} va $\alpha_N I_1$ bilan almashtirilgan. Generator $\alpha_N I_1$ emitter toki I_1 - ni kollektor zanjiriga bo'lgan ta'sirini bildiradi. Bunda $\alpha_N < 1$ bo'lib emitter tokini to'g'ri (Normal) ulangan sxemasida kollektorga o'tkazish koeffitsiyenti. Generator α_{I2} kollektor tokini emitter zanjiriga bo'lgan ta'sirini bildiradi. Bunda α_I kollektor tokining teskari (Invers) ulangan sxemada emitterga o'tkazish koeffitsiyenti hisoblanadi.

Shunday qilib keltirilgan modelda emitter va kollektor toklari ikkita komponentdan iborat bo'lib, bular - diodlarning injeksiya ta'siridagi toklari (I_1, I_2) va inversiya va normal koeffitsiyentlar bilan yig'uvchi α_{I2} , $\alpha_N I_1$ toklar. Bu toklarning o'zaro bog'lanishi quyidagicha:

$$I_e = I_1 - \alpha_{I2}, \quad (17.9)$$

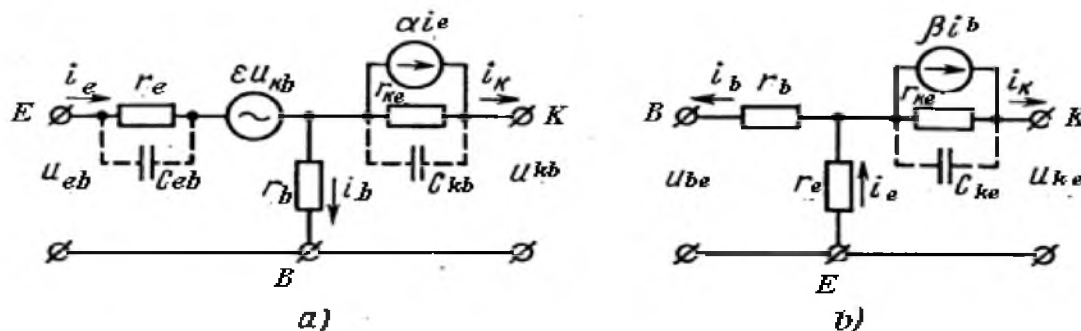
$$I_k = \alpha_N I_1 - I_2, \quad (17.10)$$

$$I_b = I_e - I_k, \quad (17.11)$$

Tenglamalardagi I_1, I_2 toklarning o'rniga diodlarning ifoda (16.10) – da keltirilgan noxiziq xarakteristikasidan aniqlangan toklar qo'llansa, 17.9 -17.11 tenglamalar BT larning ideal noxiziq matematik modeliga aylanadi. Bu model UB bilan ulangan tranzistorlarning noxiziq modeli bo'lib aktiv rejimining tahlilida qo'llaniladi.

Tranzistorlarni noxiziq modellaridan tashqari kuchaytirgich sxemalarida chiziqli modellar ham keng qo'llaniladi. UB bilan ulangan $p-n-p$ tranzistorlarning chiziqli modelining ekvivalent sxemasi 17.7, a -

rasmda keltirilgan. Bu sxemada 17.6 - rasmdagi tranzistorning emitter va kollektor qismlaridagi diodlar chiziqli elektr komponentlari bilan almashtirilgan. Ularning 17.7, a – rasmdagi sxemada ko‘rsatilgan parametrlari quyidagi [1,2] :



17.7 – rasm. Tranzistorlarning almashuv sxemalari: a) UB uchun; b) UE uchun

$r_e = dU_e / dI_e$ to‘g‘ri yo‘nalishda ulangan emitter $p-n$ o‘tishining differensial qarshiligi;

r_b - tokning to‘g‘ri yo‘nalishidagi baza qarshiligi;

$r_{k(b)} = dU_{k(b)} / dI_k$ - teskari yo‘nalishda ulangan kollektor $p-n$ o‘tishining differensial qarshiligi;

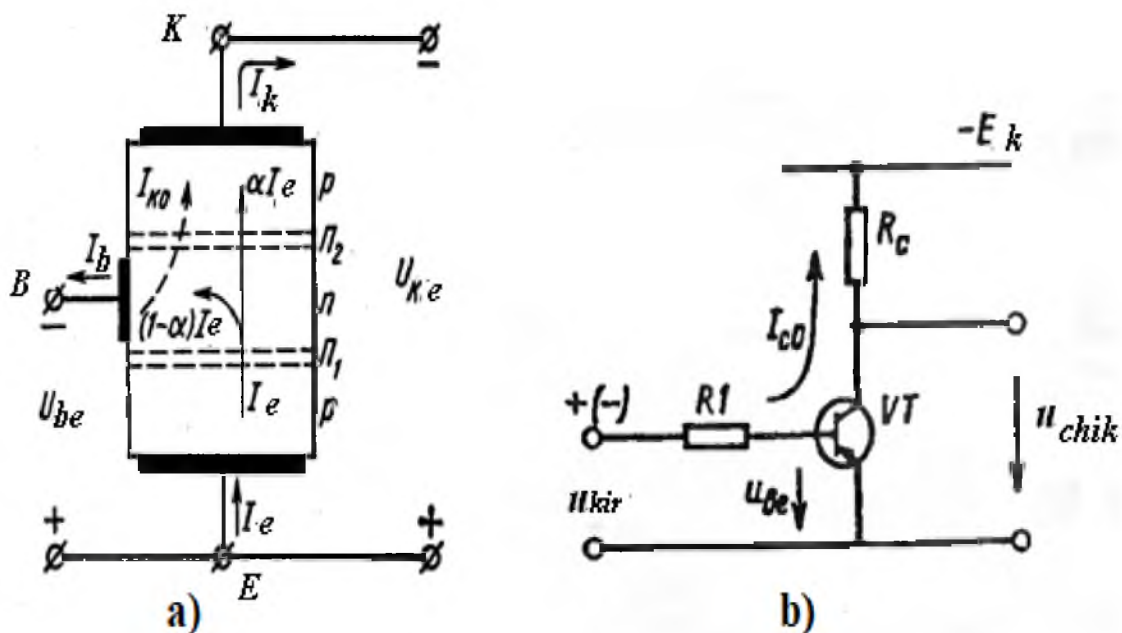
αi_e - emitter $p-n$ o‘tishini tranzit toklariga ekvivalent bo‘lgan tok manbai;

$C_{e(b)}$, $C_{k(b)}$ - emitter va kollektorlarning sig‘imlari. Bular $p-n$ o‘tishlarning sig‘imlariga o‘xshagan bo‘lib, differensial va baryer sig‘imlarining yig‘indisiga teng;

εu_{kb} - kirishdagi kuchlanish manbai.

UB bilan ulangan tranzistorning kirish xarakteristikasi quyidagicha $I_e = f(U_{eb})$ bog‘langan bo‘lib, 17.5, b – rasmda keltirilgan. Bu rasmdan U_{kb} kattalashgan sari kirish xarakteristikasi chaproq va balandroq tomonga siljishi ko‘rinib turibdi. Siljish jarayoni bazaning modulyatsiya effekti natijasida bazadagi musbat zaryadlarning konsentratsiyasi oshishiga va natijada tok I_k ko‘payishiga olib keladi.

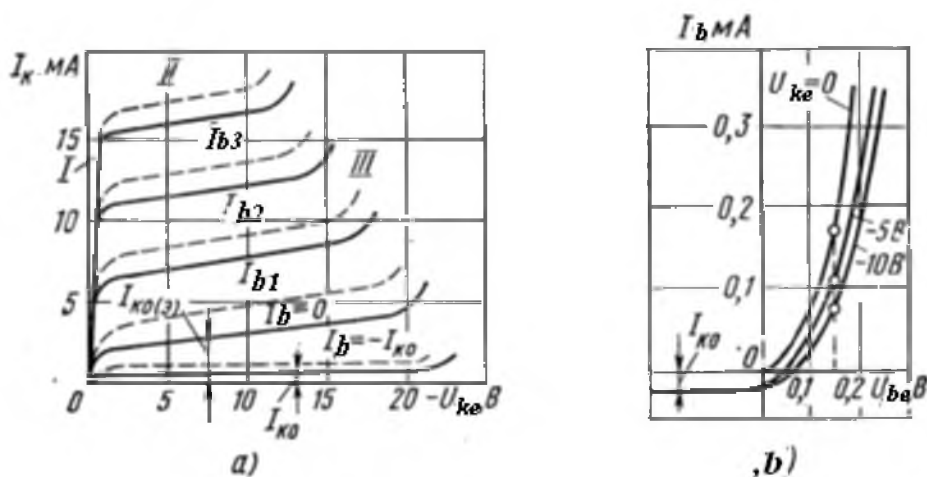
UE bilan ulangan sxemada tranzistorlarning kirish va chiqish zanjirlari uchun emitteri umumiy elektrod hisoblanadi (17.8- a va b rasmlar).



17.8 – rasm. Tranzistorning UE bilan ulangan sxemasi

Chiqish va kirish xarakteristikalarini 17.9 – rasmda keltirilgan. Chiqish xarakteristikasi $I_b = \text{const}$ bo‘lganida $I_k = f(U_{ke})$ bilan bog‘langan (17.9, a-rasm).

Keltirilgan UE ulanish xarakteristikalarida ham U_B -ga o‘xshagan uchta chegaralovchi rejimlarni ajratish mumkin (17.9-a rasm). Bular: I – aktiv, I – to‘yinish va II -teshilish rejimlari.



17.9 – rasm. Tranzistorning UE bilan ulanganidagi a) chiqish va b) kirish xarakteristikalarini

Bularda kollektor tokining xarakteristikalarini UB - dan farqi shundaki $U_{ke}=0$ bo'lganida kollektor toki I_k ham nolga teng ($I_k = 0$). VAX - da ko'rsatilgan I - rejimda U_{ke} oshishi bilan tok I_k ham oshadi. To'yinish rejimida (I - chi rejim) zaryadlarning barcha asosiy tashuvchilari, ya'ni baza qatlamida rekombinatsiyaga uchramaganlari, kollektorga yetib boradi. Kollektor toki bunda o'zgarish holatda qoladi. Lekin, VAX - da ko'rsatilgan tok I_k - ning kichkina o'zgarishi baza qatlamidagi modulyatsiya effekti bilan bog'liq.

UE sxemalarida kirish tokining kollektorga uzatish koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi:

$$\beta = I_k / I_b = \alpha / (1-\alpha). \quad (17.12)$$

Bu ifodadan UE ulanishda uzatish koeffitsiyenti β - ning UB koeffitsiyenti α - dan ancha kattaligi ($\beta \gg \alpha$) ko'rinib turibdi. Demak, UE bilan ulangan sxemalarda tranzistorlar tokni kuchaytirish vazifasini bajaradi. Bu imkoniyat o'z navbatida ularning kuchaytirgich sxemalarida keng qo'llanilishini ta'minlaydi.

Tranzistorlarning UE bilan ulangan sxemalarining kirish xarakteristikalarini 17.9, b - rasmda keltirilgan. Kuchlanish $U_{ke}=0$ bo'lganida kirish xarakteristikasi parallel ulangan ikkita $p-n$ o'tishning (emitter va kollektor o'tishlarini) to'g'ri ravishda ulangan holati bilan aniqlanadi. Bunda emitter qatlamidan chiqqan tashuvchilarning soni kollektordan bazaga o'tuvchi tashuvchilarning soniga teng bo'lib, kollektor toki nolga teng ($I_k = 0$) bo'lishiga olib keladi. Kollektorga berilgan kuchlanishning oshirilishi bilan (baza kuchlanishini ma'lum bir qiymatida $U_{be}>0$) baza toki kamayadi va kirish xarakteristikasi $U_{ke}=0$ ga nisbatan pasayishi seziladi (17.9- rasmda $U_{be}=1,5$ V nuqtasida ko'rsatilgan). Baza toki I_b tarkibida issiqlik toki I_{k0} borligi tufayli kollektor kuchlanishini $U_{ke} < 0$ qiymatida kirish xarakteristikasida baza toklarining o'zgarishi I_{k0} tokiga teng bo'lgan manfiy qiymat nuqtasidan boshlanadi.

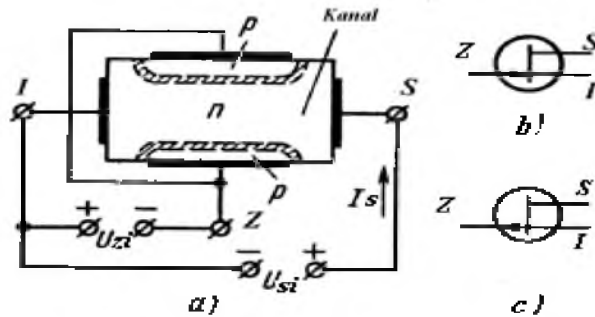
17.3 $p-n$ o'tishli maydoniy tranzistorlar

Maydoniy tranzistorlar elektr maydon ta'sirida tok o'tkazuvchi kanalning qarshiligini o'zgartirish bilan boshqariladi. Kanaldan tokni o'tkazishda faqat bir tipdagi zarrachalar (elektronlar yoki teshiklar) ishtirok qilganligi uchun maydoniy tranzistorlar unipolyar tranzistorlar deb ham aytiladi.

Kanallarning bajarilish texnologiyasiga ko'ra maydoniy tranzistorlar quyidagi uch tipga ajratiladi: oddiy $p-n$ o'tishli tranzistorlar, kanali o'rnatilgan tranzistorlar va kanali induksiyalashtirilgan tranzistorlar. Oxirgi ikki tipdagi tranzistorlar rus tili adabiyotlarida MDP (metall – dielektrik - poluprovodnik) tranzistorlari deb va ingliz tili adabiyotlarida MOSFET (Metall – Oksid – Semiconductor- Field- Effect – Tranzistor) deb aytilib, dielektrikli maydoniy tranzistorlar sinfiga kiradi.

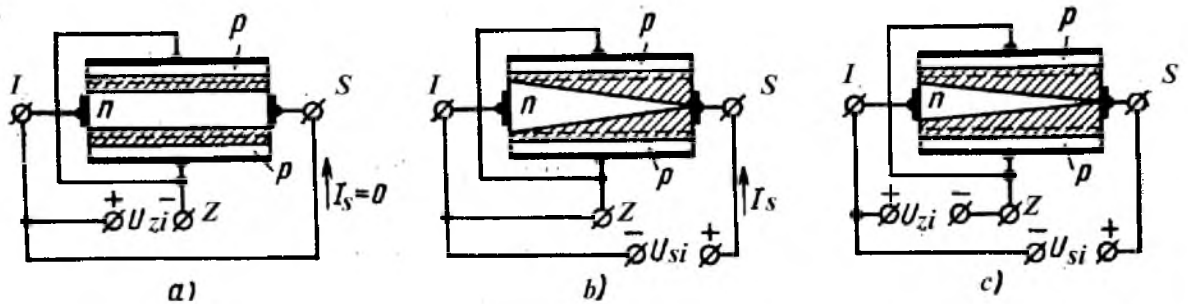
Maydoniy tranzistorlarda BT - tranzistorlar kabi uchta elektrod mavjud: istok (I) - tashuvchilarning chiqish elektrodi; stok (S) - tashuvchilarning kirish elektrodi; zatvor (Z) - kanaldan o'tuvchi tashuvchilarning zarydlarining sonini boshqaruvchi elektrod (17.10 - rasm). Bulardan tashqari MDP - tranzistorlarda to'rtinchi elektrod bo'lishi ham mumkin. Bu elektrod istoklarni bazaviy kristall bilan birlashtiruvchi "taglik" elektrodi deyiladi.

Tokning o'tkazuvchi kanali n - tipda bo'lgan $p-n$ o'tish bilan boshqariluvchi tranzistorning konstruksiyasi va belgilanishi 17.10 - rasmda keltirilgan. Tranzistorni ishlash prinsipi p va n qatlamlarga teskari kuchlanish berilishi natijasida (17.10 - a rasmda U_{zi} uchun ko'rsatilgan ishoraga binoan) $p-n$ o'tishning kengligini boshqarishga asoslangan. Rasmda ko'rsatilgan ishora bilan berilgan kuchlanish U_{zi} oshirilishi bilan $p-n$ o'tish n - qatlam tomonga qarab kengayadi, tok o'tkazuvchi kanalning kengligi qisqaradi va natijada stok toki I_s kamayadi. Kuchlanish U_{zi} kamayishi bilan $p-n$ o'tish p - kanal tomoniga qisqarib, tok o'tkazuvchi kanal kengayadi va stok toki I_s oshadi. Keltirilgan sxemada kanalning o'tkazuvchanligiga ikkita kuchlanish (U_{zi}, U_{si}) ta'sir qiladi.



17.10- rasm. a) *p-n* o‘tish bilan boshqariluvchi tranzistorning tuzilishi, b,c) tranzistorlarning sxemalarda belgilanishi

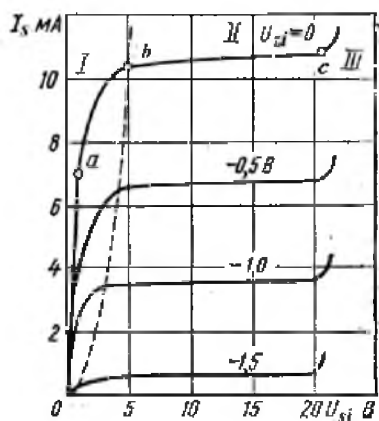
Kuchlanish $U_{si} = 0$ bo‘lganda U_{zi} - ni o‘zgarishi kanalning butun kesimi bo‘yicha parallel o‘zgarishiga olib keladi, ammo $U_{si} = 0$ bo‘lganligi uchun chiqish toki $I_s = 0$ (17.11,a –rasm).



17.11-rasm. . *p-n* o‘tishli tranzistorning rejimlari: a) $U_{zi} > 0, U_{si} = 0$; b) $U_{zi} = 0, U_{si} > 0$; c) $U_{zi} > 0, U_{si} > 0$.

Kuchlanish $U_{zi} = 0$ bo‘lganida kanal maksimal ochiq holatda bo‘ladi. Bu holatda U_{si} noldan boshlab $U_{si \max}$ gacha o‘zgartirilsa, xarakteristikasida stok toki I_s maksimal trayektoriyasi bo‘yicha o‘zgaradi (17.12 - rasm). Bunda xarakteristikaning boshlanish uchastkasida (interval 0-a) kanalning o‘tkazuvchanligiga U_{si} ta’siri kam bo‘lgani uchun I_s chiziqli qonun bo‘yicha o‘zgaradi. Kuchlanish U_{si} oshirish bilan (interval a-b) kanalning kengligi qisqarib, tok I_s -ni chiziqli o‘zgarishining tikligi kamayadi.

Chiqish xarakteristikaning a-b intervalida kanal kengligi qisqarishi butun kanal bo‘ylab bir tekis bo‘lmasdan stokka yaqinlashgan sari qisqarib boradi (17.11,b - rasm). Bu holat $U_{si} > 0$ bo‘lganda stok va istok



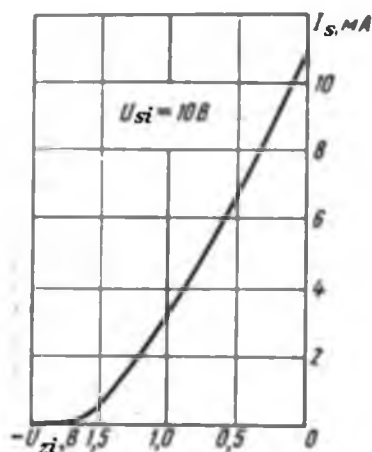
17.12 - rasm. *p*-tipdagi *p-n* o‘tishli maydonli tranzistorning chiqish (stok - istok) xarakteristikasi

yaqinidagi potentsiallarning teng bo‘lmaganligi uchun vujudga keladi. Teng bo‘lmashligi stok yaqinidagi teskari kuchlanish U_{zc} istok yaqinidagi U_{zi} dan kattaligida ($U_{zi} < U_{zs}$).

Kuchlanish $U_{zi} = 0$ bo‘lib, U_{si} o‘zgartirilib, ma’lum bir qiymatga yetganida stok nuqtalari birlashadi (17.11b -rasm). Bu nuqtadagi chegaralovchi kuchlanish ($U_{si\ cheg}$) ta’sirida chiqish xarakteristikasining “*b*” nuqtasiga to‘g‘ri keladi (I- rejimdan I–rejimga o‘tish nuqtasi). Kuchlanish $U_{si} > 0$ bo‘lib, o‘shishni davom qilganida tok I_s o‘zgarmasdan qoladi, chunki kanal hajmida yig‘ilayotgan zaryadlar soni oshib, kanalning ichki qarshiligi oshadi (17.11c -rasm). Bunda stok toki to‘yinish rejimiga chiqib, quyidagicha ifodalanadi:

$$I_c = U_{si\ cheg} / r_{kan} , \quad (17.13)$$

bunda r_{kan} - kanal qarshiligi.



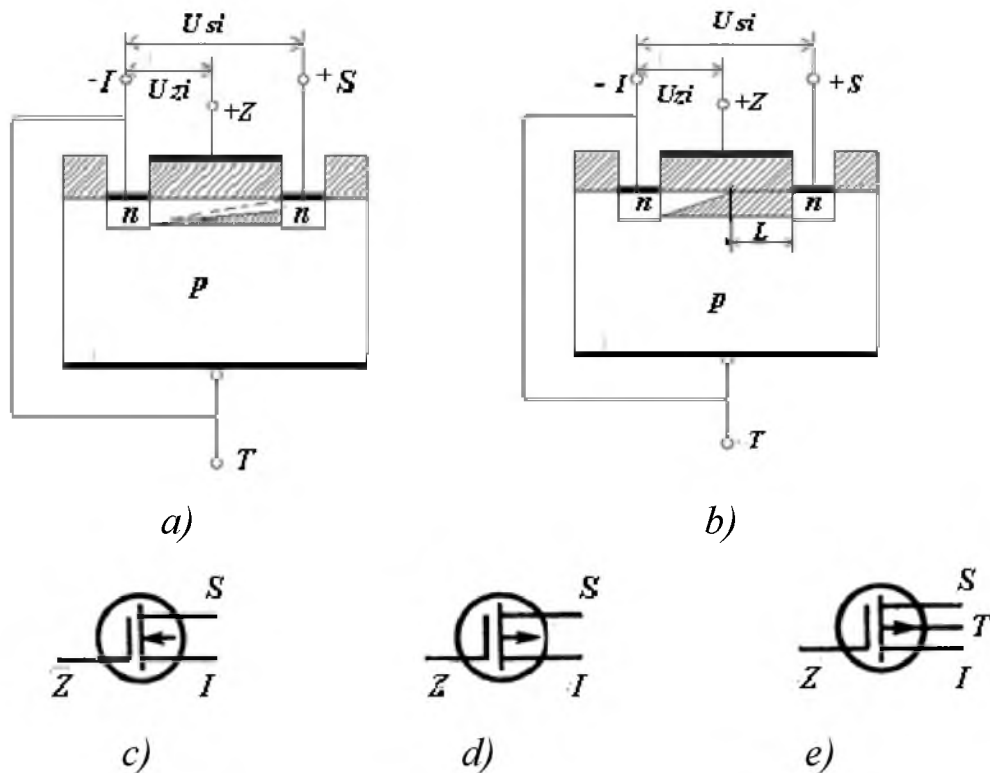
17.13 – rasm. $p-n$ - o‘tishli tranzistorning stok-zatvor xarakteristikasi

$p-n$ - o‘tishli maydoniy tranzistorning stok - zatvor xarakteristikasi kuchlanishi $U_{si} = \text{const}$ bo‘lganida stok tokining zatvor – istok bog‘lanishi $I_c = f(U_{zi})$ asosida o‘zgarishi 17.13 – rasmda ko‘rsatilgan.

17.4. Kanali o‘rnatilgan va induksiyalangan MDP – tranzistorlar

O‘rnatilgan n – tipdagi kanalli tranzistorning strukturasi va shartli belgilari 17.14 - rasmda keltilgan. Bu strukturada o‘tkazuvchi n - tipdagi kanal bazaviy kristallga maxsus texnologiya asosida o‘rnatilgan. Kuchlanishlar $U_{zi} = 0$ va $U_{si} = 0$ bo‘lganda kanal yarim ochiq bo‘lib, keyinchalik U_{si} –ni har qanday o‘zgarishida stok toki I_c paydo bo‘ladi. Ya’ni o‘rnatilgan kanalli MDP - tranzistor normal holatda ochiq tranzistor hisoblanadi (17.14,a - rasm). Bu rasmda keltirilgan n - kanalli tranzistorlarning ishlash prinsipi kanal hajmidagi asosiy tashuvchilar bo‘lgan elektronlarning U_{zi} -ni o‘zgarishi natijasida kambag‘allantirish (sonini kamaytirish) yoki boyitishga (sonini ko‘paytirishga) asoslangan.

Kuchlanish $U_{si} = 0$ bo‘lganida U_{zi} - ni oshirish bilan ($U_{zi} > 0$) zatvorning elektr maydoni p - qatlamdagi elektronlarni tortib olib, kanalni asosiy tashuvchilar bilan boyitishga va kanalning elektr o‘tkazuvchanligini oshirishga olib keladi. Bunda 17.14,a – rasmda shtrixlangan yuzasi kamayadi. Agar kuchlanish $U_{si} = 0$ va $U_{zi} < 0$ bo‘lsa, zatvorning maydoni n - qatlamdagi elektronlarni itarib,

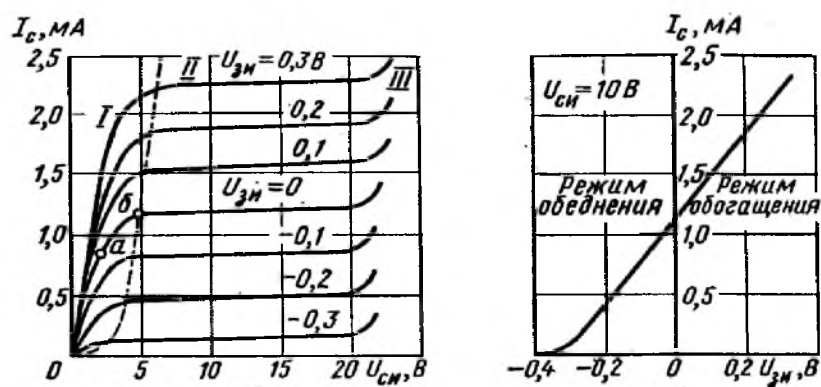


17.14 – rasm. a) o‘rnatilgan kanalli MDP tranzistorning strukturasi; b) MDP tranzistorning to‘yinish rejimidagi strukturasi; c) p - tipdagi kanalli MDP tranzistorning sxemalarda ko‘rsatilishi; d) n - tipdagi MDP - tranzistorlarning sxemalarda ko‘rsatilishi; e) MDP ning taglikli sxemasi

kanaldagi asosiy tashuvchilarning sonini kamaytirib, kanalning elektr o‘tkazuvchanligining kamayishiga olib keladi. Ikkala vaziyatda ham kuchlanish $U_{si}=0$ bo‘lganligi uchun stokning toki nolga teng bo‘ladi ($I_s=0$).

Agar U_{si} va U_{zi} - larning qiymatlari barobariga o‘zgartirilsa, stok toki I_s - ning o‘zgarishi 17.15, a – rasmda ko‘rsatilgan VAX – lar bo‘yicha o‘zgaradi. Xarakteristikaning boshlang‘ich qismida (interval $0 - a$), kanalning kuchlanishi kam bo‘lganida, bog‘lanish $I_s = f(U_{si})$ chiziqiga o‘zgarishga yaqin bo‘ladi. Kuchlanish U_{si} -ni oshirish bilan kanalning kengligi qisqarib, tok I_s - ning chiziqli o‘zgarishining tikligi kamayadi (interval $a-b$). Nuqta b – da $U_{si} = U_{si\ cheq}$ bo‘lib, kanal yopiladi va tok I_s –ning o‘sishi to‘xtaydi. Bu holatda shtrichlangan $p-n$ o‘tishning chegarasi 17.14,a –rasmda ko‘rsatilgan punktir chiziqqacha yetib, kanal to‘liq yopiladi.

Kuchlanish $U_{si} > U_{si\text{ cheg}}$ bo'lganida yopilishni belgilovchi nuqta kanalning ichki tomoniga, kuchlanish U_{si} ga bog'liq bo'lgan L masofaga siljiydi (17.14,b-rasm). Bu masofada to'yinish rejimi yuzaga keladi. Kuchlanishlar U_{si} va U_{zi} barobariga o'zgarishdagi xarakteristikalar oilasi 17.15,a-rasmda keltirilgan. Xarakteristikalardan ko'rinib turibdiki $U_{si} > 0$ bo'lganida zatvori o'rnatilgan tranzistorlar ikkita rejimda ham ($U_{zi} > 0$ va $U_{zi} < 0$.) ishlashi mumkin. Birinchisida, $U_{zi} > 0$ bo'lganida, tok I_s kuchlanish $U_{zi} = 0$ vaziyatdan tezroq o'sadi va ikkinchisida $U_{zi} < 0$ – kamroq o'sadi. Shunday qilib $p-n$ o'tishi o'rnatilgan MDP – tranzistorlar zatvoriga manfiy yoki musbat ishorali kuchlanishlar berilganda ham stok toki I_s - ning boshqarilishi mumkin ekanligi VAX dan ko'rinib turibdi.

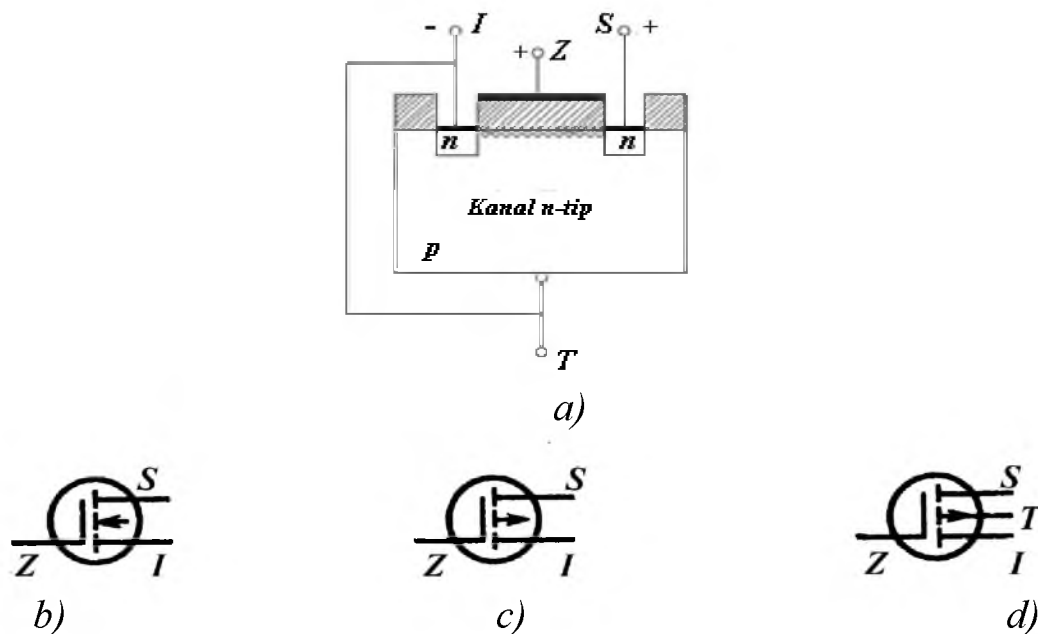


17.15 - rasm. O'rnatilgan MDP tranzistorlarning a) chiqish (stok) xarakteristikalari, b) kirish (stok - zatvor) xarakteristikalari

Tranzistorlarning kirish (stok - zatvor) xarakteristikalari 17.15, b - rasmda keltirilgan. Ular $U_{si} > 0$ bo'lganda $p-n$ o'tishi o'rnatilgan tranzistorlarning kirish xarakteristikalaridan zatvoriga berilgan kuchlanish $U_{zi} > 0$ ham $U_{zi} < 0$ bo'lgan rejimlarda ishlash imkoniyatlari bilan farq qiladi.

Maydoniy tranzistorlardan eng ko'p tarqalgani – bu kanali induksiyalangan MDP tranzistorlar. 17.16 - rasmda asosiy tashuvchilari n – tipdagi MDP tranzistorning struktura sxemasi va shartli belgilari keltirilgan. Bu tranzistorlarda kanal alohida o'rnatilmasdan ular zatvoriga musbat kuchlanish berilishi bilan, p - tipdagi baza kristalidan tortib olingan elektronlar hisobiga yaratiladi. 17.16 - rasmda zatvor

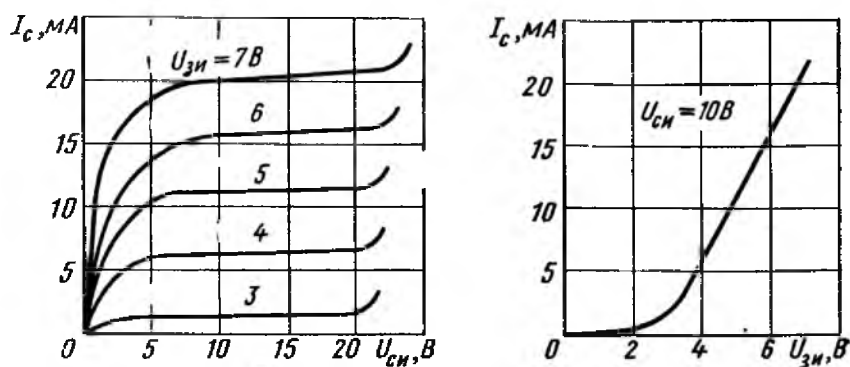
yuzasiga teng bo'lgan yuzada yaratilgan elektronlar to'plamidan n - tipdagi kanal vazifasini bajaruvchi qatlam ko'rsatilgan. Kanalni bunday yaratish texnologiyasi - induksiyalantirish texnologiyasi deb aytiladi. Kanalning kengligi va o'tkazuvchanlik xususiyati zatvor - istokka berilgan (U_{zi}) kuchlanishning qiymatiga bog'liq.



17.16 – rasm a). Kanali induksiyalangan MDP tranzistorning strukturasi, b) p-tipdagi sxemasining belgisi, c) n – tipdagi sxemasining belgisi, d) taglikli sxemaning belgisi.

Kanali induksiyalangan MDP - tranzistorning chiqish VAX - si va kirish stok – zatvor xarakteristikalari 17.17, a – rasmda keltirilgan. Ularning kanali o'rnatilgan MDP – tranzistorlarning VAX dan farqi shundaki, induksiyalangan kanalli MDP tranzistorlar faqat bir ishorali signallar bilan boshqariladi. Stok – zatvor xarakteristikasi 17.17, b - rasmda keltirilgan.

Bundan tashqari bipolyar tranzistorlar tok bilan boshqarilsa, MDP tranzistorlar zatvor - istokka berilgan kuchlanish bilan boshqariladi. Bu xususiyatiga ko'ra boshqarish zanjirida sarf qilinadigan energiya keskin kamayadi va natijada ularni integral sxemalar bilan boshqarish imkoniyati paydo bo'ladi.



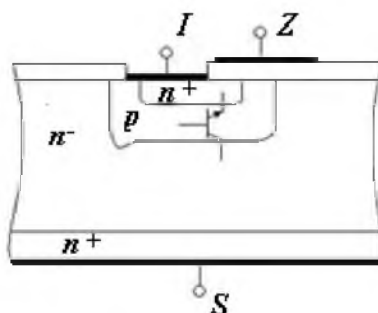
17.17 - rasm. Induksiyalangan MDP tranzistorlarning a) chiqish (stok) va b) kirish stok – zatvor xarakteristikalari

17.5 Katta quvvatli MDP tranzistorlarni integral sxemalar bilan boshqarish

Yuqorida keltirilgan MDP tranzistorlarda tokni o‘tkazuvchi kanallar gorizontol holatda o‘rnatilgan bo‘lib, ularning geometrik parametrlari kanalning qarshiligi r_{kan} –ning katta bo‘lishiga olib keladi. Qarshiligining kattaligi kanaldan o‘tadigan tokni cheklash bilan birga bu tipdagi tranzistorlarning kuch elektronikasi sxemalarida qo‘llanish imkoniyatlarini ham chegaralaydi.

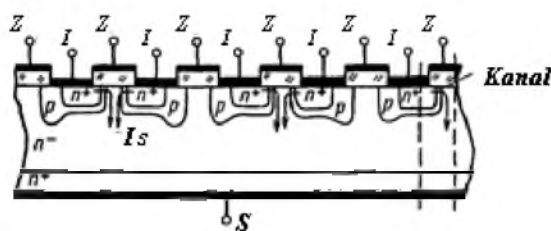
Kanalning qarshiligini kamaytirish uchun MDP tranzistorlar konstruksiyasida gorizontol strukturadan vertikal strukturaga o‘tkazish tavsiya qilinadi. 17.18 - rasmda maydoniy tranzistorning vertikal kanalli strukturasi keltirilgan. Bu strukturada p – qatlamdagi tok o‘tkazuvchi kanalning masofasi zatvor izolyatsiyasining tagidagi p – qatlamning kengligiga teng bo‘lib, uni qisqartirish bilan qarshilik r_{kan} - ni kamaytirishga erishiladi.

Ammo, r_{kan} qarshiligi kamaytirilgan MDP – tranzistorlarga katta kuchlanish berilishi bilan kanalda teshilish xavfi paydo bo‘ladi. Buning oldini olish uchun stokka biriktirilgan n – qatlam ikkita qismga ajratiladi: birinchisi - katta qarshilikli n^- - qatlam va ikkinchisi - kam qarshilikli n^+ - qatlam (17.18 - rasm).



17.18 – rasm. Vertikal kanalli MDP tranzistorning strukturasi

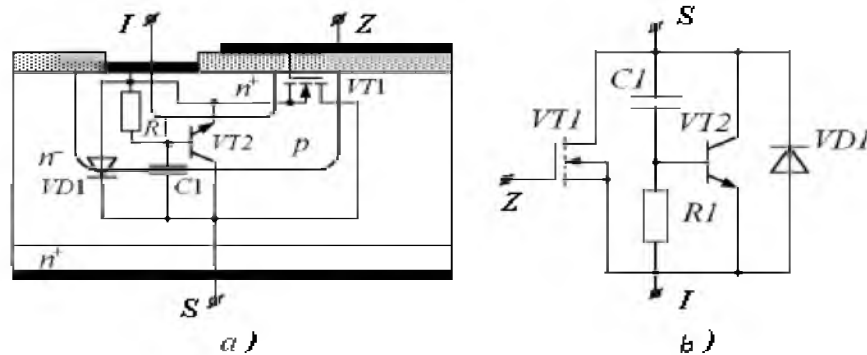
Qarshilik r_{kan} –ni kamaytirib, stok tokini oshirishning yana bir imkoniyati bu qisqa kanalli bir nechta $p-n$ o‘tishlarning parallel ulanishi bilan amalga oshiriladi. 17.19 – rasmda n - tipdagi asosga parallel ulangan kanallarning struktura sxemasi keltirilgan. Bu struktura ko‘p kanallik struktura deb ataladi va ularda yuzlab parallel ulangan $p-n$ o‘tishlar bo‘lishi mumkin.



17.19 – rasm. Ko‘p kanalli MDP tranzistorlarning strukturasi

Katta quvvatli vertikal kanalli strukturalarning kamchiligi – ularning ichida “**parazit**” (zararli ma’nosida) bipolyar $n-p-n$ tranzistolarning mavjudligi (17.18-rasm). Parazit tranzistor asosiy MDP - strukturaning ishchi kanaliga o‘zini emitteri (n^+ qatlam), bazasi (p qatlam) va kollektori (n^- qatlamlar) bilan ulangan sxemasi 17.18 – rasmda ko‘rsatilgan. MDP - tranzistorining xususiyatlarini parazit bipolyar $n-p-n$ tranzistorning ta’siridan saqlab qolish maqsadida istokning metallashtirilgan n^+ qismiga p qatlamni aktiv qarshiligi R_1 bo‘lgan qismi ulanadi (17.20, a - rasm). Sxemotexnika nuqtai nazaridan bu ulanish parazit qo‘shimcha tranzistorning emitter - bazasidagi $p-n$ o‘tishini qisqa tutashuv ulanishiga ekvivalent bo‘lib, qo‘shimcha tranzistorni yopilgan holatda saqlab qoladi. Ammo, katta

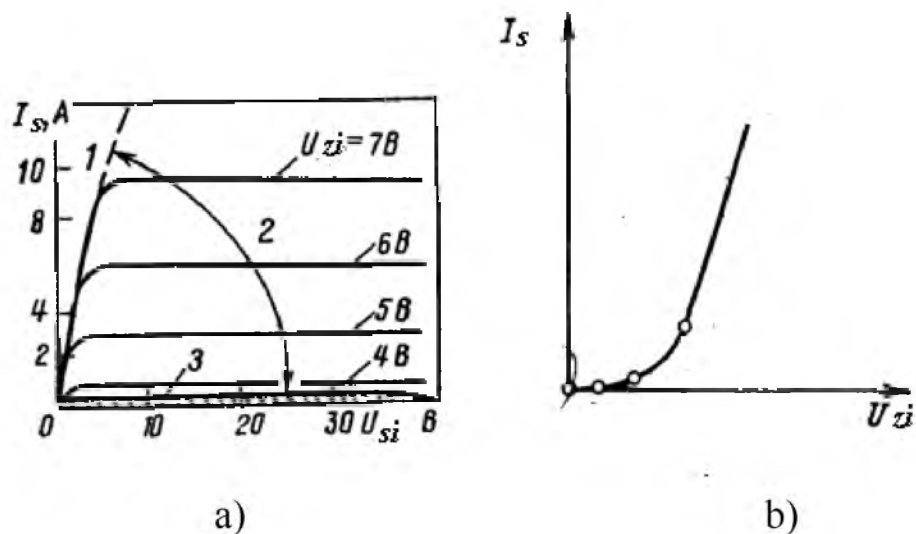
chastotalarda $R_I = I / \omega C$ bo'lgani sababli qarshilik R_I -ni qiymati kamayib, $n-p-n$ tranzistor ochilib qolishi mumkin. Shuning uchun MDP - tranzistorlar katta chastotalarda ishlaganida bu vaziyatni inobatga olish lozim.



17.20 – rasm. a) MDP tranzistorning bazaviy yacheykalari, b) bazaviy yacheykaning ekvivalent sxemasi

MDP – tranzistorning p^- - qatlami bilan istokning metallashtirilgan p^+ - qatlamining ulanishi natijasida strukturada yana bir qo'shimcha element – teskari ulangan $p - n$ o'tish paydo bo'ladi. Bu $p-n$ o'tishni ekvivalent sxemalarda istok va stok orasiga qarshi - parallel ulangan diod VD1 deb qaraladi (17.20, b - rasm). MDP - yacheykalarni loyihalashda bu diodlarni chegaralovchi parametrlari tranzistorlarning parametrlariga mos bo'lishiga va tiklanish (yopilish) vaqti kam bo'lishiga e'tibor beriladi. 17.20, b - rasmda MDP- tranzistorning ekvivalent elektr sxemasi keltirilgan.

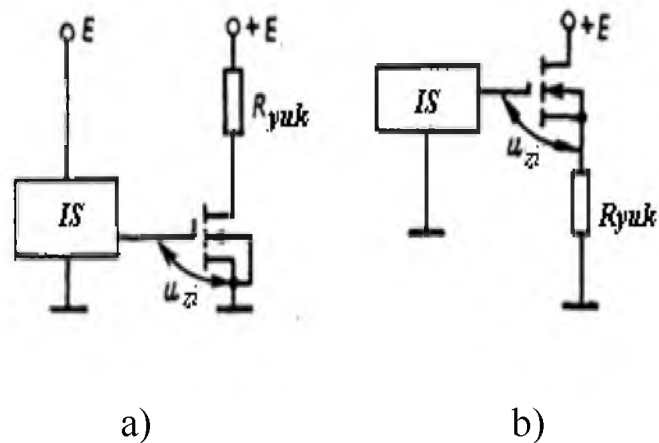
Vertikal kanali p – tipdagi tranzistorning statik volt-ampere xarakteristikalarini 17.21 - rasmda keltirilgan. Ularni 17.17 - rasmda ko'rsatilgan gorizontall kanalli MDP – tranzistorlar VAX – lariga o'xshab o'zgarishlari ko'rinib turibdi. Ularda ham uchta rejimni ajratish mumkin: aktiv rejim - I, to'yinish rejimi – I va teshilish rejimi - II (17.21,a - rasm). Bu VAX - larning farqi shundaki, vertikal kanalli MDP- tranzistorlarning kanallari qisqa bo'lganligi sababli ularning elektr maydonlarining kuchayishi ham qisqa muddatda o'tadi. Bunda tranzistor kanalidagi tashuvchi zaryadlarning to'yinish tezligi oshadi va natijada stok tokini ko'payishi nisbatan keskin o'zgaradi.



17.21 – rasm. Katta quvvatli MDP- tranzistorlarning statik xarakteristikasi. a) chiqish va b) kirish xarakteristikalari

Katta quvvatli MDP-tranzistorlarni boshqarishning qulay imkoniyatlaridan biri ularning integral mikrosxemalar (IMS) orqali bevosita boshqarilishidir. Boshqaruvchi parametr sifatida IMS - larning chiqish kuchlanishi U_{chiq} va chiqish toki I_{chiq} hisoblanadi. Aniqlik uchun boshqarishni quyidagi ikkita raqamli IMS lar orqali amalga oshirishni ko'rib chiqamiz. Birinchisi - komplementar maydonli tranzistorlar asosidagi (KMDP IS) integral sxemalar (parametrlari $U_{chiq}=15V$, $I_{chiq}=1-5$ mA); ikkinchisi - bipolyar tranzistorlar asosidagi mantiqiy (TTL IS) integral sxemalar (parametrlari $U_{chiq}=5V$; $I_{chiq}=5-30$ mA).

MDP - tranzistorlarni kalit rejimida IMS - ga ulanishining ikkita sxemasi mavjud: birinchi sxemada - tranzistor umumiy istok (UI) bilan ulangan, yuklama yerga tutashmagan va kuchlanish U_{zi} boshqaruvchi IMS - ning chiqish kuchlanishi U_{chiq} - ga teng (17.22, a - rasm); ikkinchi sxemada - tranzistor umumiy stok (US) bilan ulangan (istokli takrorlovchi), yuklama sxemaning umumiy nuqtasi bilan ulangan (yerga tutashgan) va boshqaruvchi kuchlanish U_{zi} IMS ni chiqish kuchlanishidan yuklamadagi kuchlanishning farqiga teng ($U_{zi} = U_{chiq} - U_R$) (17.22, b - rasm).



17.22 - rasm. Katta quvvatli MDP tranzistorlarning kalit rejimida ulanishi: a) umumiy istok; b) umumiy stok.

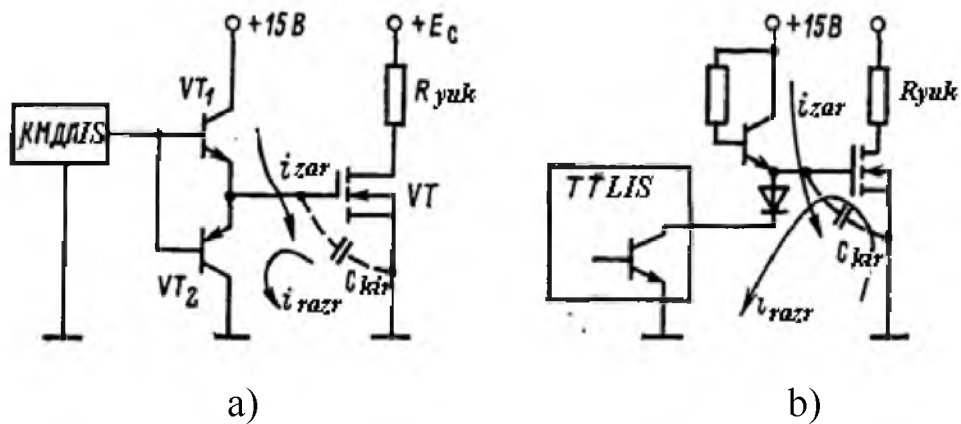
Kalit rejimida UI va US sxemalar, tezkorlik ma'nosida, nisbatan past yoki yuqori chastotalarda ishlashi mumkin. Past chastotali rejimda UI bilan ulangan sxemasida boshqaruvchi IMS - larga asosiy talab bu- MDP - tranzistorning ochiq holatida minimal qarshiligini ta'minlovchi amplitudali kuchlanishni yetkazib berish. Boshqarishda KMDP IS qo'llanilganda kuchlanishning amplitudasi $U_{\text{chiq}} \geq 15 \text{ V}$ bo'lib, bu IMS -lar katta quvvatli MDP – tranzistorlarni boshqarishda ularning zatvorlariga bevosita ulanishi mumkin.

Boshqarishda mantiqiy TTL IS qo'llanganda chiqish kuchlanishning amplitudasini oshirish masalasi paydo bo'ladi. Bu masala ta'minot manbaining kuchlanishi 15 V - dan kam bo'lmagan ochiq kollektorli TTL IS- ni qo'llanish natijasida yechiladi.

Agarda kalit rejimida ishlaydigan MDP - tranzistorlarga maksimal tezkorlik sharti qo'yilgan bo'lsa, kirish sig'imini qayta zaryadlanish tezligini oshirish uchun IMS va MDP – tranzistorning bazasi orasiga emitter takrorlovchi kaskad ulanib, IMS tokini kuchaytiradi. Bunda MDP- tranzistorning kirish sig'imining qayta zaryadlanishi tezlashadi va ishchi chastotaning oshishiga imkoniyat tug'iladi.

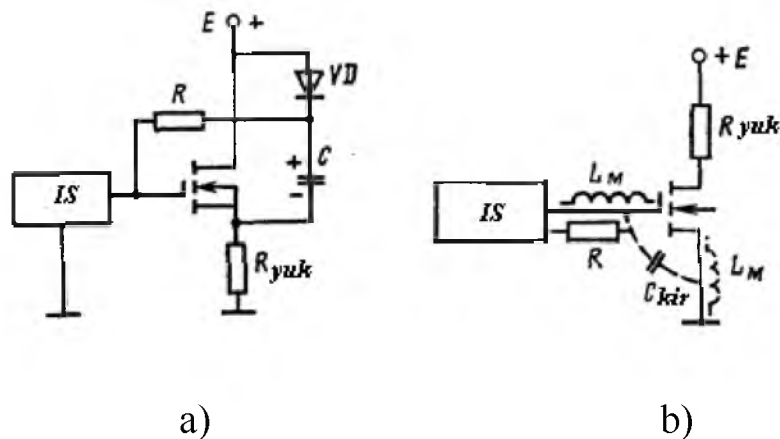
KMDP IS sxema chiqish tokining kuchaytirilishi 17.23, a - rasmda keltirilgan. Kirish sig'imini zaryadlanishi tranzistor VT1 asosidagi emitter takrorlovchi kuchaytirgich orqali o'tadi va razryadlanishi - VT2 tranzistorli emitter takrorlovchi orqali o'tadi.

TTL IS sxemani chiqish tokining tashqaridagi emitter takrorlovchi sxemasi ta'sirida oshirish 17.23, *b* - rasmda keltirilgan. TTL IS - ni chiqishida kuchlanish past bo'lganida (IS VT ochiq), emitter takrorlovchi tranzistori *VT1* yopilgan - MDP tranzistorning kirish sig'imi C_{kir} diod *VD* va tranzistor *VT* orqali razryadlanadi. Tranzistor *VT* yopilishi bilan sig'imi S_{kir} jadallashtirilgan holda tranzistor *VT1* - ni katta emitter toki bilan zaryadlantiradi.



17.23 - rasm. Katta quvvatli MDP tranzistorlarni tashqi emitter takrorlovchi: a) K MDP IS va b) TTL IS (tranzistor – tranzistor logika) bilan boshqarish

Umumiy stok bilan ulangan MDP - tranzistorlarni boshqarishda, zatvor - stok kuchlanishini oshirish maqsadida, sxemaga jadallashtirish sig'im elementi (*C*) kiritiladi. Bu elementni kiritish sxemalaridan bittasi 17.24 - rasmda keltirilgan. Sxemaning ishlashida *C* ta'siri quyidagicha bo'ladi: IMS- ni chiqishidagi kuchlanish past bo'lganida, katta quvvatli MDP - tranzistor berk holatda, kondensator *C* ta'minot manbai *E* qiymatigacha zaryadlanadi. Rezistor *R* manba *E* -dan IMS -ni iste'mol qiluvchi tokini chegaralash vazifasini bajaradi. IMS-ni chiqish kuchlanishi oshishi bilan MDP - tranzistor ochiladi va istok - zatvor orasiga kondensatordagi kuchlanish $U_c = E$ beriladi. Natijada tranzistorning ochilish davrida katta kuchlanish *E* bilan ta'minlanadi va to'liq ochilganidan keyin uning qarshiligi minimal qiymatigacha pasayadi.



17.24 – rasm. a) Katta quvvatli MDP tranzistorlarni jadallovchi zanjirlarning ulanishi, b) boshqaruvchi zanjirlardagi parazit induktivliklar (L_M - montaj induktivliklari).

Jadallashtirish kuchlanish ta'siri kondensator C –ni ochilgan tranzistor va berk bo'lgan VD diodning qarshiliklari konturi bo'yicha razryadlanish vaqt doimiysi bilan aniqlanadi.

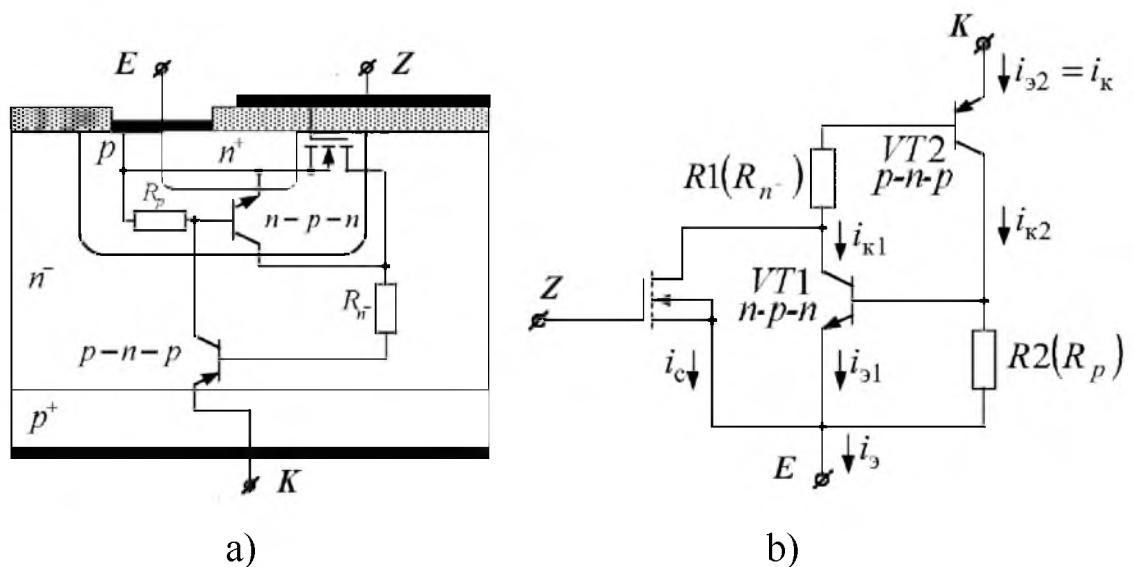
Tezkor kalit rejimida ishlaydigan MDP tranzistorlarni boshqarish zanjirlarining montajiga yuqori talablar qo'yiladi. Shulardan biri bu - boshqarish minimum induktivligiga erishish. Masalan, zatvor bilan IMS ning chiqishini oralig'idagi 19 mm lik o'tkazgich MDP tranzistorning chiqishidagi sig'im bilan "parazit" tebranuvchi kontur hosil qiladi. Bu konturni shaxsiy tebranish chastotasining davri $2\pi\sqrt{CL} \approx 1$ nanosekundni tashkil qiladi. Tebranish ta'siri MDP tranzistorning xalaqitga chidamliligi pasayadi. Hosil bo'lgan tebranish konturining sifat darajasini kamaytirish uchun zatvor zanjiriga ketma - ket $R \geq 100$ Om rezistor ulanadi (17.24, b - rasm).

17.6. IGBT- tranzistorlarning tuzilishi va ishlash prinsiplari

Yuqori chastotalarda ishlash imkoniyatlariga va boshqarish zanjirlarining sodda bo'lishiga qaramasdan MDP- tranzistorlarning asosiy kamchiligi bu - ularning kanali qarshiligi o'tadigan tokning zichligining kvadratiga proporsional ravishda oshirilishidir. BT - larda esa xuddi shu ko'rsatkich, kanaldan o'tadigan tokning zichligini, birinchi darajasiga proporsional ravishda oshadi. Afsuski, VT- larni boshqarish zanjirlari

murakkab sxemalar bo‘lib, ularda sezilarli qiymatdagi quvvat sarf qilinadi va ishlash chastotasi MDP- tranzistorlarga nisbatan kam.

Katta quvvatli elektronikada bu masalani kompromis yechimida VT va MDP tranzistorlarining ijobiy xususiyatlarini birlashtirish bilan yangi monolit strukturalarni yaratish bilan erishiladi. Yangi struktura uch qatlamli bo‘lib, “zatvori izolyatsiya qilingan bipolyar tranzistorlar” deb nomlangan. Chet el adabiyotlarida IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) va ko‘pchilik rus tili adabiyotlarida VTIZ - izolyatsiyalangan zatvorli bipolyar tranzistor deyiladi. MDP-tranzistorlaridan IGBT tranzistorlari strukturasining farqi shundaki, birlamchi taglik materiallarida yarimo‘tkazgichli kovak p^+ - tipdagi elektr o‘tkazuvchanlik plastina qo‘llanilgan. Sxemotexnika nuqtai nazaridan yuqorida ko‘rilgan MDP - tranzistorga qo‘shimcha $p-n-p$ tranzistor (VT2) ulangan sxema hosil bo‘ladi (17.25 - rasm).



17.25 – rasm. a) IGBT – tranzistorining strukturasi , b) ekvivalent sxemasi

Natijada, ekvivalent sxema 17.25, b – rasmda ko‘rsatilgan uchta tranzistorlarning: MDP-tranzistor, parazit bipolyar tranzistor VT1 va ularga ulangan ikkinchi bipolyar tranzistor VT2ning birlashtirilgan sxemasi yaratilgan. Strukturadagi VT1 va VT2 tranzistorlari ichki manfiy teskari bog‘langan bo‘lib, VT1 tranzistorni bazaviy toki VT2 tranzistorni

kollektor tokining bir qismi va teskarisi - VT2 tranzistorning bazaviy toki VT1 tranzistorni kollektor tokining bir qismi hisoblanadi.

Tranzistorlar VT1 va VT2 tok bo'yicha uzatish koeffitsiyentlari α_1 va α_2 bilan belgilansa IGBT – tranzistorining toklari quyidagicha aniqlanadi:

$$i_{k1} = i_{e1} \alpha_1, \quad (17.14)$$

$$i_{k2} = i_{e2} \alpha_2, \quad (17.15)$$

$$i_e = i_{k1} + i_{k2} + i_c. \quad (17.16)$$

Maydoniy tranzistorining toki:

$$i_c = i_e (1 - \alpha_1 - \alpha_2). \quad (17.17)$$

Ikkinchi tomondan, stok tokini stok-zatvor xarakteristikasini S koeffitsiyenti orqali aniqlash mumkin:

$$i_c = S U_{ze}. \quad (17.18)$$

To'la sxemaning quvvat qismi uchun tok quyidagicha aniqlanadi:

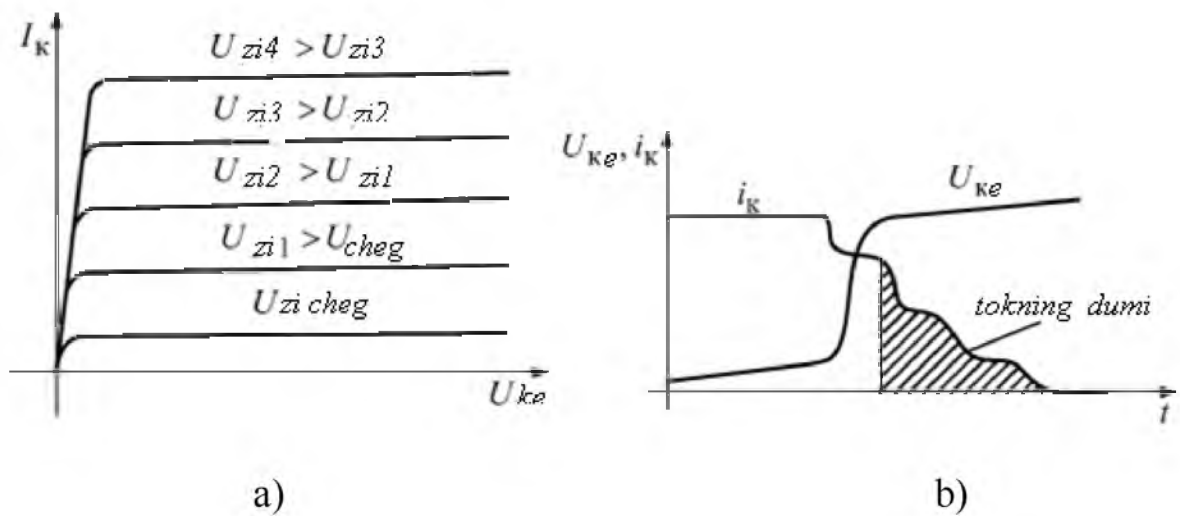
$$i_k = i_e \frac{S U_{ke}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} = S_{ekv} U_{ze} \quad (17.19)$$

bunda $S_{ekv} = \frac{S}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$ - to'la sxema uchun bo'lgan ekvivalent tiklik.

Koeffitsiyentlar α_1 va α_2 rezistorlar R1 va R2 qiymatini o'zgartirish bilan strukturani o'zgartirishi mumkin. Bu operatsiya sxemani tayyorlash etapida bajariladi. 17.26, a - rasmda andozaviy kollektor (chiqish) xarakteristikalari keltirilgan.

IGBT tranzistorlarning dinamik xususiyatlari BT – dan ancha yukori hisoblanadi. Bunga sabab BT- larning bazasida noasosiy bo'lgan tashuvchilarning yig'ilishi v va keyinchalik ularning rekombinatsiyasiga ma'lum vaqt sarflanishi.

Yopilish jarayonining xarakteristikasi 17.26, b - rasmda keltirilgan. BT- ning bazasida yig'ilgan zaryadlar tranzistorning yopilishi davomida kollektor tokining cho'zilib ketishiga ("dum" paydo bo'lishiga) olib keladi. IGBT ning tarkibidagi MDP-tranzistor tok o'tkazishni to'xtatishi



17.26 – rasm. IGBT tranzistorlarni a) chiqish xarakteristikasi b) yopilish jarayoni

bilan asosiy tok o'tkazuvchi zanjirda noasosiy tashuvchilarning rekombinatsiya jarayoni boshlanadi, va bu jarayon "dumning" boshlanish nuqtasi hisoblanadi. "Dumning" hosil bo'lishi, birinchidan, tranzistorlarning qizib ketishiga va, ikkinchidan, ko'priksimon o'zgartkich sxemalarining yelkalarida ketma - ket ulangan tranzistorlarning ochilishida interval tashkil qilishiga olib keladi. Intervalning zarurligi shundaki, ketma - ket ulangan tranzistorlarning birinchisining yopilish va ikkinchisining ochilish vaqti bir xil bo'lganida, "dum" hisobiga, ulardan qisqa tutashuv toki o'tadi. Bu toklar tranzistorlarning nominal toklaridan bir nechta marta katta bo'lib, ular tranzistorning issiqlik teshilishiga olib keladi.

Keltirilgan sxema yagona korpusda joylashtirilgan kollektor, emitter va zatvorlari chiqarilgan, elektr maydoni orqali boshqariluvchi, yarimo'tkazgichli elektron asbobi hisoblanadi. Ochiq holatda MOSFET – ga nisbatan IGBT – lar ichki qarshiligining kamligi, tiklik koeffitsiyenti (S) - kattaligi va teshilish jarayonining bartaraf etilganligi bilan ijobiy farq qiladi.

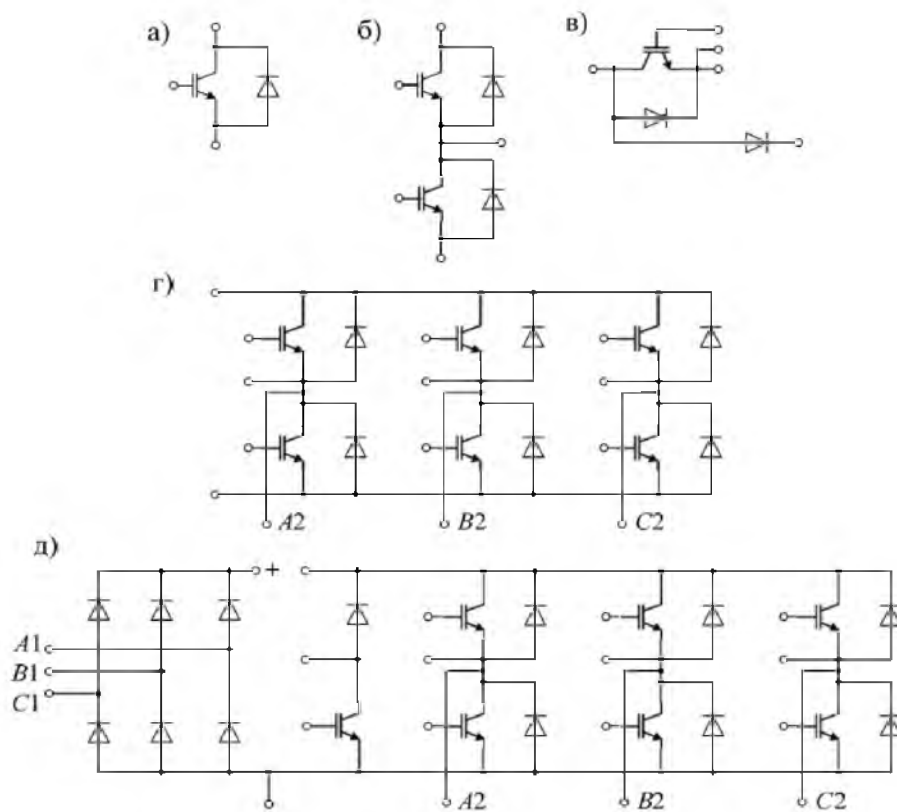
17.7. Katta quvvatli gibril sxemalar

O'zgartkich texnika qurilmalarini ishlab chiqishda yarimo'tkazgich asboblari (diod, tranzistor, tiristorlar) ma'lum bir funksiyani bajarish uchun o'zaro ulanadi. Bu ulanishlar kuch sxemalarida bir nechta quvvat elektron asboblari bir korpus ichida standart ulanish shaklida o'rnatilishi mumkin. Bir korpus ichida tashkil qilingan elektron asboblarning yig'indisi yagona element sifatida gibril sxemalar deyiladi. Gibril sxemalar va ularning qo'shimcha elementlari asosidagi quvvatli gibril modullar tuziladi. Gibril modullarda yagona korpus ichida biror maqsadga mo'ljallangan bir nechta quvvat kalitlari va qo'shimcha elektr komponentlari birlashtiriladi. Bularni qo'llashda o'zgartkich texnika qurilmalarining konstruksiyalari soddalashtiriladi va ishonchliligi oshadi.

Amalda qo'llash uchun bir korpusda o'rnatilgan bir nechta yakka diodlar, ketma - ket ulangan diodlar, bir va uch fazali ko'priksimon sxemasi bo'yicha ulangan diodlar modullari ishlab chiqilgan. Bu modullarning asosini ulangan tranzistorlar, birlashtirilgan tranzistor - diodli kalitlar, qarama - qarshi ulangan diod va tranzistorlardan yaratilgan sxemalar tashkil qiladi (17.27 - rasm).

17.27 - rasmda bir korpusda uch fazali tranzistorli ko'priksimon invertorning teskari diodlar bilan ulangan sxemasi keltirilgan. Bu sxema o'zgarimas tokni uch fazali o'zgaruvchan tokka aylantiruvchi qurilma hisoblanadi. 17.27, *d* - rasmda invertorga qo'shimcha uch fazali diodli to'g'rilagich ulangan sxema keltirilgan. Bu sxema chastotani o'zgartiruvchi sxema bo'lib, elektr yuritmalarining turli rejimlarini boshqarishda qo'llaniladi.

Keltirilgan katta quvvatli o'zgartkich texnikasi modullarida yana qo'shimcha elementlardan issiqlik datchiklari, tok va kuchlanish datchiklari, himoya qilish elementlari bo'lishi mumkin. Bulardan tashqari gibril modullarida quvvat sxemalarining boshqaruvchi mikrosxemalari (drayverlar) va mikroprotssessor o'rnatilgan bo'lishi mumkin. Bunaqa modullar intellektual modullar deb ataladi.



17.27 – rasm. Quvvatli gibridd sxemalar: a) tranzistor - diodli kalit, b) birlashtirilgan kalit, c) o'zgarmas kuchlanishning pasaytirish moduli, d) uch fazali ko'priksimon sxema, j) chastota o'zgartkichi.

Nasorat savollari

- 1) Bipolyar tranzistorlarning strukturasini, tiplari va belgilarini keltiring;
- 2) UB bilan ulangan BT larning xarakteristikasini ta'riflang;
- 3) BT larni UE va UK bilan ulanishidagi xarakteristikasini ta'riflang;
- 4) BT larning parametrlarini ta'riflang;
- 5) BT ekvivalent sxemalarini chizmada keltiring va ta'riflang;
- 6) P-n otishli maydonli tranzistorlarning (MT) strukturasini ta'riflang;
- 7) Kanali o'rnatilgan MDP tranzistorlarning texnologiyasini ta'riflang;
- 8) Kanali induksiyalangan MDP tranzistorlarning texnologiyasini ta'riflang;
- 9) MDP chiqish xarakteristikalarini ta'riflang;
- 10) Katta quvvatli tranzistorlarning kanallari qanday o'rnatiladi?
- 11) IGBT tranzistorlarning strukturasini ta'riflang;

- 12) IGBT tranzistorlarning ekvivalent sxemasini keltiring;
- 13) Gibrid sxemalar qanday tashkil qilinadi?
- 14) Bipolyar tranzistorlarni kuchaytirish koeffitsiyenti qanday aniqlanadi?
- 15) Ulanish sxemalarining qaysi birida tok kuchaytiriladi?
- 16) Tranzistorlarning qaysi bir ulanishida kirish signalining fazasi o'zgaradi va bunga nima sabab?
- 17) To'yinish rejimida nima sababdan kollektor toki o'zgarmasdan qoladi?
- 18) Nima uchun umumiy baza bilan ulangan tranzistorning kuchaytirgich koeffitsiyenti noldan kichik bo'ladi?
- 19) Tranzistorni chiqish statik xarakteristikasida qanday rejimlar ajratilgan? Ularga ta'rif bering.
- 20) Bipolyar tranzistorlarning chiziqli va nochiziqli ekvivalent sxemalarining tarkiblariga qanday elementlar kiradi?

18. TIRISTORLAR

18.1. Tiristorlarning turlari va rivojlanish bosqichlari

Tiristor - bu ikki turg'un holatda ishlaydigan to'rt qatlamli yarimo'tkazgichli elektron asboblarning umumiy nomidir. Birinchi turg'un holati past o'tkazuvchanlik (yopilgan) holati bo'lsa, ikkinchisi - yuqori o'tkazuvchanlik (ochilgan) holati hisoblanadi. Tiristorning ochilishi uning boshqarish elektrodiga kuchlanish (tok), yoki yorug'lik (fototiristorlar) berilishi bilan erishiladi.

Tiristorlarning dastlabki seriyasi AQSH - ning Jeneral Electric firmasi tomonidan 1957 - yilda ishlab chiqilgan. **Tiristor** degan atama birinchi bo'lib boshqariluvchi kremniy ventillarning to'rt qatlamli uch elektrodli asboblarni belgilash uchun qo'llangan. Ammo, keyinchalik ishlab chiqilgan barcha to'rt qatlamli *p-n-p-n* strukturali elektron asboblarning boshqa turlari ham tiristorlar deb nomlangan. Bular: bir operatsion tiristorlar; boshqariluvchi ikki operatsion tiristorlar; simmetrik tiristorlar (simistorlar); yorug'lik bilan boshqariluvchi tiristorlar va h.k.

Bir operatsion tiristorga yopilish davomida anod - katodga teskari kuchlanish berilib, tiristordan o'tayotgan to'g'ri tok nolga tushiriladi va yopilish xususiyatining tiklanish davomida teskari kuchlanish saqlab qolinadi. Bu shartlar bajarilmasa, to'g'ri kuchlanish berilishi bilan boshqaruvchi impuls berilmasa ham tiristor ochilib ketadi.

Fototiristorlarda bir operatsion tiristorlar prinsipi bo'yicha ochilish yopilish operatsiyalari bajariladi. Ularning farqi shundaki tiristorning ochilishi uchun yetarli bo'lgan zaryad tashuvchilarning soni boshqarish toki bilan emas, balki tiristorning bazasiga tushgan yorug'lik orqali ta'minlanadi. Asbobning korpusida yorug'lik tushishiga mo'ljallangan maxsus derazacha mavjud.

Ikki operatsion tiristorlar VAX - lari bir operatsion tiristorlarga o'xshash bo'lib, ularning ochilib yopilishi anod - katod kuchlanishi o'zgarmagan holda, boshqariluvchi elektrodga ikki ishorali tok impulslarining berilishi bilan amalga oshiriladi. Boshqarish elektrodiga qarama - qarshi berilgan toklar natijasida vujudga kelgan musbat teskari

bogʻlanish, tiristor tokining kamayishiga va ularning yopilishiga olib keladi.

Simmetrik tiristorlar (simistorlar) p va n qatlamlarning kombinatsiyasi orqali tuzilgan yarimoʻtkazgichli strukturalar boʻlib, ularda anod - katodlarga berilgan ikkala ishorada ham VAX - lari oddiy (bir operatsion tiristorning) toʻgʻri tok sohasini takrorlaydi.

Quyida katta quvvatli elektronika sxemalarida koʻp qoʻllaniladigan chet el firmalarida ishlab chiqariladigan zamonaviy tiristorlarning qisqartirilgan belgilanishlarini (abreviaturalarini) koʻrsatib oʻtamiz.

Tiristor GTO - toʻla nomi *gate turn off thyristor*. Tarjimada - ulanib - uzilish bilan boshqariluvchi tiristor .

Tiristor GCT - toʻla nomi *gate commutated thyristor*. Tarjimada - boshqarish orqali kommutatsiya qilinuvchi tiristor.

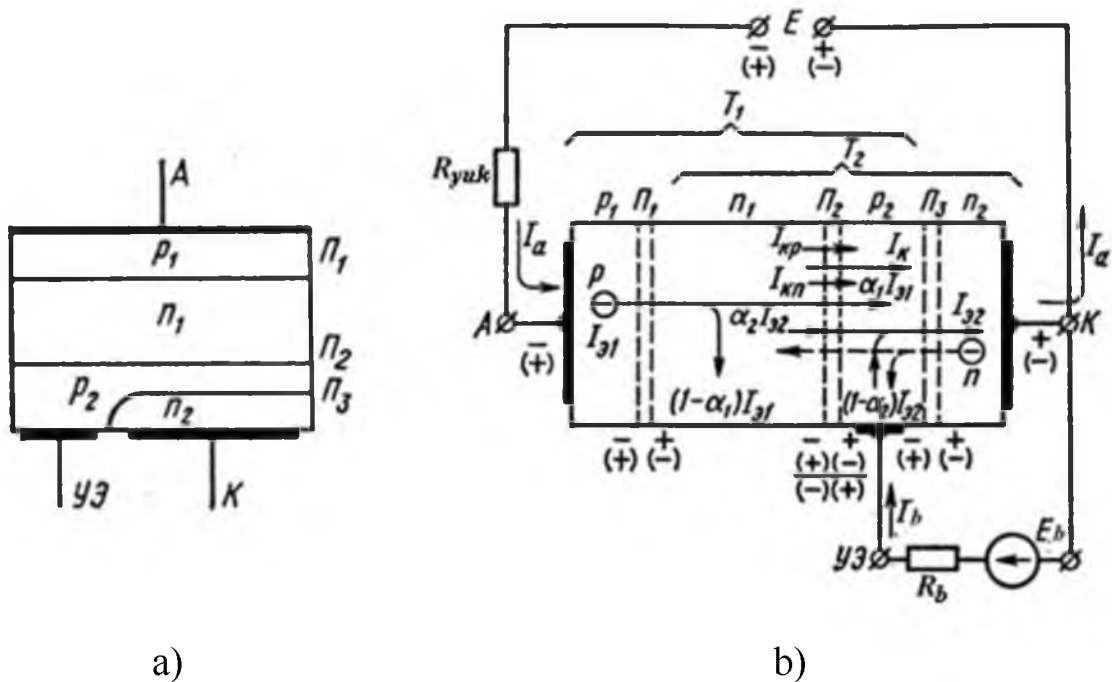
Tiristor IGCT - toʻla nomi *integrated gate commutated thyristor*. Tarjimada - integrallashgan boshqarish orqali kommutatsiya qilinuvchi tiristor.

Tiristor MST - toʻla nomi *MOS control thyristor*. Tarjimada - MOP struktura orqali boshqariluvchi tiristor.

18.2. Tiristorlarning strukturasi, ishlash prinsipi va xarakteristikasi

Yuqorida keltirilgan barcha tiristorlarning ochilish va yopilish jarayonlari bir - biriga oʻxshash boʻlib, ular toʻrt qatlamli strukturalardagi $p - n$ oʻtishlarning regenerativ jarayonlari bilan aniqlanadi. Ular oʻzaro oʻxshashligi tufayli, umumiy baholash uchun bir operatsion tiristorlarga teskari va toʻgʻri ravishda berilgan kuchlanishlar natijasidagi ishlash prinsipini koʻrib chiqamiz.

Bir operatsion tiristorlarning toʻrt qatlamli strukturasi 18.1 a – rasmda keltirilgan. 18.1 b - rasmda unga teskari kuchlanish berilgandagi ishoralar qavssiz va toʻgʻri kuchlanishdagi qavslis ishoralar bilan koʻrsatilgan. Volt - amper xarakteristikasi 18.2 – rasmda keltirilgan.

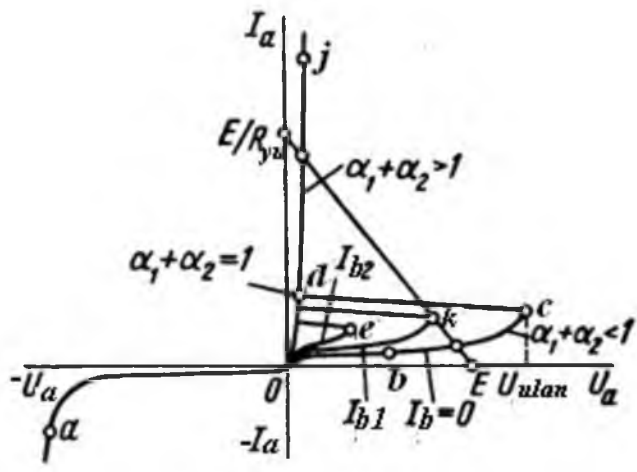


18.1. – rasm. a) Tiristorlarning struktura sxemasi; b) strukturada toklarning taqsimlanishi

Teskari kuchlanish berilishi natijasida ($I_b=0, E < 0, U_{ak} < 0$) Π_2 $p - n$ o'tish ochilgan holatda va undagi kuchlanish qiymati nolga yaqin bo'lib, chetdagi $p - n$ o'tishlar Π_1 va Π_3 yopilgan va teskari ishora ta'sirida bo'ladi. Demak, berilgan teskari kuchlanish asosan Π_1 va Π_3 $p - n$ o'tishlar orasida taqsimlanadi. Ammo, tiristorlarning ishlab chiqish texnologiyasiga asosan aralashma materiallarning konsentratsiyasi p_2 va n_2 qatlamlarda p_1 va n_1 qatlamlarining ancha katta bo'lganligi sababli Π_3 o'tishning kengligi Π_1 dan sezilarli darajada qisqa bo'lib, teskari xarakteristikasiga Π_3 o'tishning ta'siri inobatga olinmaydi. Shuning uchun ham tiristorning teskari volt - amper xarakteristikasi (18.2 - rasm), Π_1 $p - n$ o'tishning teskari xarakteristikasiga teng deb hisoblanadi. Bu vaziyat tufayli tiristorlarni katta teskari kuchlanishdan himoyalashda diodlarni himoyalash usullarini qo'llash mumkin.

Tiristorlarga to'g'ri ravishda kuchlanish berilsa $E > 0, U_{ak} > 0$ (18.1 - rasmda qavs ichidagi ishoralar), chetlardagi Π_1 va Π_3 $p - n$ o'tishlarga to'g'ri yo'nalishdagi va Π_2 o'tishga teskari yo'nalishdagi kuchlanishlar ta'sir qiladi. Agarda tiristorlarning ochilish shartida uchala (Π_1, Π_2, Π_3) $p - n$ o'tishlarda ham bir vaqtda to'g'ri

kuchlanish hosil bo'lishi talab qilinsa, tiristorlarni ochish va yopish uchun faqat Π_2 - o'tishni boshqarish afzalligiga kelamiz.



18.2- rasm. Bir operatsion tiristorlarni volt – amper xarakteristikasi

Boshqarish tokining qiymati nolga teng bo'lgandagi ($I_b = 0$) Π_2 o'tishni boshqarish jarayonini ko'rib chiqamiz. Bu rejim to'rt qatlamli strukturalarni **Dinistor** rejimi deyiladi. Dinistor rejimini tahlil qilish uchun tiristorning ikki tranzistorli ekvivalent sxemasidan foydalanamiz (18.3b - rasm). Birinchi tranzistor T_1 ning strukturasi $p_1 - n_1 - p_2$ va ikkinchi tranzistorniki esa $n_1 - p_2 - n_2$ qatlamlardan tashkil qilingan. Tranzistorlarning $p-n$ o'tishlaridagi kuchlanish ishoralari to'g'ri kuchlanish ishoralari rejimiga to'g'ri keladi, ya'ni, emitterga to'g'ri yo'nalishda va kollektorga teskari yo'nalishda berilgan. Tiristorning ikki tranzistorlik ekvivalent sxemasi 18.3,b-rasmda keltirilgan. Bu sxemada T_1 va T_2 tranzistorlarning toklari va ularning uzatish koeffitsiyentlari 18.1,b - rasmda ko'rsatilgan yo'nalishi bo'yicha quyidagilarni bildiradi:

α_1, α_2 - T_1 va T_2 tranzistorlarning toklarini uzatish koeffitsiyenti;

$(1 - \alpha_1)I_{e1}$ va $(1 - \alpha_2)I_{e2}$ - T_1 va T_2 tranzistorlarning baza toklari;

$\alpha_1 I_{e1}$ va $\alpha_2 I_{e2}$ - T_1 va T_2 larning kollektor toklari;

I_{kp} - p - qatlamdan n - qatlamga diffuziya mexanizmi orqali o'tgan kovak tashuvchilar tomonidan hosil bo'lgan tok;

I_{kn} - r - qatlamdan n - qatlamga diffuziya mexanizmi orqali o'tgan elektron tashuvchilar tomonidan hosil bo'lgan tok;

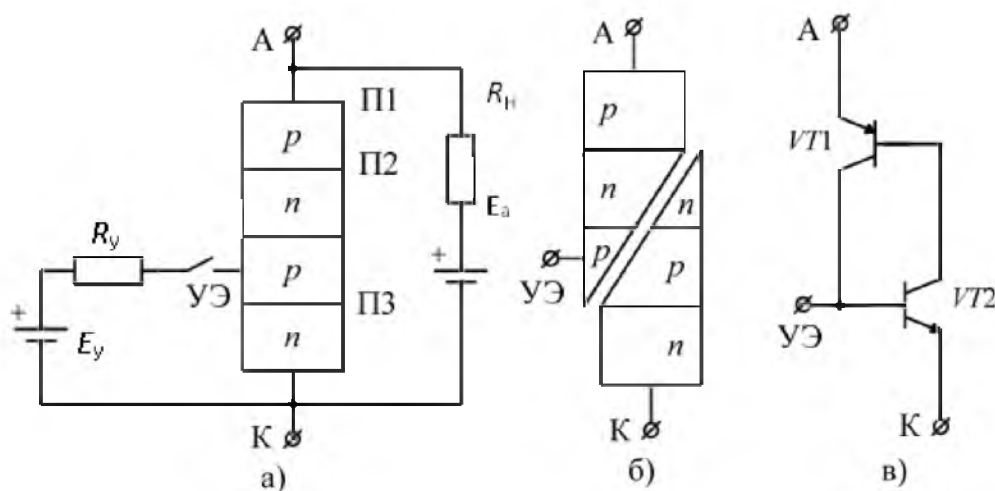
$$I_k = I_{kp} + I_{kn};$$

I_{k0} - kollektor o'tishidagi issiqlik toki.

Tiristorlarning ochiq holatdan yopiq holatga o'tishiga Π_2 o'tishining kengligini o'zgartirish bilan erishiladi. Bunda ta'sir qiluvchi asosiy faktorlar ikki mexanizm bilan aniqlanadi :

1. Diffuzion toklar I_{kn} va I_{kp} - ning hosil bo'lish mexanizmi va ularning yig'indisi bo'lgan I_k tokining Π_2 o'tishning kengligiga ta'siri;

2. Kollektor tokleri $\alpha_1 I_{e1}$ va $\alpha_2 I_{e2}$ - ning hosil bo'lish mexanizmi va ularning Π_1 , Π_2 va Π_3 o'tishlaridagi jarayonlarga ta'siri va tiristorlarning ochilish holatidagi regenerativ jarayonlarning tashkil qilinishi.



18.3 – rasm. Tiristorning ikki tranzistorli analogi

Shu sababli Π_2 - dan o'tadigan tok qiymatini quyidagicha aniqlash mumkin:

$$I_{p2} = \alpha_1 I_{e1} + \alpha_2 I_{e2} + I_k. \quad (18.1.)$$

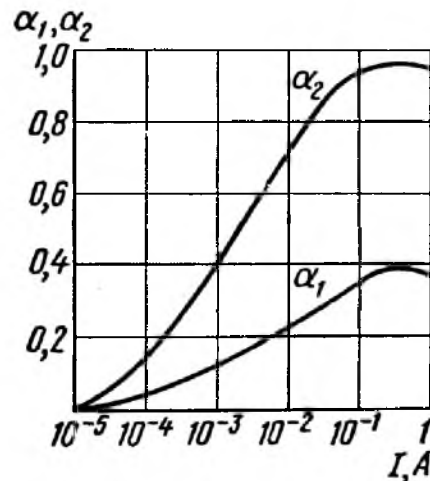
Tiristorning har bir qatlamidan o'tadigan toklar anod toki I_a -ga tengligini inobatga olinsa ($I_a = I_{e1} = I_{e2} = I_{p2}$) keltirilgan 4.1 ifoda quyidagi shaklga keltirilishi mumkin:

$$I_{p2} = I_a = (\alpha_1 + \alpha_2) I_a + I_k. \quad (18.2.)$$

Bunda

$$I_a = \frac{I_k}{1 + (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (18,3)$$

Tenglama (18.2) – dan ko‘rinib turibdiki, keltirilgan toklarga asosan ko‘effitsiyentlar α_1 va α_2 - ning qiymatlari o‘z ta‘sirini bildiradi. Anod tokining ko‘effitsiyentlari α_1 va α_2 bilan bog‘lanishi 18.4 – rasmdagi grafikda keltirilgan. Ko‘effitsiyent α_2 –ning α_1 –ga nisbatan kattaligiga sabab n_2 bazaning kengligi p_1 bazaning kengligidan kichikligidir.



18.4 – rasm. α_1 va α_2 ko‘effitsiyentlarining tok bilan bog‘lanishi

Grafik bo‘yicha U_a kuchlanishini kichik qiymatlarida, tok I_k ning qiymati kamligida va uzatish ko‘effitsiyentining yig‘indisi ($\alpha_1 + \alpha_2$) taxminan nolga teng bo‘lib, anod va katod toklari $I_a = I_k$ o‘zaro teng bo‘ladi. 18.2- rasmda ko‘rsatilgan tiristorning VAX da bu holat (0 - b) intervalga to‘g‘ri keladi.

Kuchlanish U_a oshishi bilan kollektor toki I_k va uning tashkil qiluvchi toklar $\alpha_1 I_{e1}$, $\alpha_2 I_{e2}$ ham oshadi va natijada anod toki I_a ni oshishiga olib keladi. Ya‘ni, tiristorning VAX - ga yuqorida ko‘rsatilgan ikkita mexanizm ham barobariga ta‘sir qiladi. Bunda uzatish ko‘effitsiyentlarining yig‘indisi $\alpha_1 + \alpha_2$ noldan katta bo‘ladi, lekin qiymati birga yetmaydi. Nuqta c - ga yaqinlashgan sari (18.1 rasm) anod toki I_a kollektor tokini tashkil qiluvchilar $\alpha_1 I_{e1}$ va $\alpha_2 I_{e2}$ hisobiga oshadi va nixoyat chegara nuqtasi hisoblangan c nuqtada tiristor ochiladi. Bu nuqtadagi kuchlanish ulanib - uzilish kuchlanishi deyiladi. Nuqta c – da tiristordagi kuchlanish Π_1 va Π_3 o‘tishlarning to‘g‘ri yo‘nalishidagi kuchlanishlarning yig‘indisiga teng. Nuqta c - dan boshlanib, d - nuqttagacha

tiristorda musbat teskari bogʻlanish natijasida hosil boʻlgan toʻxtovsiz oqim jarayoni tiristorni toʻliq ochilishiga olib keladi.

Bu jarayon quyidagi ketma - ketlikda oʻtadi: tok I_a oshishi bilan p_1 - bazadagi elektronlarning va r_2 - bazadagi kovaklarning (teshiklarning) oqimi oshadi va shu sababli bazada “ortiqcha“ zaryadlar paydo boʻladi. Bu zaryadlar kollektor oʻtishlari Π_1 , Π_3 va baza oʻtishi Π_2 larni qisqartirib, qoʻshimcha zaryad tashuvchilarning sonining yanada oshishiga olib keladi. Qoʻshimcha tashuvchilar sonining koʻpayishi α_1 va α_2 koeffitsiyentlarining yanada oshishi bilan tiristorning ikkala bazasi ham zaryad tashuvchilari bilan toʻldiriladi. Bu jarayon g - nuqtagacha davom etadi. Nuqta g - da Π_2 oʻtishdagi kuchlanish va toklar nolga teng ($U_{p2}=0$, $I_k=0$) va koeffitsiyentlar yigʻindisi $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ teng boʻladi. Bunda oʻtish Π_2 -ni toki $\alpha_1 I_{e1}$ va $\alpha_2 I_{e2}$ toklarning yigʻindisiga teng boʻladi.

Nuqta d - dan nuqta - j gacha tiristorning toki koʻpayadi va koeffitsiyentlar α_1 va α_2 oshib, ularning yigʻindisi ($\alpha_1 + \alpha_2 > 1$) boʻladi. Bu intervalda Π_2 oʻtishdagi kuchlanish U_{p2} oʻzining ishorasini va kollektor tokka I_k oʻzining yoʻnalishini oʻzgartiradi va uchala $p-n$ oʻtishlarning (Π_1 , Π_2 , Π_3) kuchlanishlari ham toʻgʻri (ochilish) yoʻnalishda boʻlib, $d-j$ interval davomida tiristor ochilgan holatga keladi. Nuqta d - dagi kuchlanish saqlab qoluvchi kuchlanish va tok - saqlab qoluvchi tok deb aytiladi.

Tiristorni boshqarish toki taʼsirida ishlashini koʻrib chiqamiz. Tok $I_b > 0$ boʻlganida ham yuqorida keltirilgan kollektor tokini va uni tashkil qiluvchi qismlarini aniqlovchi ifoda sifatida (18.3) qoʻllanishi mumkin. Lekin bunda boshqarish toki I_b , inobatga olinsa, ifoda (18.3) quyidagi koʻrinishga keladi:

$$I_a = \frac{I_k + \alpha_2 I_b}{1 + (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (18.4)$$

Bu ifodaga koʻra boshqarish toki I_b anod toki I_a - ning yanada keskin oʻsishiga olib keladi. Buning sababi, birinchidan (18.4) ifodaning suratidagi $\alpha_2 I_b$ tokning mavjudligi, va ikkinchidan α_2 koeffitsiyentining oshishi. Koeffitsiyent α_2 oshishi I_{e2} tokining boshqaruvchi tok I_b miqdoriga koʻpayishi hisobiga mumkin boʻladi. Buning natijasida

tiristorning yopiq holatidan ochiq holatiga o'tishi uchun unga kamroq kuchlanish berilishi mumkin.

18.3 Tiristorlarning parametrlari va ishlash rejimlari

Tiristorlarning statik va dinamik rejimlarini aniqlovchi bir nechta parametrlari mavjud. Statik parametrlarga asosan ularning ochilib yopilish orasidagi ishlash rejimlarining toklari va kuchlanishlari kiradi. Dinamik parametrlarga tiristorlarning ochilish va yopilish davridagi anod va boshqarish zanjirlarining tok va kuchlanishlari kiradi.

Tok va kuchlanish bo'yicha asosiy **statik parametrlari** :

- to'g'ri yo'nalishdagi o'rtacha tokning maksimal qiymati ($I_{o'r.max}$). Bu tok bir fazali va bir yarim davrli to'g'rilagich sxemada, sinusoidal tokning 50 Gerslik chastotasida, ishlash burchagi 180^0 bo'lganida, yarimo'tkazgich kristalining ruxsat etilgan haroratida aniqlanadi.

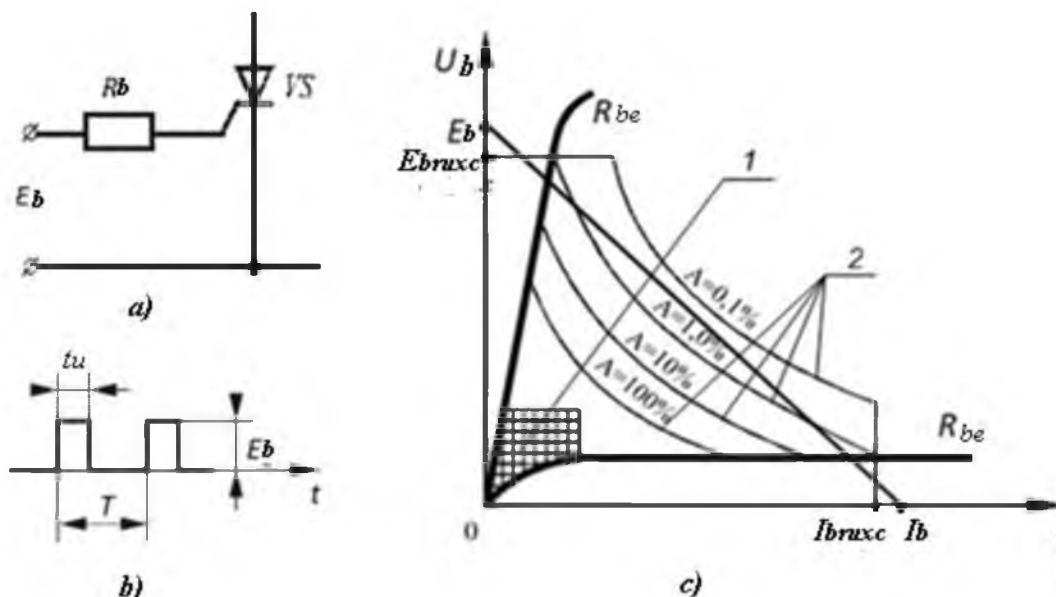
- har bir davrda tiristorga to'g'ri yoki teskari ravishda beriladigan kuchlanishning maksimal qiymati $U_{to'g'.max}$, $U_{tesk.max}$.

Boshqa parametrlari katta quvvatli diodlarning parametrlaridan farq qilmaydi.

Boshqaruvchi parametrlar. Har bir tiristor uchun boshqaruvchi parametrlar ma'lumotnomalarda berilgan diagrammalar bo'yicha aniqlanadi. Amplitudasi E_b bo'lgan impulslar tiristorlarni boshqaruvchi elektrodlarga chegaralovchi qarshiliklar R_b orqali beriladi (18.5, a va b - rasm). Boshqaruvchi parametrlarning aniqlovchi diagrammada (18.5,c - rasm) qalin chiziqlar bilan kirish xarakteristikasining minimal va maksimal qarshilikning chegarasi ko'rsatilgan. Shtrixlangan yuza (1) - anod kuchlanishining minimal qiymatida tiristorlarni ochishga yetarli bo'lmagan tokning sohasi ko'rsatilgan. Egri chizikli parametrlar (2) - boshqariluvchi $p - n$ o'tishga turli kengligida berilgan impulslarning sarf qilinadigan o'rtacha quvvatini aniqlovchi giperbola "A" chiziqlari. $A = \frac{t_i}{T}$ 100% - davrni impuls bilan to'ldiruvchi koeffitsiyent, bunda: t_i , T - impuls kengligi va davri (18.5, b - rasm). Bulardan tashqari diagrammada mumkin bo'lgan chegaralovchi tok va kuchlanishlar I_{bruxs} , U_b ko'rsatilgan. Ular bo'yicha tiristor uchun boshqaruvchi parametrlar E_b , R_b , t_i tanlanadi. Bu parametrlarni tanlashda boshqarish toki I_b va

boshqariluvchi elektrod kuchlanishi U_b ruxsat etilgan doira ichidan aniqlanadi. Impuls ta'siri davomida boshqaruvchi zanjir uchun (18.5, a - rasm) Kirxgoffning ikkinchi qonuniga ko'ra quyidagi tenglamani keltirish mumkin:

$$E_b = U_b + I_b R_b \text{ yoki } U_b = E_b - I_b R_b ; \quad (18.5.)$$



18.5 – rasm. Tiristorni: a) boshqarish sxemasi; b) boshqarish impulslari; c) boshqaruvchi parametrlarni tanlash diagrammasi

Tenglama (18.5) to'g'ri chiziq bo'lib tiristorning boshqaruvi diagrammasida ikkita nuqtadan aniqlanishi mumkin: birinchi nuqta - $I_b = 0$, $U_b = E_b$; va ikkinchi nuqta - $U_b = 0$, $I_b = E_b / R_b$. 18.5, c - rasmda bu nuqtalardan o'tkazilgan to'g'ri chiziq ko'rsatilgan. Bu chiziq boshqarish zanjiri uchun yuklama chizig'i deb aytiladi. Boshqaruvchi U_b , R_b tanlashda yuklama chizig'i berilgan A parametrini qiymatidan kattaroq bo'lgan qiymatlar doirasida o'tkazilishi talab etiladi. Masalan, 18.5, c - rasmda keltirilgan diagammda berilgan parametr $A = 0.1\%$ dan katta qiymatlardagi o'tkazilgan yuklama chizig'i tanlangan E_b , R_b ruxsat etilgan $I_{b.ruxs}$ va $U_{b.ruxs}$ qiymatlardan oshmaganligi ko'rinib turibdi.

Tiristorlarning ulanish jarayoni ulanish vaqti t_{ulan} quyidagi ifoda bilan aniqlanadi

$$t_{ulan} = t_{kech} + t_{o's} , \quad (18.6)$$

bunda: t_{kech} - kechiqish vaqti (boshqarish impulsining berilish momentidan to tiristordagi kuchlanish nominal qiymatidan 0,9 qiymatigacha pasayish vaqti); $t_{o's}$ - o'sish vaqti (tiristordagi kuchlanishning nominal qiymatidan 0,9 - dan to 0,1- gacha pasayishi, yoki tiristor tokining 0,1 - dan to 0,9 - gacha oshish vaqti).

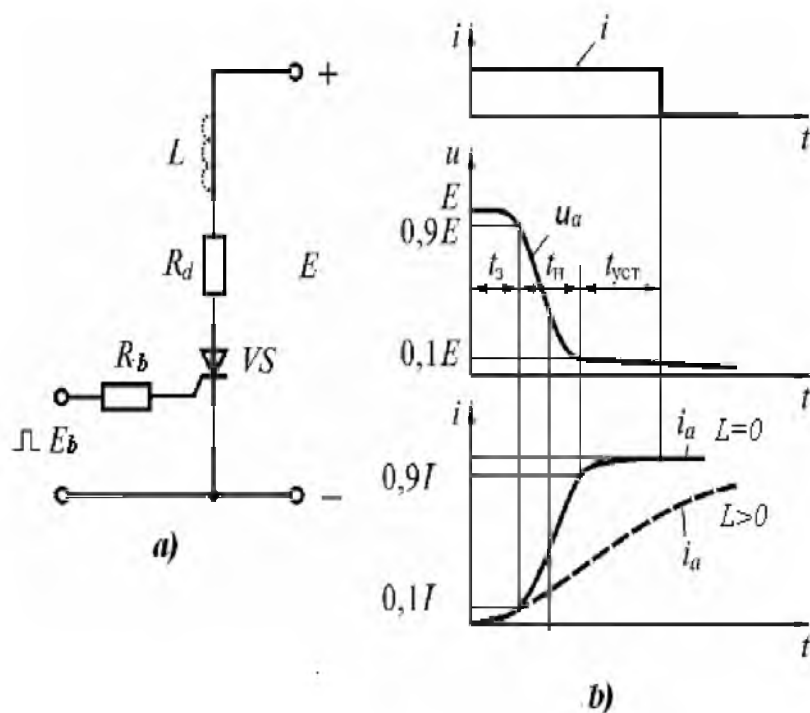
Ifoda (4.6) dan ko'rinib turibdiki, tiristorning ulanish vaqti chegaralangan bo'lib, tiristorlarni turlari va yuklamaning parametrlariga ko'ra 10 - 500 mks. lar bo'lishi mumkin. Ulanish vaqti davomida tiristorlarda katta oniy quvvat sarf qilinadi. Masalan: $E_a = 1000V$, $I_k = 1000 A$ bo'lganida ulanishdagi energiya $R_{max} = 0.5$, $E_b = 0,5$, $I = 250000$ $Vt = 25 kVt.$ - ni tashkil etadi. Bu energiyani kamaytirish uchun tiristorlarga ketma - ket induktivlik elementi (L) ulanadi (18.6 - rasm). Qo'shimcha (L) ulanganda R_{max} - ning kamayishi anod tokining oshish tezligining chegaralanishi hisobiga o'tadi. Ulanishdagi sarf qilingan energiyani inobatga olish uchun tiristorlar uchun qo'shimcha parametr - anod tokining oshishini ruxsat etilgan tezligi $(di / dt)_{ruxs} = (10...100) A/mks.$ kiritiladi.

Tiristorning uzilish jarayoni ikkita bosqichdan iborat bo'ladi.

Birinchi bosqichda tiristorga teskari berilgan kuchlanishning keskin oshishi (sakrash) natijasida anod toki pasayishga boshlaydi (pasayish tezligi chegaralovchi induktivlik L -ga bog'liq). Anod tokining qiymati nolga teng bo'lishidan boshlab bazadagi qo'shimcha tashuvchilarning so'rilish jarayoni boshlanib, tiristorning yopilishiga olib keladi. Umuman uzilish vaqti quyidagicha aniqlanadi:

$$t_{uz} = t_{pas0} + t_s \quad (18.7)$$

bunda: t_{pas0} - tiristor to'g'ri tokining nolgacha pasayish vaqti, t_s - baza r_2 - qatlamida qo'shimcha tashuvchilarning so'rilish vaqti. So'rilish davrida boshqarish toki berilmasdan to'g'ri kuchlanish qaytadan berilsa, tiristor qayta ulanadi (ochiladi). Buning oldini olish uchun ikkinchi bosqich bajariladi.



18.6 - rasm. a) Tiristorning ulanish sxemasi; b) ulanishdagi o'tkinchi jarayonlar

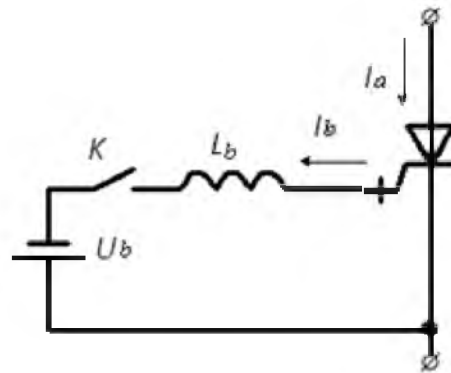
Bu bosqichda tiristorlarga ma'lum vaqt davomida teskari kuchlanish beriladi va tiristor yopilgan holatdagi xususiyatlarini to'la tiklab oladi. Tiklanish vaqtining qiymati teskari berilgan kuchlanishning qiymatiga bog'liq. Bir operatsion tiristorlarning yuklama tokiga ko'ra uzilish vaqti (t_{uz}) taxminan 10...500 mks. larni tashkil etadi. Bu vaqt bilan tiristorlarning ishlash chastotalari belgilanadi.

Tiristorning to'g'ri toki keskin o'zgarganida Π_2 o'tishdagi teskari holatga kelgan kuchlanish ta'sirida sig'im S dan boshqarish elektrodiga tok o'tadi. Bu tokning qiymati tiristorga berilgan to'g'ri kuchlanishning o'sish tezligi (dU/dt) - ga bog'liq bo'ladi. Bu ko'rsatkichning ma'lum bir qiymatida boshqarish impulsi berilmasdan tiristor ochilishi mumkin. Zamonaviy tiristorlarda bu ko'rsatkich taxminan $(dU/dt)_{dop} = (10...1000) \text{ V/mks}$ teng.

18.4. Yopiluvchi tiristorlar

Yopiluvchi GTO (*gate turn – off thyristor*) tiristorni yopiq holatdan ochiq holatga o'tkazish va uning teskarisini bajarish boshqariluvchi

elektrodlarga musbat va manfiy ishorali tok impulslarining berilishi bilan amalga oshiriladi. *GTO* tiristorini ochiq holatiga o'tkazishda oddiy - bir operatsion tiristorning ochilish shartlari takrorlanadi (18.6 - rasm). Yopilish zanjirining sxemasi 18.7 – rasmda keltirilgan.



18.7 – rasm. *GTO* tiristorning yopilish sxemasi

Yopilish jarayonida boshqariluvchi elektrod bilan kollektor orasiga berilgan manfiy kuchlanish natijasida berkituvchi tok I_b bazaning p - qatlamidagi asosiy tashuvchilar bo'lgan kovaklarning kamayishiga olib keladi. Tashuvchilarning kamayishi bilan I_2 o'tish yopiladi va anod toki I_a keskin kamayadi. Bu yopilish harakatining asosiy kamchiligi kuchaytirish koeffitsiyenti $\beta = I_a / I_b = 3 \dots 5$ kamligida. Masalan, ochiq holatida 1000 A - ga teng bo'lgan tokini o'tkazuvchi tiristorni yopish uchun boshqarish elektrodiga $I_b = 250$ A bo'lgan tok berilishi lozim.

Yopiluvchi *GTO* tiristorni uzilish vaqti boshqariluvchi tokning o'sish tezligi di_b/dt va uning amplitudasiga bog'liq. Boshqarish tokining o'sish tezligi zararli (parazit) boshqaruvchi elektrod zanjiridagi induktivlik L bilan (100-300 nGn) chegaralangan bo'ladi (18.7 - rasm). Shuning uchun *GTO* tiristorlarda uzilish vaqti nisbatan katta va shu sababli ishlash chastotasi 250-300 Gs bilan chegaralanadi.

Yopiluvchi *GCT* tiristor. Bu tiristor murakkablashtirilgan *GTO* tiristorning varianti hisoblanadi. *GTO* tiristordan uning farqi yopilish (uzilish) vaqtining tezligida. Yopilish tezligini oshirishga boshqarish prinsipini va tiristorning konstruksiyasini o'zgartirish bilan erishilgan. Boshqarish prinsipini o'zgartirish deganda tiristorni berkituvchi tok anod tokiga teng yoki undan katta bo'lib, uning kuchaytirish koeffitsiyenti $\beta = I_a / I_b = 1$ teng bo'ladi (*GTO* tiristor uchun I_a 3...5 marta I_b - dan

katta va $\beta = 3 \dots 5$). Konstruktiv o'zgartirishda esa boshqarish elektrodining induktivligi L -ni kamaytirish chorasi ko'riladi. GCT tiristorlarda bu ko'rsatkich $4 \dots 5$ nGn -ga teng (GTO tiristorlar uchun yuqorida $100 \dots 300$ nGn ligi ko'rilgan). Induktivlik L -ning kamayishi natijasida boshqarish tokining o'sish tezligi GTO dagi tok $dI_z/dt = 30 \dots 40$ A/mks dan $dI_z/dt = 3000 \dots 4000$ A / mks - gacha oshadi.

Natijada, GCT tiristorning yopilishida boshqariluvchi elektrodga beriladigan tok, taxminan anod tokiga teng bo'lib, strukturani katod qatlamining p zarrachalari atrofidagi potensialining yo'qolishiga olib keladi. Anod toki boshqariluvchi elektrod zanjiriga o'tadi va tiristorning to'rt qatlamli strukturasi ishchi qismi $p - n - p$ tranzistorlarning strukturasi o'xshab uch qatlamli strukturaga o'tadi va tranzistor tez holatda yopiladi. GTO tiristorlarning yopilish vaqti 0.1 mks gacha va chastotasi 30 kGs bo'lishi mumkin.

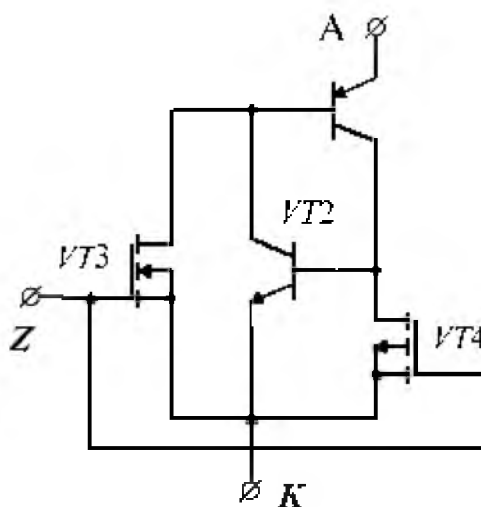
GCT tiristorlarning amaliyotda ko'p qo'llanadigan universal varianti bu integrallashtirilgan yopiluvchi tiristorlar $IGST$ (*integrated gate sommutated thyristor*). Bu tiristor monolit korpusga bevosita o'rnatilgan integral boshqarish sxemasi bilan GCT tiristoridan farq qiladi. Shu sababli uning boshqarish sistemasi soddaroq bo'lib va ishonchliligi oshadi.

MST tiristorlar. Maydon bilan boshqariluvchi MST tiristorlarning yopiluvchi tiristorlardan farqi shundaki - ularning tarkibida ikkita qo'shimcha maydonli tranzistorlar mavjud. Birinchisi - boshqarish elektrodiga tok impulsini berish bilan tiristorlarning ochilish (ulanish) jarayonini va ikkinchisi - yopilish jarayonini boshqaradi.

Bu elektron asboblarning har xil turlari mavjud: p va n kanalli simmetrik va asimmetrik bloklanuvchi tiristorlar, boshqariluvchi zatvori bir yoki ikki tomonli tiristorlar, yorug'lik bilan boshqariluvchi tiristorlar. MST tiristorlarning n - kanalli ekvivalent sxemasi 18.8 - rasmda ketirilgan.

Bu rasmda keltirilgan n - kanalli MST tiristorining ishlash prinsipini ko'rib chiqamiz. $VT3$ va $VT4$ tranzistorlarni boshqarish zanjiriga musbat kuchlanish berilishi bilan n - kanalli maydon tranzistori $VT3$ ochiladi. Tranzistor $VT2$ - ning emitteridagi $p - n$ o'tishning shuntlanishi bo'lmaganligi sababli, $p-n-p-n$ strukturada rivojlangan regenerativ jarayon MST tiristorning ochilishiga olib keladi. MST tiristorining ochilgan

holati anod tokining yoʻnalishi oʻzgarishi yoki berkituvchi maydon tranzistori $VT4$ ochilishi bilan saqlanib qoladi. Tranzistor $VT4$ ochilish signali



18.8 - rasm. MST tiristorning ekvivalent sxemasi.

kirish zanjiri tomonidan manfiy signallarning berilishi bilan amalga oshiriladi. Tranzistor $VT4$ ochilishi bilan tranzistor $VT2$ ning $p - n$ emitter oʻtishi qisqa tutashadi va MST tiristor yopiladi.

MST tiristorlarning GTO va GTC tiristorlaridan afzalligi bu ularning boshqarish tizimlarining soddaligida va katta chastotalarda ishlash imkoniyati mavjudligida. Zamonaviy MST tiristorlar 10 kVt gacha va undan katta boʻlgan quvvatlarni 10...30 kgs chastotalarda kommutatsiya qilinishi mumkin.

Nazorat savollari

1. Bir operatsion tiristorning ishlash prinsipini taʼriflang.
2. Tiristorlarning qanday turlarini bilasiz?
3. Tiristorlarning asosiy parametrlarini taʼriflang.
4. Chiqish volt - amper xarakteristikasini taʼriflang.
5. Tiristorlarning yopilish jarayoni qanday oʻtadi?
6. Tiristorlarning ochilishidagi oʻtkinchi jarayon nimalarga bogʻliq?
7. Tiristorning ikki tranzistorli ekvivalent sxemasini taʼriflang.
8. Boshqarish diagrammasi vazifasini va uning qoʻllanishni taʼriflang.
9. Tiristorlarning ketma-ket ulanishida qanday choralar koʻriladi?
10. Simmetrik tiristorlarning omillarini taʼriflang.

O'ZGARTKICH TEXNIKASI QURILMALARI

Elektr energiyasi ikki shaklda (o'zgaruvchan tok va o'zgarmas tok) bo'lganligi sababli bu yo'nalishda to'rt turdagi o'zgartkich qurilmalarini ishlab chiqish amalga oshirilishi mumkin. Bulardan :

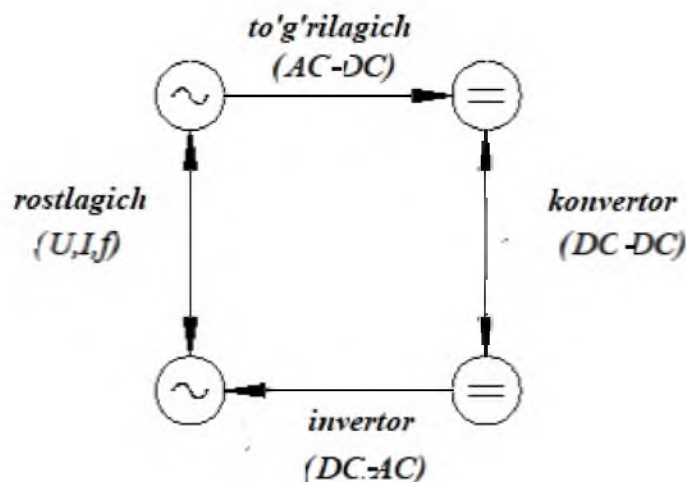
To'g'rilagichlar - o'zgaruvchan tokni o'zgarmas tokka aylantiruvchi qurilmalar. Chet el adabiyotlarida **AC- DC** o'zgartkichlari deb aytiladi. Ingiliz tilidan tarjimasini **AC** (Alternating current – o'zgaruvchan tok) va **DC** (Direct current – o'zgarmas tok).

Konvertorlar – o'zgaruvchan tokni o'zgarmas tokka aylantiruvchi qurilmalar. Bu qurilmalar kirishdagi o'zgarmas tok qiymatini yoki biror sifat ko'rsatkichlarini o'zgartirishda qo'llanadi. Chet el adabiyotlarida bu turdagi o'zgartkichlar **Convertor** lar yoki **DC - DC** o'zgartkichlar deb aytiladi.

Invertorlar - o'zgarmas tokni o'zgaruvchan tokka aylantiruvchi qurilmalar. Aylantirish davomida o'zgaruvchan tokning qiymati yoki chastotasi rostlanishi mumkin. Chet el adabiyotlarida **DC - AC** o'zgartkichlari yoki **Invertorlar** deb aytiladi.

O'zgaruvchan tok rostlagichlari - o'zgaruvchan tok qiymati yoki chastotasini o'zgartirish uchun qo'llanuvchi qurilmalar. Chet el adabiyotlarida **AC - AC** o'zgartkichlari deb aytiladi.

Yuqorida keltirilgan o'zgartkichlarning aksariyati energetika sohasida qo'llanganligi sababli ular "Energetika elektronikasi" deb ham aytiladi. 19.1 - rasmda ushbu o'zgartkichlarning o'zaro bog'lanishlar diagrammasi keltirilgan.



19.1 – rasm. O‘zgartkich qurilmalarning tiplari

19.1 –rasmda keltirilgan o‘zgartkichlarning har bittasi tok yoki kuchlanish o‘zgartkich vazifasining bajarilarishi mumkin. Masalan : DC-AC o‘zgartkichlari – tok inverterlari yoki kuchlanish inverterlari bolishlari mumkin. Xuddi shunga oxshab boshqa o‘zgartkichlar ham tok yoki kuchlanishlarni o‘zgartirish vazifasini bajarishi mumkin.

19. TO‘G‘RILAGICHLAR (AC-DC O‘ZGARTKICHLAR)

19.1. To‘g‘rilagichlarning tuzilishi va sinflanishi

To‘g‘rilagichlar ikkita turga ajratiladi - tok to‘g‘rilagichlari va kuchlanish to‘g‘rilagichlari.

Tok to‘g‘rilagichlarida chiqishdagi tok bir yo‘nalishda harakatlanadi, kuchlanish esa o‘z ishorasini o‘zgartirishi mumkin. Bu kuchaytirgichlarda ventillar sifatida diodlar va tiristorlar qo‘llaniladi.

Kuchlanish to‘g‘rilagichlarida chiqishdagi kuchlanish o‘z ishorasini saqlab qoladi, tok esa o‘z yo‘nalishini o‘zgartirishi mumkin. Bu turdagi to‘g‘rilagichlarda ventillar sifatida diodlar, tranzistorlar, boshqariluvchi tiristorlar qo‘llanishi mumkin.

Tok to‘g‘rilagichlari bir qator xususiyatlarga ko‘ra sinflanadi.

1. Fazalar soni bo‘yicha:

- a) bir fazali tarmoqda ishlaydigan bir fazali to‘g‘rilagichlar ;
- b) ko‘pfazali tarmoqda ishlaydigan ko‘p fazali to‘g‘rilagichlar.

2. Yarim to‘lqinlar soni bo‘yicha:

- a) bir yarim davrli to‘g‘rilagichlar;
- b) ikki yarim davrli to‘g‘rilagichlar;
- v) ko‘p yarim davrli to‘g‘rilagichlar.

3. Tuzilish sxemalari bo‘yicha:

a) noli chiqarilgan (bularda transformatorlarning ikkilamchi chulg‘amidan tok bir yo‘nalishda oqib o‘tadi);

b) ko‘priksimon sxema (bularda transformatorlarning ikkilamchi chulg‘amidan tok ikki yo‘nalishda oqib o‘tadi). Ko‘priksimon transformator bo‘lmasligi mumkin.

4. Quvvat bo‘yicha:

- a) kam quvvatli (yuzlab vattlar gacha);
- b) oʻrtacha quvvatli (oʻnlab kilovattlar gacha);
- c) yuqori quvvatli (yuzlab va minglab kilovattlar gacha).

5. Boshqarilish imkoniyatlariga koʻra:

- a) boshqarilmaydigan (diodlar asosida tuzilgan);
- b) boshqariladigan (tiristorlar va tranzistorlar asosida tuzilgan).

19.2-rasmda toʻgʻrilagichning umumlashgan blok sxemasi keltirilgan, bunda :

TF- tarmoq filtri. Uning vazifasi toʻgʻrilagichning taʼminot tarmogʻiga zararli taʼsirini kamaytirish;

T-transformator - toʻgʻrilanadigan kuchlanishni va tarmoq kuchlanishini moslashtirish uchun, shuningdek yuklama va tarmoq potentsiallarini ajratish vazifasini bajaradi;

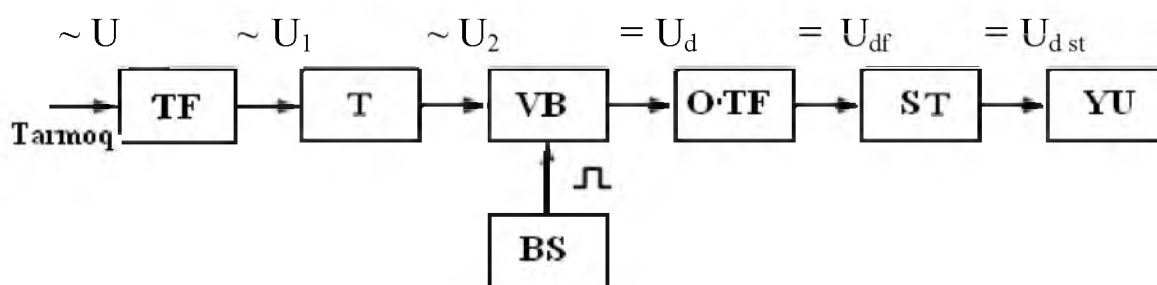
VB – ventillar bloki, oʻzgaruvchan tokni toʻgʻrilash uchun ishlatiladi;

O·TF - oʻzgarmas tok filtri, toʻgʻrilangan tokni silliqlash uchun ishlatiladi;

ST - stabilizator, taʼminot kuchlanishi va yuklama tokining oʻzgarganida yuklamadagi oʻzgarmas kuchlanishning kerakli qiymatini talab etilgan aniqlik bilan saqlanishini taʼminlaydi

BS- boshqarilish tizimi, boshqariladigan toʻgʻrilagichlarda toʻgʻrilangan kuchlanishning rostdlashini taʼminlaydi;

YU - yuklama.



19.2- rasm. Toʻgʻrilagichlarning umumlashgan blok sxemasi

Qayd etilgan bloklarning hammasi ham sxemada mavjud boʻlishi shart emas. Talablarga qarab, VB dan tashqari barcha bloklar boʻlmasligi mumkin. Biroq, koʻp hollarda transformatorning ishtiroki talab qilinadi. Shuning uchun quyida koʻrilayotgan jarayonlar T- VB ulanishalar

uchun ko‘rib chiqiladi. Silliqlovchi filtrning mavjudligi to‘g‘rilagich va uning elementlarining ishlash rejimiga sezilarli ta‘sir ko‘rsatadi. Silliqlovchi filtr tashqi yuklama bilan birgalikda to‘g‘rilagichning umumiy yuklamasining turini belgilaydi.

To‘g‘rilagichlarning quyidagi yuklama turlari bo‘lishi mumkin (filtrni o‘z ichiga olgan holda):

- a) aktiv yuklama;
- b) aktiv-induktiv (masalan, o‘zgarmas tok motorining qo‘zg‘atish chulg‘ami);
- v) aktiv - induktiv qarshi EYUK bilan (o‘zgarmas tok motorining yako‘ri);
- d) aktiv – sig‘imli (sig‘imli filtr).

Ayrim vaziyatlarda to‘g‘rilagichni hisoblashda induktivlik ta‘siri soddalashtirilgan holda bajariladi, ya‘ni yuklamaning induktivligi $L_d = 0$, yoki $L_d = \infty$ deb qabul qilinadi.

19.2. Bir fazali yarim davrli to‘g‘rilagichlar

Bir fazali, bir yarim davrli to‘g‘rilagichning sxemasi va vaqt diagrammalari 19.3a – rasmda keltirilgan. Diagrammalarni qurishda ventillar va transformator ideal deb qabul qilingan (o‘tkazuvchi ventildagi kuchlanish nolga teng va teskari qarshilik cheksiz, transformatoridagi sarf qilinadigan quvvat va salt yurish toki nolga teng, ya‘ni uning almashtirish sxemasida magnitlanish induktivligi cheksizlikka teng va tarqoqlik induktivligi nolga teng). Keyingi sxemalarni ko‘rib chiqish va hisoblashda ham xuddi shunday taxminlar qilinadi.

Diagramma va sxemadagi belgilar :

u_1, i_1 - birlamchi kuchlanish va birlamchi tok;

u_2, i_2 - ikkilamchi kuchlanish va ikkilamchi tok;

i_a - anod toki;

u_a - ventildagi kuchlanish;

u_d, i_d - to‘g‘rilangan kuchlanish va to‘g‘rilangan tok.

Transformatorning ikkilamchi tomoniga berilgan musbat yarim davr kuchlanishning ta‘sirida diod ochilib, bu kuchlanish yuklamaga beriladi; manfiy davr mobaynida - diod yopilgan bo‘lib, unga teskari kuchlanish

ta'sir qiladi. Bunda, aktiv yuklamadagi ($Ld = 0$) tok kuchlanishining shaklini takrorlaydi (19.3, b- rasm), va aktiv - induktiv yuklamadagi tok sekin oshib borib, yarim davrdan keyin ham induktivlik Ld - da yig'ilgan energiya hisobiga yuklamadan o'tishni davom etadi (19.3, c - rasm). To'g'rilangan U_d kuchlanishda manfiy uchastkalar paydo bo'ladi, lekin tok I_d faqat bir yo'nalishda o'tadi (tok to'g'rilagichi).

To'g'rilagichni hisoblashda va tahlil qilishda birinchidan yuklamaning turi va ishlash shartlari aniqlanadi hamda yuklamaning parametrlari beriladi. Bulardan asosiylari: sarf qilinadigan o'rtacha quvvat, o'rtacha tok yoki o'rtacha kuchlanish, sifatga qo'yilgan talablar. To'g'rilagichlarning kirish tomonidagi ko'rsatkichlar ventil blokini transformator parametrlari bilan moslashtiruvchi parametrlar. Bular asosan transformatorlar va kirish filtrlarini hisoblash va tanlash ko'rsatkichlari. To'g'rilagichlarni hisoblashda yuklama tomonidan berilgan shartlar va parametrlarni ta'minlovchi ventil bloklarini, transformator va kirish filtrlarini hisoblash va tanlash vazifalari bajariladi.

Bir yarim davrli to'g'rilagichning aktiv yuklamaga ishlashidagi hisoblashni ko'rib chiqamiz. Ventilar o'rtacha tok asosida tanlanadi, transformator uchun tokning effektiv qiymati muhim, tok va kuchlanishning o'rtacha qiymati esa yuklama uchun muhim ahamiyatga ega. Hisoblashni ikki bosqichga ajratamiz.

1. Yuklama tomonidagi toklar va kuchlanishlarni aniqlash.

Ideal to'g'rilangan kuchlanishning o'rtacha qiymati :

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos \alpha d\omega = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0,45U_2 \quad (19.1)$$

bu yerda U_{2m} transformatorning ikkilamchi tomonidagi kuchlanishning amplitudasi

$$U_{2m} = \sqrt{2} U_2 \quad (19.2)$$

U_2 - transformatorning ikkilamchi tomonidagi kuchlanishning effektiv qiymati.

To'g'rilangan kuchlanish amplitudasi

$$U_{dmax} = U_{2m} = \pi U_{d0} . \quad (19.3)$$

To'g'rilangan tokning o'rtacha qiymati

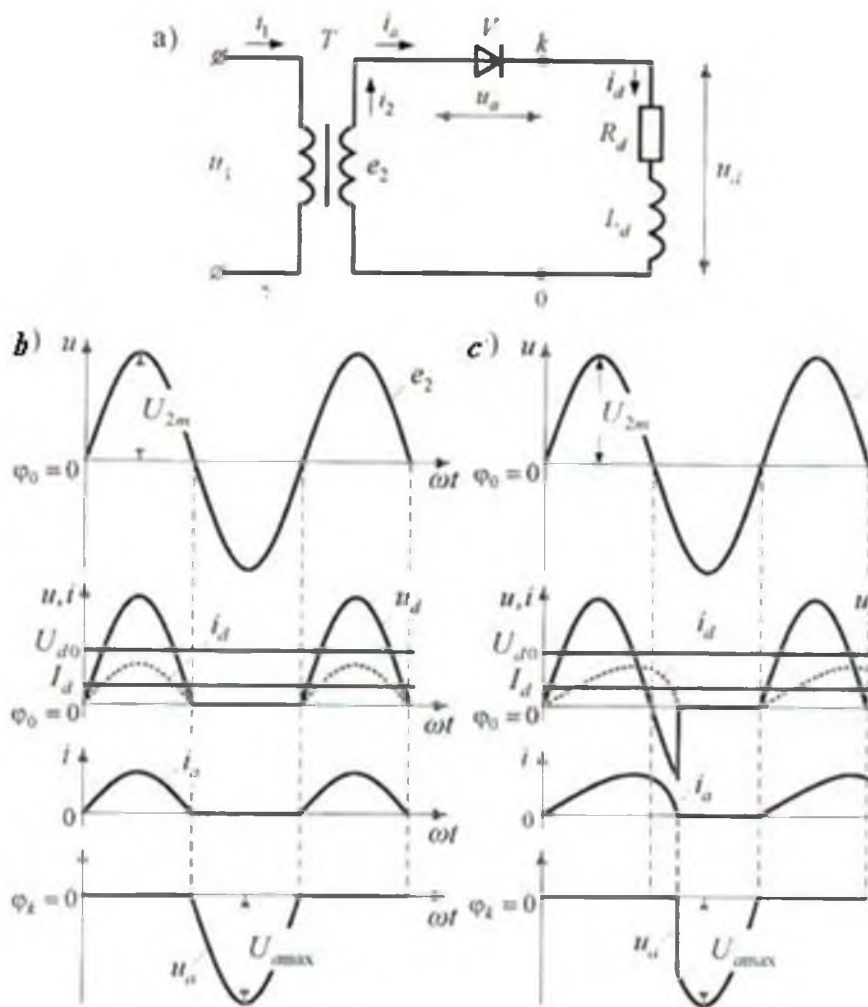
$$I_d = U_{d0} / R_d \quad (19.4)$$

va uning amplitudasi

$$I_{dmax} = \pi I_d \quad (19.5)$$

2. Ventil uchun tok va kuchlanishlarni aniqlash.

Anod tokining o'rtacha va amplituda qiymati :



19.3- rasm. Bir fazali bir yarim davrli to'g'rilagich: a) sxemasi; b) $L_d = 0$; c) $L_d = \infty$.

$$I_a = I_d, \quad I_{a \max} = I_{d \max} = \pi I_d \quad (19.6)$$

Tokning o'rtacha qiymati ventil turi bo'yicha aniqlanadi.

Ventildagi teskari kuchlanish amplitudasi

$$U_{a \max} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \pi U_0 \quad (19.7)$$

Sxemaning asosiy afzalligi – uning soddaligida; kamchiliklari - to'g'rilangan kuchlanishning sifati pastligi hamda ventillardan va transformatoridan foydalanish samarasizligidir. Ushbu sxema juda kam quvvatli to'g'rilagichlar uchun ishlatiladi, unda to'g'rilangan tok oddiy filtrlar yordamida ta'minlanishi mumkin.

19.3. Bir fazali noli chiqarilgan to'g'rilagichlarni hisoblash va tahlil qilish

Bir fazali noli chiqarilgan to'g'rilagichning sxemasi 19.4, a - rasmda ko'rsatilgan, 19.4 b, s - rasm induktivlik $L_d = 0$ va $L_d = \infty$ uchun sxema ishlashini tasvirlovchi tok va kuchlanishlarning diagrammalari keltirilgan.

Induktivlik $L_d = 0$ holatini ko'rib chiqamiz. Diagramma tuzishda transformatorning chiqishidagi umumiy nuqtasining potentsiali nolga teng deb qabul qilinadi. Nuqta a da kuchlanish 0 nuqtaga nisbatan musbat qiymatga ega bo'lsa, b nuqtada esa manfiy bo'ladi. Shu sababli ventil $V1$ ochilgan bo'lsa $V2$ yopilgan holatda bo'ladi. Nuqtalar a va b o'z ishoralarini o'zgartirishi bilan ventillar ham holatlarini o'zgartirib $V1$ yopiladi va $V2$ ochiladi. Ventillarning ketma-ket ochilishida hosil bo'ladigan yuklamadagi ikki yarim davrli kuchlanish U_d 19.4, b - rasmda ko'rsatilgan. Yuklamaning qarshiligi aktiv bo'lganligi uchun uning toki i_d yuklamadagi kuchlanish shaklini takrorlaydi.

Diagramma qurishda ochilgan ventilning kuchlanishi nolga teng deb olinsa, yopilgan ventilga transformatorning a - b nuqtalari orasidagi U_{av} teskari kuchlanish beriladi. Bu kuchlanishning amplitudasi birlamchi chulg'am amplitudasidan ikki marta katta.

Ikkinchi holatda $Ld = \infty$ bo'lganida to'g'rilangan kuchlanishga doimiy tashkil etuvchi va garmonikalar ta'siri bo'lishi mumkin. Albatta, garmonikalar birinchi navbatda chiqish parametrlarining sifatiga va boshqa parametrlarga ham ta'sirini o'tkazishi mumkin. Agar hisoblash va tahlillash jarayonlarida $Ld = \infty$ deb olinsa, unda garmonikalar ta'sirini hisobga olinmasdan yuklama tokini i_d aniq o'zgarmas deb hisoblasa bo'ladi. Bunda yuklama toki, transformatorlarning chulg'amlari va ventillar orqali o'tayotgan toklar diagrammada to'rtburchak shaklida ko'rsatiladi (19.4 c - rasm). Agar yuklama tarkibida real induktivlik mavjud bo'lsa ($Ld = \infty$), unda garmonikalarni inobatga olish uchun maxsus "pulsatsiya koeffitsiyenti" q kiritiladi. Bu koeffitsiyent har bir yuqori garmonikalar amplitudasini yuklamaning o'rtacha U_d kuchlanishga nisbatan bo'lgan qismini belgilaydi.

$$q = U_{dvm} / U_d \quad (19.8)$$

Bu ifodadagi yuqori garmonikalarning amplitudasi 19.4-rasmda keltirilgan ikki yarim to'liqli kuchlanishni Furye qatoriga yoyish natijasida quyidagi ifoda shaklida aniqlanadi :

$$U_{dvm} = 2U_d / [(vm)^2 - 1] \quad (19.9)$$

Bunda $v = 1, 2, 3, \dots$ – garmonikalarning raqamlari, m – to'g'rilagichning bir davr davomidagi yarim to'liqlar soni (bir fazali noli chiqarilgan sxema uchun $m=2$). Aksariyat hisoblashlarda pulsatsiya koeffitsiyenti q faqat birinchi garmonikaning amplitudasi ($v=1$) bilan aniqlanadi, chunki bu garmonikani boshqa garmonikalarga nisbatan filtrlash eng noqulay hisoblanadi. Shu sababli bir fazali nol sxema uchun koeffitsiyentning qiymati quyidagicha bo'ladi:

$$q_1 = U_{d1m} / U_d = 2/(m^2 - 1) = 0,67 \quad (19.10)$$

To'g'rilagichlarning sxemalarini hisoblash va tahlil qilishda ularning o'zgaruvchan va o'zgarmas tok tomonlaridagi tok va kuchlanishlar

orasidagi bog‘lanishlar, ventildagi tok va kuchlanish qiymatlari hamda transformatorning taxmin qilinayotgan (hisobiy) quvvatlari aniqlanadi.

Bir fazali noli chiqarilgan to‘g‘rilagich sxemasi uchun $L_d = 0$ bo‘lganidagi bog‘lanishlarning o‘zaro nisbatini ko‘rib chiqamiz. Bunda ventillar va transformator ideal elementlari deb olinadi.

Ideal to‘g‘rilangan kuchlanishning o‘rtacha qiymati

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos \omega t d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 0,9U_2 . \quad (19.11)$$

To‘g‘rilangan tokning o‘rtacha qiymati

$$I_d = U_{d0} / R_d . \quad (19.12)$$

Diagrammalarga muvofiq (19.4 b-rasm) to‘g‘rilangan kuchlanish va tokning amplituda qiymatlari :

$$U_{dmax} = U_{2m} = \frac{\pi U_{d0}}{2} , \quad I_{dmax} = \pi I_d / 2 . \quad (19.13)$$

Ventildan o‘tadigan tokning o‘rtacha va amplituda qiymatlari :

$$I_a = I_d / 2 , \quad I_{amax} = I_{dmax} = \pi I_a . \quad (19.14)$$

Ventildagi teskari kuchlanish amplitudasi :

$$U_{amax} = 2 U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2 = \pi U_{d0} . \quad (19.15)$$

Bundan, ikkilamchi kuchlanishning effektiv qiymati :

$$U_2 = \pi / 2\sqrt{2} = 1,11U_{d0} . \quad (19.16)$$

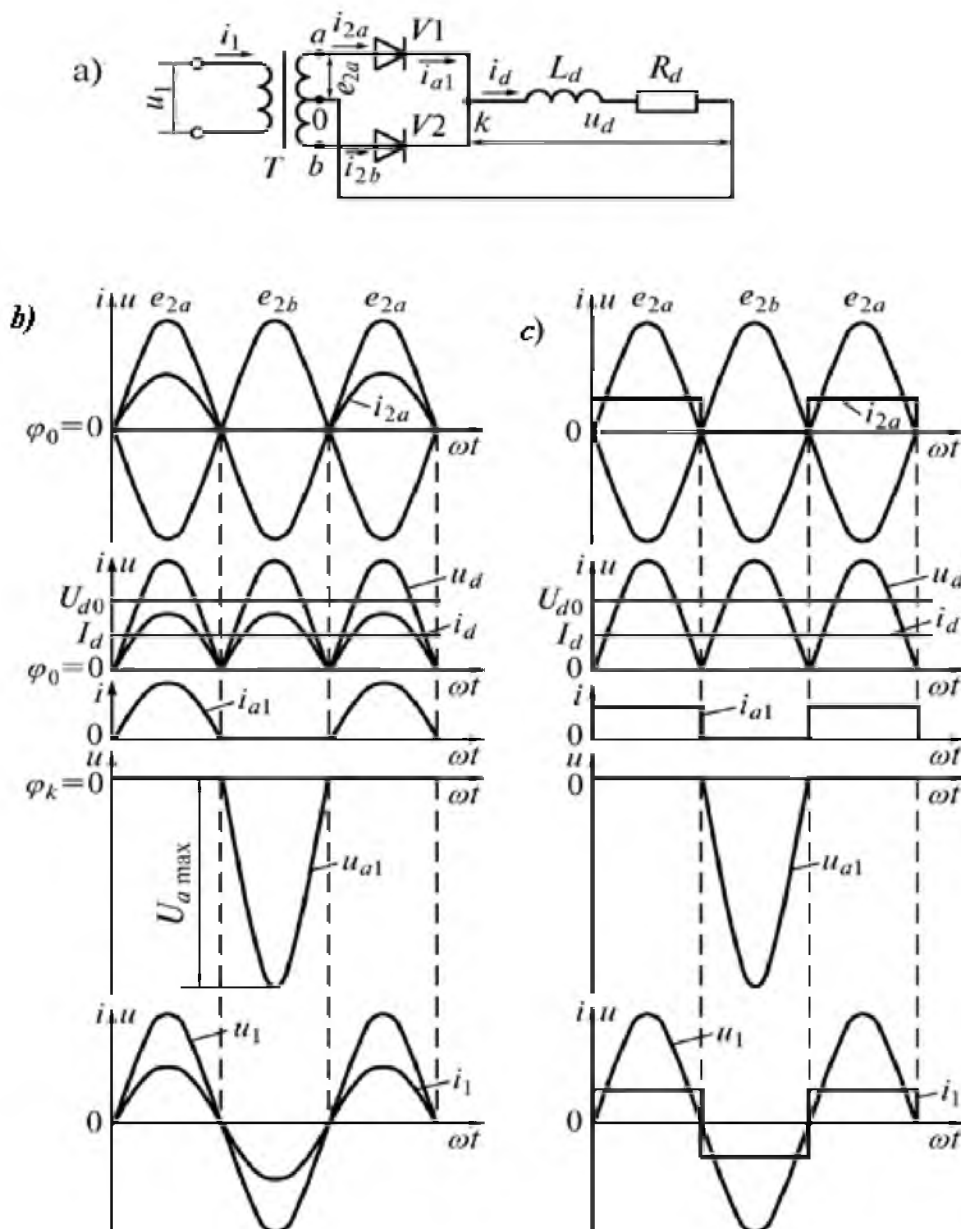
Ikkilamchi tokning effektiv qiymati (19.4b- rasm diagrammasidan)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} i_2^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{amax}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_{amax}}{2} \frac{\pi}{4} I_d \quad (19.17)$$

Birlamchi tokning amplituda qiymati:

$$I_{max} = \frac{I a max}{n} , \quad (19.18)$$

bunla n - transformatsiya koeffitsiyenti.



19.4 – rasm. Bir fazali noli chiqarilgan to‘g‘rilagich: a) sxemasi; b) aktiv yuklama; c) aktiv - induktiv yuklama.

Birlamchi tokning effektiv qiymati :

$$I_I = \frac{I max}{n\sqrt{2}} = \frac{\pi I a}{n2\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{n} I_2 . \quad (19.19)$$

Birlamchi kuchlanishning effektiv qiymati $U_1=nU_2$ bo'lsa transformatorning hisobiy (tipovoy) quvvati S_T birlamchi va ikkilamchi chulg'amlarning quvvatlari S_1, S_2 bilan aniqlanadi.

Ushbu sxemada:

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11 U_{d0} n \frac{\pi I_a}{n2\sqrt{2}} = 1,23 P_d \quad (19.20)$$

$$S_2 = 2 u_2 I_2 = 2 \cdot 1,11 U_{d0} \frac{\pi I_d}{4} = 1,74 P_d \quad (19.21)$$

To'g'rilagichning chiqish quvvati:

$$P_d = U_{d0} I_d \quad (19.22)$$

Transformatorning hisobiy quvvati S_1, S_2 larning yig'indisining yarmiga teng:

$$S_T = (S_1 + S_2) / 2 = 1,48 P_d \quad (19.23)$$

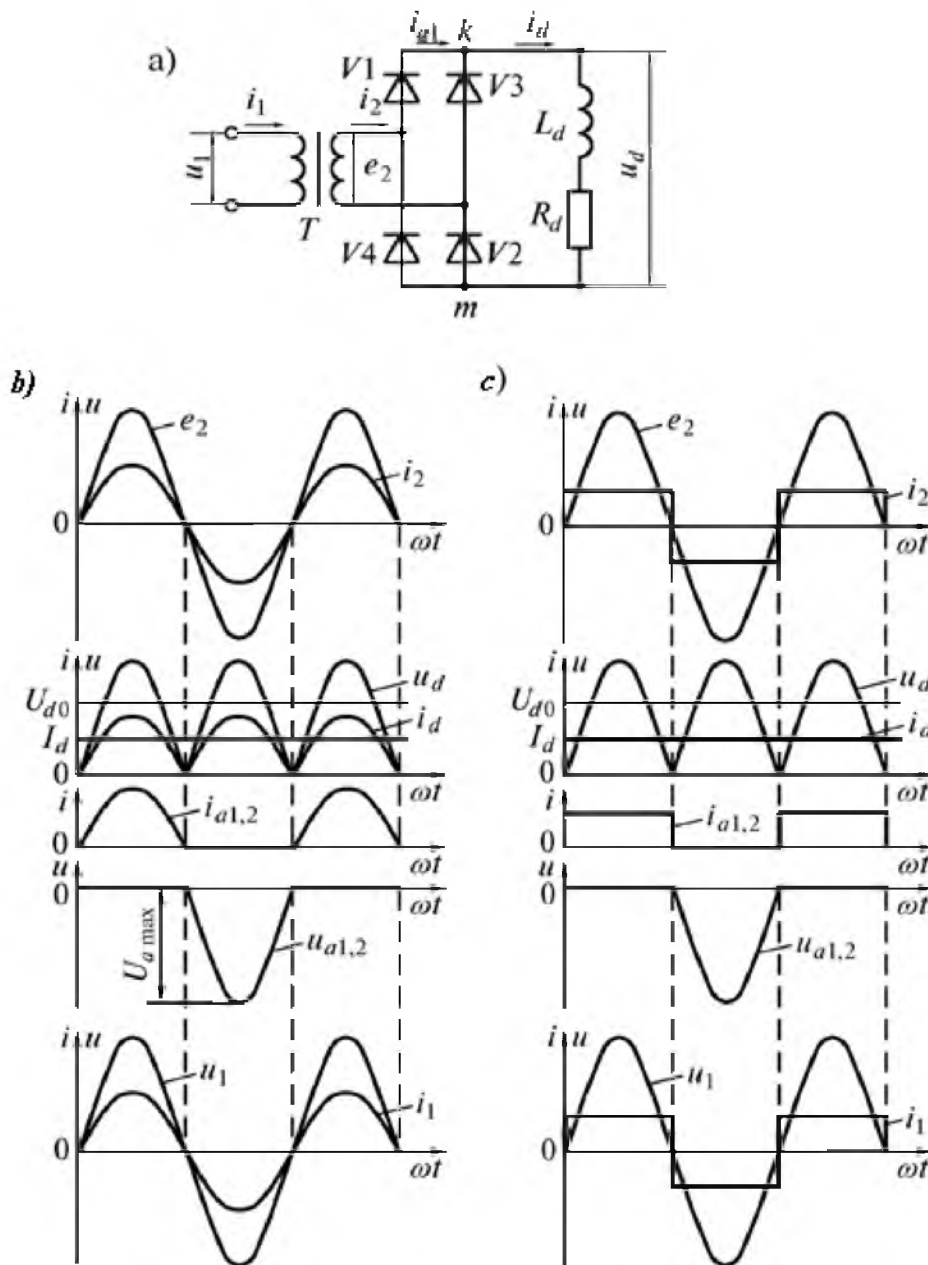
Quvvat P_d oldidagi koeffitsiyent transformatorning aktiv qarshilikka ishlaganida, to'g'rilagichda ishlashiga nisbatan, quvvatni qancha oshirish mumkinligini ko'rsatadi.

19.4. Bir fazali ko'priksimon (ko'prik) to'g'rilagich sxemasi

Bir fazali ko'priksimon to'g'rilagichning sxemasi 19.5 a, - rasmda keltirilgan, yuklama so'f aktiv va aktiv-induktivlik bo'lgandagi tok va kuchlanishlarning vaqt diagrammalari 19.5 b, c - rasmda ko'rsatilgan.

Sxemaning ishlash prinsipi noli chiqarilgan to'g'rilagichnikiga o'xshagan bo'lib, ikki yelkasi ketma - ket ulanishi natijasida yuklamaning har bir davrida ikki to'liqinli kuchlanish hosil bo'ladi. Bunda, ikkilamchi chulg'amning musbat kuchlanishida V1 va V2 ventillar orqali yuklamadan tok o'tadi (tokning yo'nalishi 19.5. a - rasmda ko'rsatilgan) va chulg'amni manfiy to'liqinida V3 va V4 ventillar ochilib yuklama toki shu yo'nalishda o'tishni davom etadi. Ya'ni yuklama toki har doim bir yo'nalishda o'tishi qurilmani tok to'g'rilagichi sifatida ishlashini ta'minlaydi.

Odatda bir fazali nol va ko‘priksimon sxemalarni diagrammalari biri - biriga o‘xshashligi uchun bir fazali noli chiqarilgan sxemalarda I_d , U_{d0} , I_a , $I_{f\max}$ uchun olingan ifodalar ko‘priksimon sxemalar uchun ham qo‘llanishi mumkin. Lekin, bu sxemada ventillardagi teskari kuchlanish amplitudasi ikki barobar kam bo‘ladi.



19.5- rasm. Bir fazali ko‘priksimon to‘g‘rilagich: a) sxemasi; tok va kuchlanishlarning diagrammalari: b) $L_d = 0$; c) $L_d = \infty$ bo‘lganida.

Maksimal teskari kuchlanish:

$$U_{amax} = U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2 = \pi U_{d0} / 2 . \quad (19.24)$$

Ikkilamchi chulg'amni toki quyidagi ifodadan topiladi:

$$I_2 = U_2 / R_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d . \quad (19.25)$$

Birlamchi tok I_1 , ikkilamchi tok I_2 va I_d transformator koeffitsiyenti orqali quyidagi ifoda bilan bog'langan:

$$I_1 = I_2 / n = \frac{\pi}{n2\sqrt{2}} I_d . \quad (19.26)$$

Keltirilgan ifodalarga muvofiq transformatorlar uchun hisobiy quvvat quyidagicha aniqlanishi mumkin :

$$S_1 = S_2 = S_3 = 1,23 P_d . \quad (19.27)$$

Shunday qilib bir fazali ko'prisimon sxema transformatorning soddaligi, yopilgan diodlarning teskari kuchlanishi ikki barobar kamligi bilan uning kichik va o'rta quvvatlardagi yuklamalarda keng qo'llanishini ta'minlaydi.

19.5. Uch fazali noli chiqarilgan sxemaning tahlili

Diodli uch fazali noli chiqarilgan to'g'rilagichning sxemasi (**uch fazali nol sxema**) 19.6, *a* - rasmda , tok va kuchlanishlarining vaqt diagrammasi $L_d = \infty$ bo'lganida 19.6, *b* - rasmda keltirilgan .

Bu sxemaning ishlashida qaysidir bir ventilga berilgan faza kuchlanishi boshqalariga nisbatan kattaroq manfiy potensialga ega bo'lsa, shu fazaning ventili ochiladi. Demak, uch fazali kuchlanishlarning diagrammasiga ko'ra $t_1 - t_2$ intervalda ochilish imkoniyati 1- ventil uchun, $t_2 - t_3$ intervalda - 2 - ventil uchun, $t_3 - t_4$ intervalda 3-ventil uchun , va $t_4 - t_5$ intervalda yana 1- ventil uchun vujudga keladi. Har bir ventilning ishlash davomi 120° ga teng. Ochilgan ventillar faza kuchlanishining yuklamaga ishlashlari natijasida, yuklamada uch fazali yarim to'lqinlarning tepa qismidan tashkil topgan uch pulsatsiyali o'zgarmas tok kuchlanishi hosil bo'ladi. Aktiv yuklamada kuchlanishning o'rtacha qiymati U_d bo'lib, uning toki $I_d = U_d / R_{yu}$ - ga teng bo'ladi va

uning shakli ham U_d - shaklini takrorlaydi. Uch fazali nol sxemaning aktiv yuklamaga ishlaganida ko'rsatkichlarini hisoblash va tahlil qilish diagramma (19.6, b - rasm) asosida amalga oshiriladi. To'g'rilangan kuchlanishning o'rtacha qiymati diagrammada shtrixlangan uchastkasining yuzasi bo'yicha aniqlanadi

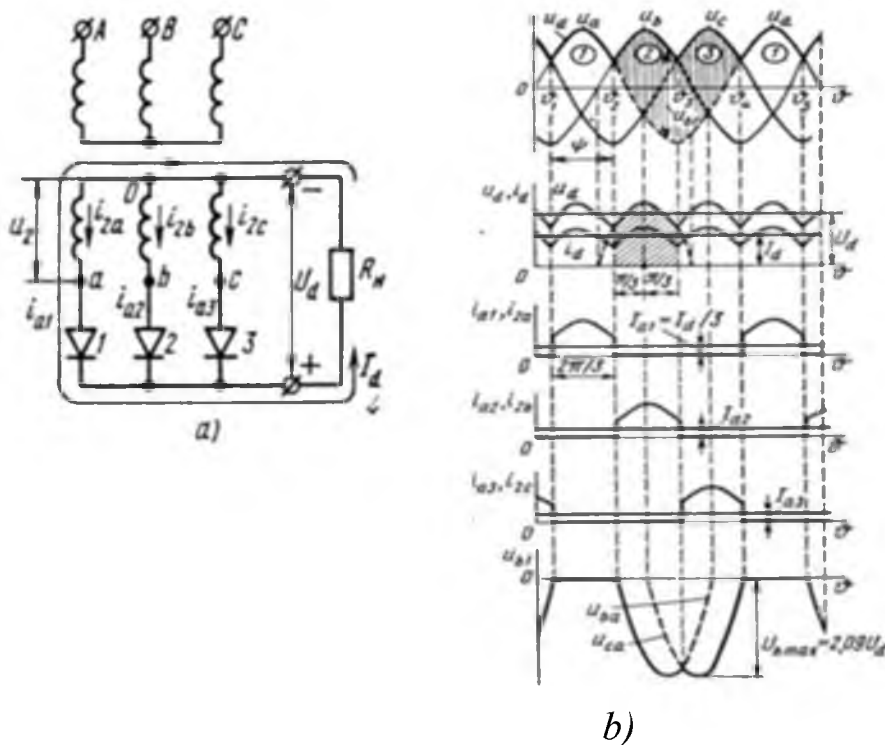
$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t d \omega t = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \pi/m}{\pi/m} \quad (19.28)$$

Uch fazali nolli sxemada $m = 3$ bo'lgani uchun :

$$U_{d0} = 1.17 U_2 \quad (19.29)$$

To'g'rilangan tokning effektiv va amplituda qiymati:

$$I_d = I_{max} = U_{d0} / R_d \quad (19.30)$$



19.6 – rasm. Uch fazali noli chiqarilgan to'g'rilagichning a) sxemasi aktiv yuklamada ishlash diagrammasi

Ventil tokining o'rtacha va amplituda qiymatlari ($m = 3$ uchun) :

$$I_a = I_d / 3, \quad I_{amax} = I_d, \quad (19.31)$$

va ventildagi kuchlanishning amplitudasi :

$$U_{a \max} = U_2 = 2,09 \times U_{d0} \quad (19.32)$$

Ikkilamchi kuchlanishning effektiv qiymati :

$$U = U_{d0} / 1,17 \quad (19.33)$$

Uch fazali nol sxema uchun ikkilamchi tokning effektiv qiymati

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (19.34)$$

Birlamchi tokning effektiv qiymati :

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3n} \quad (19.35)$$

Birlamchi kuchlanishning effektiv qiymati :

$$U_1 = U_2 n = \frac{U_{d0} n}{1,17} \quad (19.36)$$

Transformator va chulgʻamlarni hisoblash uchun quvvatlarning qiymatlari:

$$S_2 = 3 U_2 I_2 = 3 \frac{U_{d0}}{1,17} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,48 P_d \quad (19.37)$$

$$S_1 = 3 U_1 I_1 = 3 \frac{U_{d0} n}{1,17} \frac{\sqrt{2} * I_d}{3n} \quad (19.38)$$

$$S_1 = \frac{S_1 + S_2}{1} = 1,34 P_d \quad (19.39)$$

19.6. Uch fazali toʻgʻrilagichlarning koʻpriksimon sxemasining ishlash prinsipi va diagrammalari

Uch fazali toʻgʻrilagichlarning koʻprik sxemasi (**Larionov sxemasi**) va uning ishlash diagrammasi 19.7 - rasmda keltirilgan [8,11]. Sxemada umumiy anod bilan ulangan V_2 , V_6 , V_4 ventillar anod guruhi va umumiy katod bilan ulangan V_1 , V_3 , V_5 ventillar katod guruhini tashkil qiladi.

Katod guruhidagi ventillardan anodi eng katta musbat potensialga egaboʻlgan ventillar va anod guruhidagi katodi eng katta manfiy potensialga ega boʻlgan ventillar oʻtkazuvchi holatda boʻladi. Bunda (diagrammadan) $t_1 - t_2$ intervalda 6, 1 ventillar, $t_2 - t_3$ intervalda - 1, 2 ventillar, $t_3 - t_4$ intervalda - 2, 3 ventillar, $t_4 - t_5$ intervalda - 3, 4 ventillar, $t_5 - t_6$ intervalda -4, 5 ventillar va $t_1 - t_2$ intervalda -5, 6 ventillar oʻtkazuvchi holatda boʻladi. Ventillarning raqamlanishi ularning ishlash ketma-ketligiga muvofiq belgilanadi. Diagramma shaklida ventillargning ochilish ketma-ketligi 19.8 - rasmda keltirilgan. Misol: diagrammada 1 ventil 6-ventil bilan 60^0 gradus va 2 - ventil bilan yana 60^0 gradus ishlab, jami 120^0 gradus ishlaydi. Umuman har 60^0 gradusdan ishlash ketma-ketligi 6, 1- 1, 2- 2, 3- 3, 4-4, 5-5, 6 -6,1 boʻladi.

Ochilgan ventillardan oʻtgan toklar yuklamaga liniya kuchlanishini ulashlari natijasida yuklamada uch fazali yarim toʻlqinlarning tepa qismidan tashkil topgan olti pulsatsiyali oʻzgarmas tok kuchlanishi hosil boʻladi. Yuklamaning induktiv elementi borligi uchun diagrammada yuklama toki I_d silliq (toʻgʻri chiziq) qilib va ventillar toklari $i_{a1}, i_{a2} \dots$ tegishli intervallarda toʻgʻri burchak shaklida koʻrsatilgan. Transformatorning ikkilamchi toki i_{2a} oʻzgaruvchan tok boʻlib, birlamchi tok i_{1A} dan transformatsiya koeffitsiyenti n bilan farq qiladi.

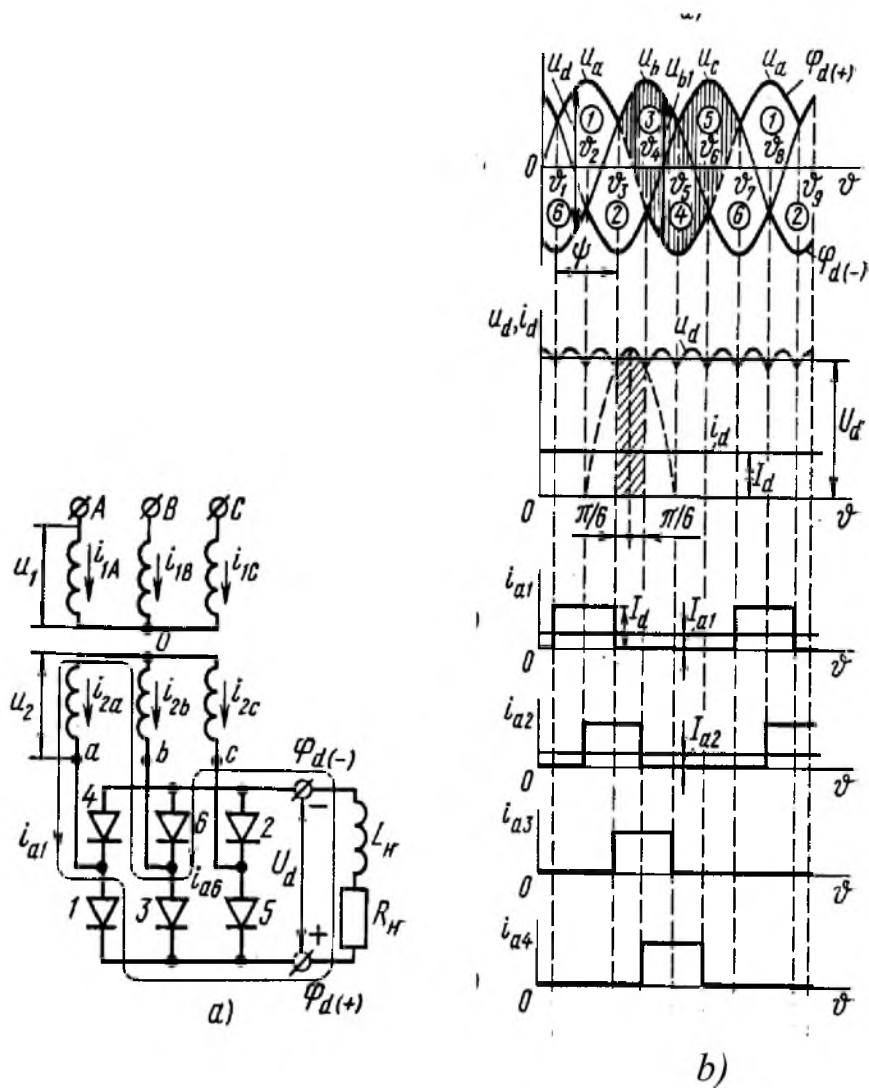
Sxemani hisoblashda ventillarni va transformatorni ideal elementlar va $L_d = \infty$ deb qabul qilamiz. Bu sxemda ham toʻgʻrilangan kuchlanishlarning oʻrtacha qiymati ifoda (19.28) bilan aniqlanadi:

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} U_{2l} \cos \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_{2l} \sin \pi/m}{\pi/m}, \quad (19.40)$$

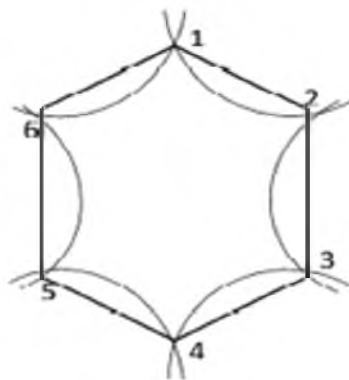
Ammo, uch fazali koʻprik sxemada $m = 6$ boʻlganligi va fazaviy kuchlanish oʻrniga liniya kuchlanishi U_{2l} boʻlgani uchun :

$$U_{d0} = 1,35 \sqrt{3} U_{2l} = 2,34 U_{2l}, \quad (19.41)$$

bunda U_{2l} —transformatorning ikkilamchi tomonidagi liniya kuchlanishi



19.7 - rasm Uch fazali ko'priksimon sxema va uning vaqt diagrammasi



19.8 - rasm Ventillarning ulanish ketma-ketligi

To'g'rilangan tokning o'rtacha qiymati :

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d} \quad (19.42)$$

Ventil tokining o'rtacha va amplituda qiymati :

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad I_{a\max} = I_d. \quad (19.43)$$

Ventildagi kuchlanishning amplitudasi :

$$U_{a\max} = \sqrt{2} U_2 = 1,045 U_{d0}. \quad (19.44)$$

Ikkilamchi kuchlanishlarning effektiv qiymatini (19.55) inobatga olgan holda :

$$U_2 = U_{d0} / 2,34. \quad (19.45)$$

Diagramma keltirilgan 19.7, b – rasm asosida ikkilamchi tokning effektiv qiymati :

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_2^2 \cdot d\omega t} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_d^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (19.46)$$

Birlamchi tokning effektiv qiymati

$$I_1 = I_2 / n \quad (19.47)$$

Birlamchi fazaviy kuchlanishning effektiv qiymati

$$U_1 = U_2 n. \quad (19.48)$$

Chulg'amlar va transformatorning hisobiy quvvati

$$S_1 = S_2 = S_3 = 3 \frac{U_{d0}}{2,34} \sqrt{\frac{2}{3}} * I_d = 1,045 P_d \quad (19.49)$$

19.7. Bir fazali boshqariluchli noli chiqarilgan to'g'rilagichlar

Ko'p holatlarda to'g'rilagichlarning ishlash rejimlarida yuklamalarga beriladigan kuchlanishni rostlash yoki stabillash talab qilinadi. Bu talab elektr yuritmalar va elektr texnologiyalarning barcha sohalariga tegishli. O'zgarmas tok iste'mol qiluvchi yuklamalarga beriladigan kuchlanish (19.2- rasm) T- VB juftligida transformator (T)

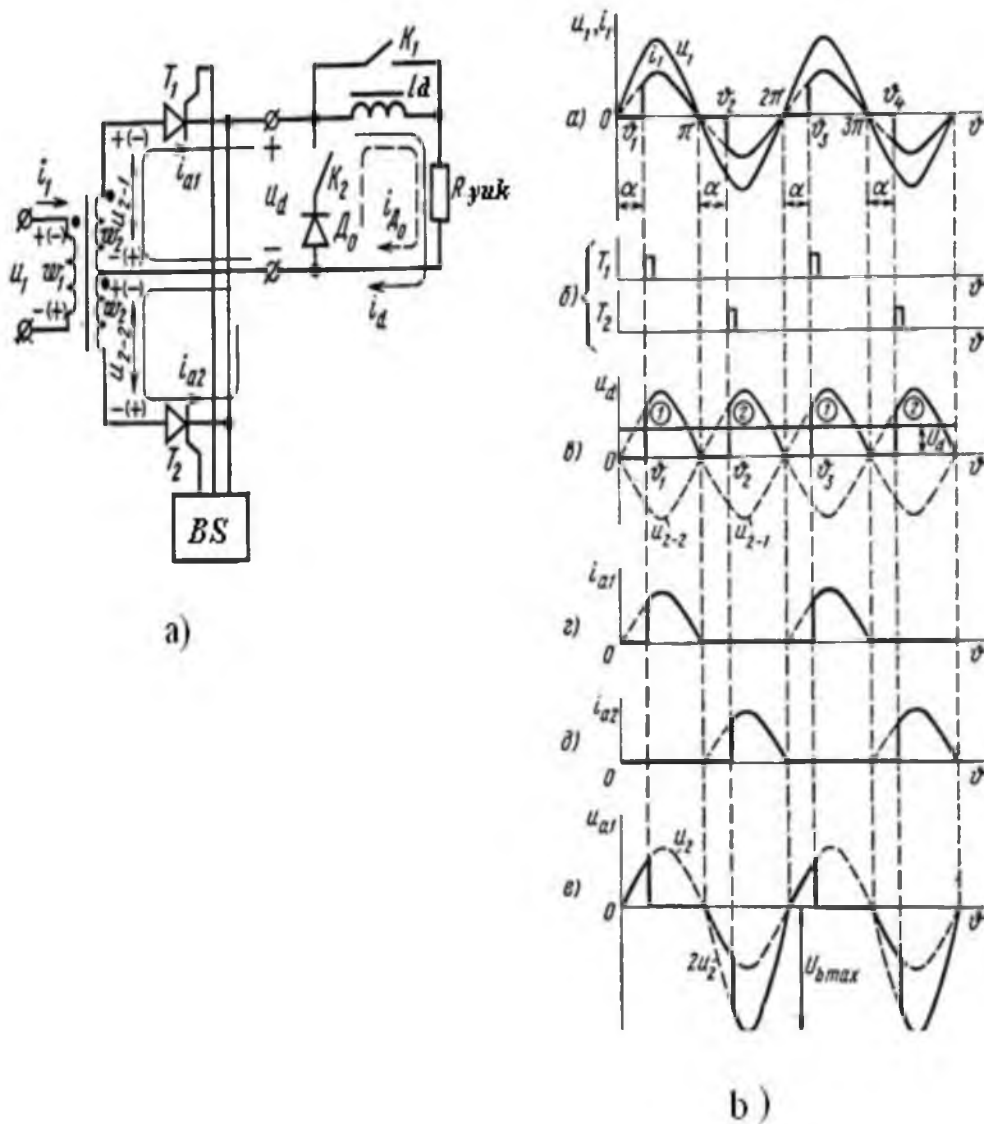
tomonidan yoki ventil bloki (VB) tomonidan boshqarilishi mumkin. Transformator tomonidan boshqarish usullari ancha murakkabligi tufayli, asosan rostlash VB tomonidan amalga oshiriladi.

VB tomonidan boshqarish - fazaviy usul deb aytiladi, chunki rostlash davomida chiqishdagi tok va kuchlanish qiymatining o'zgarishi bilan ularning orasidagi burchak - faza ham o'zgaradi. Bu usulda U_{d0} - chiqishdagi kuchlanishning o'rtacha qiymati VB ventillarining ochilish vaqti o'zgartirilishi bilan, ya'ni α - boshqaruv burchakning koordinatalarining o'zgarishi bilan aniqlanadi. Demak, fazaviy usulda boshqariluvchi ventillar (tiristorlar) qo'llanilishi talab qilinadi. Shuning uchun ham ko'rilayotgan to'g'rilagichlar boshqariluvchi to'g'rilagichlar deb aytiladi.

Bir fazali boshqariluvchi to'g'rilagichlarning noli chiqarilgan sxemasini ko'rib chiqamiz. Bu sxema va uning ishlash diagrammasi 19.9, a, b - rasmda keltirilgan. Diagrammada α - tiristor ochilish burchagi. Burchak $\alpha = 0$ bo'lganida sxemaning ishlash prinsipi yuqorida ko'rilgan boshqaruvsiz sxema ishlash prinsiplarini takrorlaydi. Burchak $\alpha > 0$ bo'lganida yuklamaning $L_d = 0$, $L_d > 0$, $L_d = \infty$ rejimlari alohida ko'rilishni talab qiladi.

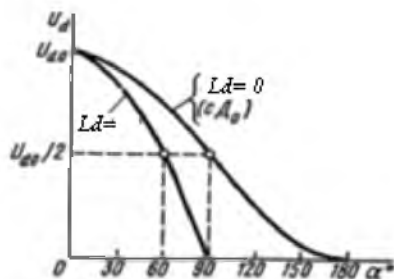
Induktivlik $L_d = 0$, $\alpha > 0$ (yuklamaning aktiv rejimi. 19.9 a-rasmda kalit K_1 ulangan, K_2 uzilgan.) Bu rejimda α burchakning koordinatasini chap yoki o'ng tomonga siljitish bilan to'g'rilagichning chiqishidagi kuchlanishning o'rtacha qiymati (U_{d0}) o'zgartiriladi (19.9, b-rasm). Burchak $\alpha = 0$ bo'lganida chiqish kuchlanishning qiymati boshqariluvsiz rejimdagi ifoda (19.11) bilan aniqlanib, $U_{d0} = 0,9U_2$ - ga teng bo'ladi, burchak $\alpha = \pi$ (180 el. grad.) bo'lganida esa $U_{d0} = 0$. Demak, bir fazali ikki yarim davrli to'g'rilagichlarda α burchagining 0 dan 180 el. gradusgacha o'zgarish davomida ularning chiqishidagi o'rtacha kuchlanish $U_{d0} = 0,9 U_2$ bo'lgan maksimal qiymatidan nolgacha ($U_{d0} = 0$) o'zgarishi mumkin ekan. Boshqariluvchi to'g'rilagichlarda kuchlanish U_d ni burchak α bilan bog'lanish xarakteristikasi **rostlash xarakteristikasi deyiladi**. Bu xarakteristika aktiv yuklama uchun quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} . \quad (19.50)$$



19.9 - rasm a) bir fazali boshqariluvchi to'g'rilagichning noli chiqarilgan sxemasi, b) aktiv yuklamadagi vaqt diagrammasi

Rostlash xarakteristikasi 19.10 - rasmda grafik shaklida keltirilgan.



19.10 - rasm . Bir fazali boshqariluvchi to'g'rilagichni rostlash xarakteristikasi

Induktivlik $L_d > 0, \alpha > 0$ (yuklamaning aktiv - induktivlik rejimi. Kalitlar K_1, K_2 uzilgan). Bu rejimda musbat kuchlanish ta'siridagi tiristor boshqarish impulsi berilishi bilan ochiladi va yuklama toki ($L_d > 0$ bo'lgani sababli) sekin oshib boradi. Berilgan kuchlanishning ishorasi o'zgarishi bilan, induktivlikda yig'ilgan energiya hisobiga, yuklama toki o'z yo'nalishini ma'lum bir davrda saqlab qoladi. Bu davrda musbat ishorali tok nolgacha pasayishi davomida, yuklama kuchlanishi manfiy ishorada bo'ladi. O'zgartirish texnikada bu rejimni (tok va kuchlanish ishoralari har xil bo'lgan rejimni) invertorlash rejimi deb, unda yuklamada yig'ilgan energiya ta'minot manbaga qaytarilishi talab qilinadi. Diagrammada invertorlash rejimida ishlash intervali manfiy ishorali shtrixlangan yuzasi bilan 19.11a-rasmdagi ko'rsatilgan. Chunki bu intervalda kuchlanish manfiy va tok musbat ishoralarga ega. Invertorlash intervali yuklama doimiysining qiymati $\tau = L_d / R_{yuk}$ ifodasi bilan aniqlanadi.

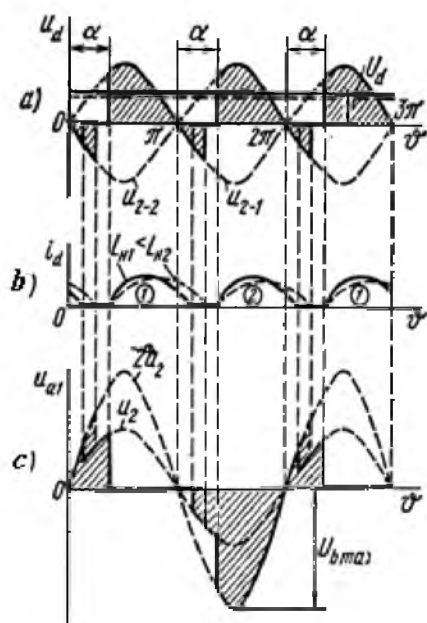
Bunda induktivlik L_d qancha katta bo'lsa (yoki yuklamaning aktiv qarshiligi R_{yu} qancha kichik bo'lsa) ochilgan tiristorni ishlash vaqti shuncha cho'ziladi. Keltirilgan diagrammada induktivlik L_{yu} oshishi bilan yuklama tokining cho'zilishi 19.11b - rasmda ko'rsatilgan. Diagrammadan ko'rinib turibdi-ki induktivlik L_{yu} kattalashgan sari yuklama toki uzluksiz rejimga o'tishi ham mumkin.

Induktivlik $L_d = \infty, \alpha > 0$ rejimida yuklama kuchlanishining manfiy yarim to'liqini yuzasi α intervali davomida to'liq shtrixlanadi va yuklama toki i_d ideal tekislangan shakliga aylanadi (19.12- rasm).

Tiristorlarning toklari i_{a1} va i_{a2} to'g'ri burchak shakliga kelib, ularning o'rtacha qiymati yuklama toki bilan quyidagicha bog'langan $I_a = I_d / 2$. To'g'rilagichlarni ta'minlaydigan tarmoqning toki ham to'g'ri burchak shaklida bo'lib, uning birinchi garmonikasining amplitudasi $I_{1m} = I_d / m$ (m-ventillar soni) bilan aniqlanadi, fazasi esa tarmoq kuchlanishidan $\varphi = \alpha / 2$ burchakka kechikib boshlanadi. Tiristorlarga beriladigan teskari kuchlanishning maksimal qiymati boshqaruvsiz to'g'rilagichlarga o'xshagan bo'lib, $2\sqrt{2} U_2$ - ga teng. Bu rejimda ishlaydigan to'g'rilagichlarni rostlash xarakteristikasi aktiv rejimdagi xarakteristikadan farq qiladi. Bu farq boshqariluvchi to'g'rilagichlarning manfiy yarim

to‘lqinli tomonida ham kuchlanish U_d - ni tashkil qiluvchi yuzasi mavjud bo‘lganligidir. Burchak $\alpha = 90^0$ bo‘lganida kuchlanish to‘lqinining manfiy va musbat qismlarining tengligi uchun o‘rtacha qiymati nolga teng bo‘ladi. Rostlash xarakteristikasi $U_d = F(\alpha)$ (19.30) ifodaga o‘xshagan bo‘ladi:

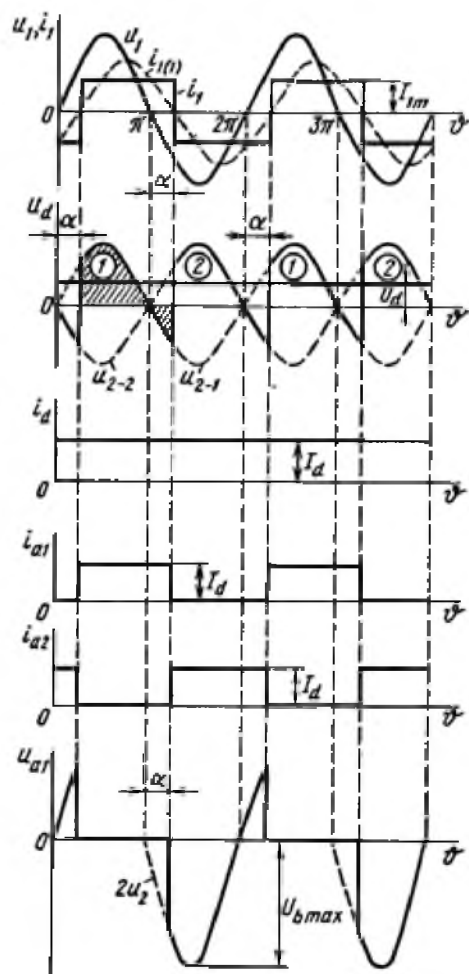
$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha . \quad (19.51)$$



19.11- rasm. Bir fazali boshqariluvchi nolli sxemaning aktiv - induktivlik $L_d > 0$, $\alpha > 0$ rejimda ishlash diagrammasi

Induktivlik $L_d = 0$ va $L_d = \infty$ bo‘lganidagi rastlash xarakteristikasi grafigi 19.10 - rasmda keltirilgan.

Yuqorida ko‘rsatib o‘tilganidek aktiv – induktiv yuklamaga ishlagan to‘g‘rilagichlar tarmoqdan reaktiv energiya iste‘mol qiladi. Bu energiya to‘g‘rilagichlarning ko‘rsatkichlariga salbiy ta‘sirini kamaytirish uchun yuklamaga parallel qilib diod ulanadi (19.9, a - rasmdagi sxemada kalit K_2 ulangan holda). Bunday diodlar reaktiv energiyani kompensatsiya qilish ma‘nosida, nollovchi diodlar deb aytiladi.



19.12 – rasm. Bir fazali boshqariluvchi noli chiqarilgan sxemaning aktiv induktiv $Ld = \infty$ $\alpha > 0$ yuklamada ishlash diagrammasi

Nollovchi diodli sxemaning $Ld = \infty$ rejimida ishlashini ko‘rib chiqamiz. Vaqt diagrammasi 19.12 - rasmda keltirilgan. Nollovchi diod bo‘lmagan sxemada (kalit K_2 uzilgan) α - burchak intervali davomida yuklama toki tiristorlarning bittasidan, va unga nisbatan transformatorning manfiy bo‘lgan chulg‘ami orqali tarmoqqa qaytariladi. Nollovchi diod ulangan sxemada esa yuklamaga berilgan kuchlanish ishorasini o‘zgartirishi bilan nollovchi diod D_o ochilib, aktiv - induktiv yuklamada yig‘ilgan energiya yuklamaning o‘ziga tutashadi. Diod D_o chiqish zanjirini shuntlashi natijasida α burchak davomida yuklama kuchlanishida nolli pauzalar paydo bo‘ladi. T_1 va T_2 tiristorlarni o‘tkazish intervallari $\pi - \alpha$ gacha qisqaradi, va $Ld = \infty$ bo‘lganligi sababli tok i_d ideal silliqilgan tokka aylanadi. Tiristorlar toklari i_{a1} va

i_{a2} to'g'ri burchak shakliga o'zgarib, amplitudasi I_d - ga va davomiyligi

$\pi - \alpha$ teng bo'ladi. Bu rejimda to'g'rilagichning ishlashi xuddi aktiv qarshilik rejimida ishlashiga o'xshab roslash xarakteristikasi, kuchlanishi va α - burchaklarning o'zaro bog'lanishi ifoda (19.28) bilan belgilanadi.

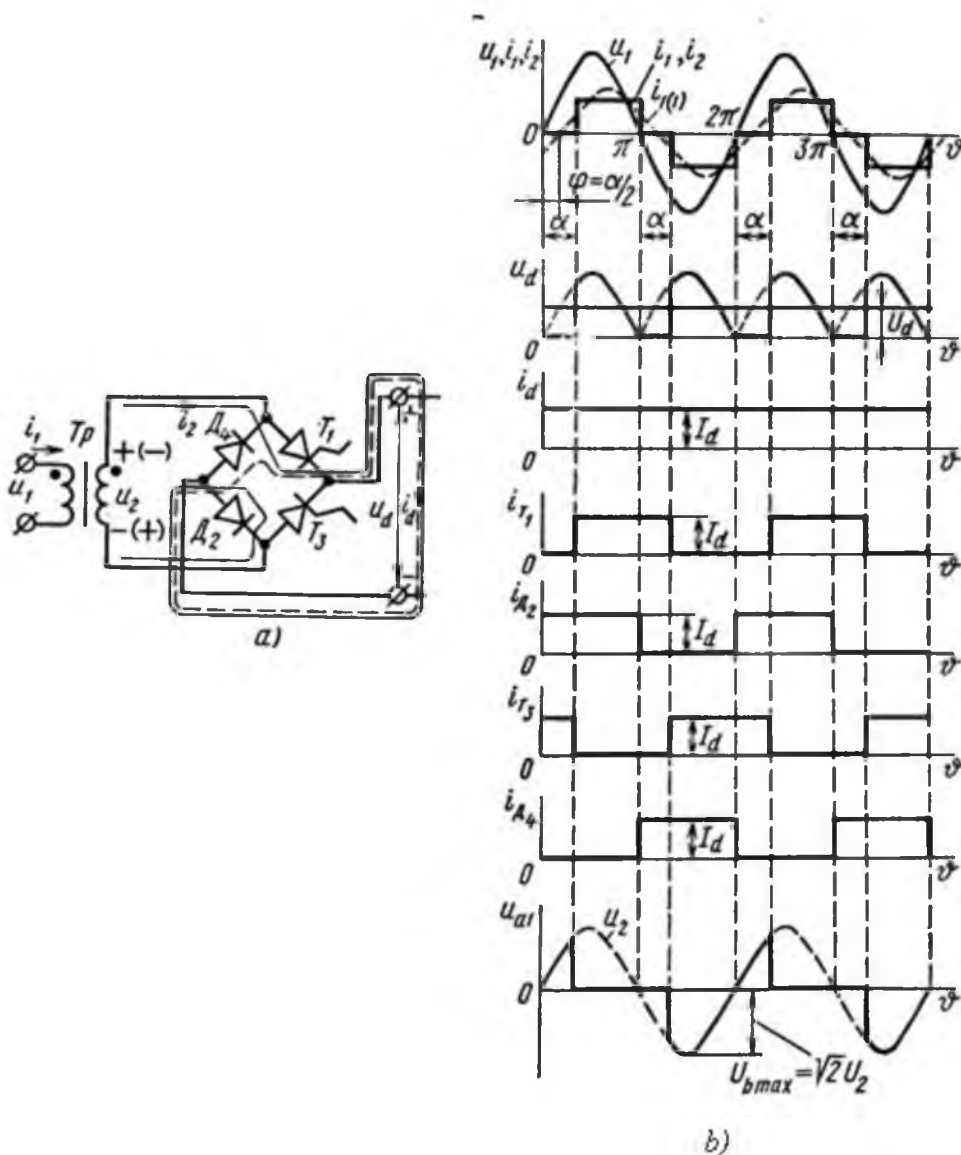
19.8 Bir fazali boshqariluvchi ko'priksimon to'g'rilagichlar

Boshqariluvchi ko'priksimon to'g'rilagichlar ikki variantda tuzilishi mumkin: ularning yarimo'tkazgichli elementlarining barchasi to'liq boshqariluvchi elementlardan (birinchi) yoki qisman boshqariluvchi elementlardan tashkil topgan (ikkinchi) to'g'rilagichlar. 19.13, *a* - rasmda bir fazali ko'priksimon to'g'rilagichlarning qisman boshqariluvchi elementli sxemasi keltirilgan. Bu sxemada faqat ikkita ventil T_1 va T_3 boshqariluvchi bo'lib, ularning ochilib - yopilish vaqtining boshqarilishi bilan yuklamadagi kuchlanish va o'zgarmas tokning o'rtacha qiymatlarini boshqarish imkoniyati tug'iladi. 19.13, *b* - rasmda sxemaning ishlash diagrammasi keltirilgan.

Birinchi sxemada ishlash rejimi va roslash xarakteristikasi bir fazali noli chiqarilgan boshqariluvchi sxemani asosiy prinsiplarini takrorlaydi. Shu bilan birga noli chiqarilgan sxemalarga nisbatan afzvalligi - transformatorning soddaligida va yarimo'tkazgichli asboblrga qo'yilgan teskari kuchlanishning ikki barobar kamligida.

Ko'prik sxemalarida teskari kuchlanishning kamligini har bir yopilgan yelkaga berilgan teskari kuchlanish ketma-ket ulangan ikkita ventillar orasida taqsimlanishi bilan tushuntirish mumkin. Ko'prik sxemalarida transformatorning ikkilamchi tomonida bitta chulg'am bo'lib, uning toki birlamchi chulg'amdagi tokning shaklini takrorlaydi. Bunda tok va kuchchlanishlarning qiymati faqat transformatsiya koeffitsiyentiga bog'liq.

Noli chiqarilgan sxemalarda esa transformatorlarning chiqish chulg'amlari ikkita bo'lganligi uchun ularning toklari ikki tomonlama bo'lib, bir chulg'amlidan farq qiladi.



19.13 - rasm a) bir fazali to'g'rilagichning qisman boshqariluvchi ko'prik sxemasi, b) ishlash diagrammasi

Qisman boshqariluvchi ko'prik sxemasi ishlash rejimi bir fazali noli chiqarilgan boshqariluvchi sxemaning nol diodi ulangan variantining rejimiga to'g'ri keladi. Bu sxemaning chiqish kuchlanishida ham manfiy ishorali yarim to'lqinlar bo'lmaydi va bundan tashqari yana bir o'xshashligi - birlamchi tokning birinchi garmonikasi bilan kirish kuchlanishining orasidagi fazoviy siljish $\varphi = \alpha / 2$ tengligida.

Keltirigan diagrammada (19.13, b – rasm) bu sxemaning $L_{yuk} = \infty$ rejimida ishlashi ko'rib chiqilgan (tok i_d ideal silliqlangan holda).

Bunda tiristorlar T_1 va T_3 kuchlanish u_2 noldan o'tish nuqtasiga nisbatan boshqarish burchagi α ga teng bo'lishi bilan ochiladi. 19.13, a –

rasmda keltirilgan sxemada qavssiz ko'rsatilgan ishoralarga ko'ra tiristor T_1 va diod D_2 $\pi - \alpha$ intervalda ochilgan holda bo'lib, ulardan o'tadigan yuklama toki transformatorning ikkilamchi chulg'amiga berilgan bo'ladi. Interval $\pi - \alpha$ tugashi bilan u_2 kuchlanishning ishorasi o'zgaradi va natijada diod D_2 yopilib, uning toki i_d uziladi (diagrammaning e - qismi). Induktivlik L_{yu} ta'sirida yuklama tokining yo'nalishi saqlanib qoladi va bu tok ochiq holda qolgan tiristor T_1 va ochilayotgan diod D_4 orqali RL yuklamaga tutashadi. Demak, α intervalida ochiq holatda qolib, ketma - ket ulangan bu ikkita ventil bir fazali noli chiqarilgan sxemadagi nol diodning vazifasini bajaradi.

Vaqt o'qining $\pi - \alpha$ nuqtasida boshqarish impulsi berilishi bilan tiristor T_3 ochiladi. Kuchlanish u_2 ta'sirida tiristor T_1 yopiladi va unga teskari kuchlanish beriladi (19.13, b - rasm). Yuklama energiyasini tarmoqdan transformatorning ikkilamchi chulg'ami - diod D_4 - tiristor T_3 zanjiri orqali iste'mol qiladi. Interval 2π tugashi bilan sxemada oldingi yarim davrdagiga o'xshagan holat takrorlanadi. Bunda diod D_4 yopiladi, diod D_2 ochilib, tiristor T_3 bilan birgalikda yuklamaning o'ziga tutashtirish zanjirini hosil qiladi.

19.9. To'g'rilagichlarning kommutatsiya jarayonlari

Transformatorning elektromagnit jarayonlarining tahlili uning ikkita oqimiga nisbatan o'tkaziladi. Birinchisi asosiy magnit oqimi va ikkinchisi tarqalgan magnit oqimi. Asosiy oqim transformatorning o'zagi bo'ylab tarqaluvchi va magnitlanuvchi kuchni hosil qiluvchi oqim bo'lsa, ikkinchisi esa - tarqalgan oqim bo'lib, magnit tizimning ishlashida foydali vazifa bajarmaydi. Shu sababli transformatorli qurilmalarda tarqalgan oqim har bir ikkilamchi chulg'amga ketma-ket ulangan qo'shimcha induktivlik sifatida qaraladi.

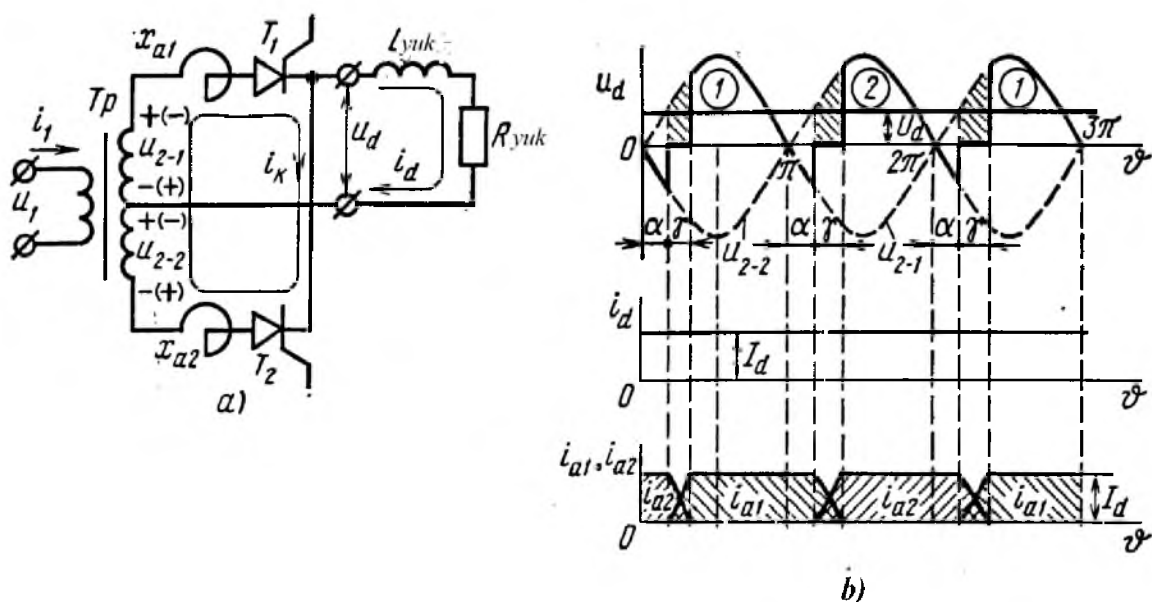
Bir fazali noli chiqarilgan to'g'rilagich sxemasida x_{a1} va x_{a2} parametrlari orqali tarqalgan oqimlarning ulanishi 19.14a-rasmda ko'rsatilgan. Bu sxemada va boshqa o'zgartkich texnikasining sxemalarida, tarqalgan oqimlar ventillari ulanib - o'chish jarayoniga (kommutatsiya jarayonlariga) o'zining katta ta'sirini o'tkazadi. Kichik quvvatli sxemalarda tarqalgan oqimlar kichikinaligi uchun deyarli inobatga olinmaydi. O'rta va

katta quvvatli sxemalarda kommutatsiya intervali γ katta intervalni egallashi mumkin.

Keltirilgan diagrammada (19.14, b – rasm) yuklama induktivligi $L_{yuk} = \infty$ bo‘lganida tarqalgan induktivlikning tug‘rilagich ish rejimiga bo‘lgan ta’siri ko‘rsatilgan. Ochilishi mumkin bo‘lgan tiristorga α burchakli ochilish impulsi berilsa, tarqalgan induktivlik qarshiliklari x_{a1} va x_{a2} ta’sirida ochiluvchi tiristorning toki i_d qiymatgacha yetish vaqi va yopiluvchi tiristorning toki nolgacha pasayishi vaqi ma’lum bir intervalga cho‘ziladi. Kommutatsiya intervalining davomiyligi turli sxemalarda γ bilan belgilanib, transformator va yuklamaning parametrlariga bog‘liq.

Kommutatsiya intervalida ikkala tiristor ham barobar ishlashi natijasida ketma-ket ulangan transformatorning ikkilamchi chulg‘amlariga nisbatan qisqa tutashuv konturi hosil bo‘ladi. Kommutatsiya intervalida kuchlanish u_d quyidagicha aniqlanadi.

$$u_d = (u_{21} + u_{22}) / 2 \quad (19.52)$$



19.14 – rasm. a) Bir fazali noli chiqarilgan to‘g‘rilagich sxema, b) kommutatsiya intervalini ko‘rsatuvchi diagramma

Nol nuqtasiga nisbatan ikkilamchi chulg‘am kuchlanishlari teskari ishorada bo‘lganlari uchun $(+u_{2-1}$ va $-u_{2-2})$ kommutatsiya intervalida kuchlanish $u_d = 0$ teng bo‘ladi. Bu intervaldagi kuchlanish shtrixlangan

yuza bilan 19.14, b – rasmda belgilangan. Diagrammadan ko‘rinib turibdiki, to‘g‘rilagichlarning o‘rtacha kuchlanishi U_d qiymatini hisoblash uchun uning $\gamma = 0$ bo‘lgan qiymatidan kommutatsiya jarayoni hisobga hosil bo‘lgan $\Delta U_{d\gamma}$ qismga kamaytiriladi. Demak, to‘g‘rilangan kuchlanishning o‘rtacha qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$U_d = U_{d0} \cos\alpha - \Delta U_{d\gamma} \quad (19.53)$$

bu yerda: $U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$; $U_2 = 0,9U_2$ - yuklamadagi kuchlanishning $\alpha = 0$ bo‘lganidagi o‘rtacha qiymati;

$U_{d\gamma}$ - bir davr davomidagi kommutatsion intervalning o‘rtalashtirilgan kuchlanishi.

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U_2 \sin\vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 [\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma)] . \quad (19.54)$$

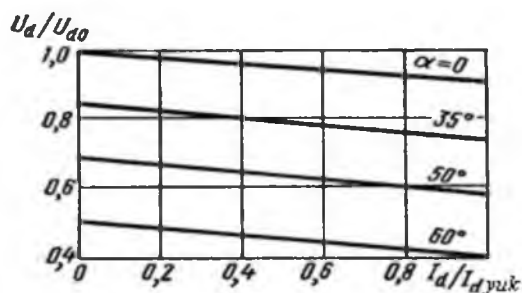
Bu ifodadan induktivlik qarshiligini x_a - ga teng deb, kommutatsion tok i_k aniqlanadi.

$$i_k = \Delta U_{d\gamma} / x_a \quad (19.55)$$

Kommutatsion interval oxirida $i_k = I_d$ bo‘lganligi uchun :

$$U_d = U_{d0} \cos\alpha - I_d x_a / \pi . \quad (19.56)$$

Bu ifoda kommutatsiya jarayonini hisobga olingan holda boshqariluvchi to‘g‘rilagichning chiqish kuchlanishining o‘rtacha qiymatini belgilaydi. Bundan tashqari, ifoda (19.56.) boshqariluvchi to‘g‘rilagichlarning tashqi xarakteristikasini aniqlovchi ifoda hisoblanadi. Burchak α ning turli qiymatlari uchun 19.15- rasmda tashqi xarakteristikalar keltirilgan. Xarakteristikalarning qiyaligi transformatorning ikkilamchi chulg‘amga keltirilgan reaktiv qarshiligi x_a asosida aniqlanadi.



19.15 rasm. No'li chiqarilgan sxemaning tashqi xarakteristikasi

Kommutatsion jarayonlar to'g'rilagichlarning fazoviy xarakteristikasiga ham ta'sir etadi. To'g'rilagich sxemalarida bu jarayonlar iste'mol qilinuvchi toklar bilan kirish kuchlanishlari orasidagi fazaviy siljishni oshiradi. Tokning birinchi garmonikasi taxminan $\gamma/2$ -ga teng burchakka oshadi. Natijada

$$\varphi = \alpha + \gamma/2 \quad (19.57)$$

Bir fazali ko'prik sxemalar uchun ham yuqorida keltirilgan kommutatsion jarayonlarga oid ifodalar qo'llanilishi mumkin. Ko'prik sxemalarning noli chiqarilgan sxemalardan farqi shundaki kommutatsion intervali davomida to'rtta tiristor ham ochilgan holatiga tushib qoladi. Bularning kommutatsion toki $i_k = 2I_d$ bo'lganligi sababli tashqi xarakteristikasi quyidagicha aniqlanadi:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - 2 I_d x_a / \pi \quad (19.58)$$

Ko'prik sxemalarining fazaviy siljishi ham ifoda (19.57) bilan aniqlanadi.

19.10 Bir fazali to'g'rilagichlarning boshqarish tizimlari

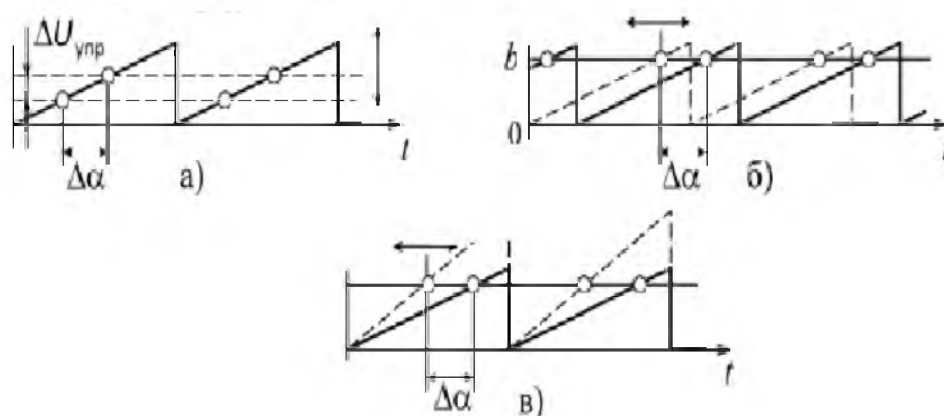
To'g'rilagichlarning funksional sxemasi (19.1 - rasm) tarkibiga kiruvchi boshqarish tizimining (BS) asosiy vazifasi - o'zgartkich sxemalarida tiristorlarni boshqaruvchi impulslar bilan ta'minlashdan iborat. Boshqariluvchi to'g'rilagichlarda chiqish kuchlanishlarini rostlash davomida boshqaruvchi impulslarga quyidagi talablar qo'yiladi:

- 1) turli rejimlarda ishlayotgan tiristorlarni ishonchli ochish;
- 2) ochilish burchagi α - ni talab qilingan diapazonda ravon rostlash (siljitish);
- 3) tashqi ta'sir qiluvchi vaziyatlardan himoya qilish.

O'zgartkich sxemalarining ishlashida α burchakni rostlash bilan birga chiqish kuchlanishlari fazasi ham o'zgaradi va shu sababli BS tizimlari faza - impulsi boshqarish tizimi deyiladi (FIBT).

FIBT lar sinxron yoki asinxon prinsipi bo'yicha ishlashi mumkin. Sinxron tizimlarda ochish impulsining berilish vaqti bilan tiristorga berilgan musbat ishorali kuchlanish vaqtini moslash (sinxronlash) uchun

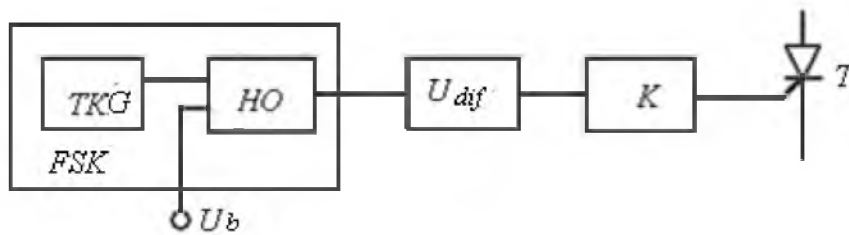
tarmoq transformatoriga qo'shimcha sinxronlovchi ikkilamchi chulg'am kiritiladi, yoki ko'p fazali o'zgartkichlarda maxsus sinxronlovchi transformatorlar qo'llaniladi. Asinxron FIBT larda ishlab chiqarilgan impulslarni tiristorlarga taqsimlash, o'zgartkichlarning muayyan ishlash algoritmlari bo'yicha maxsus qurilmalar orqali amalga oshiriladi. Bu ikkala tizimlarda ham α burchakni siljitishda vertikal yoki gorizontal rostlash uslublari qo'llaniladi. 19.16 a - rasmda vertikal uslubda va 19.16 b,c - rasmlarda gorizontal uslublarning asosiy prinsiplari ko'rsatilgan. Vertikal uslubda kuchlanish ΔU ning har bir o'zgarishi α burchakning qiymatini $\Delta\alpha$ ga o'zgartiradi, va gorizontal uslubda faza yoki tiklik o'zgarishi bilan $\Delta\alpha$ burchak ham o'zgaradi.



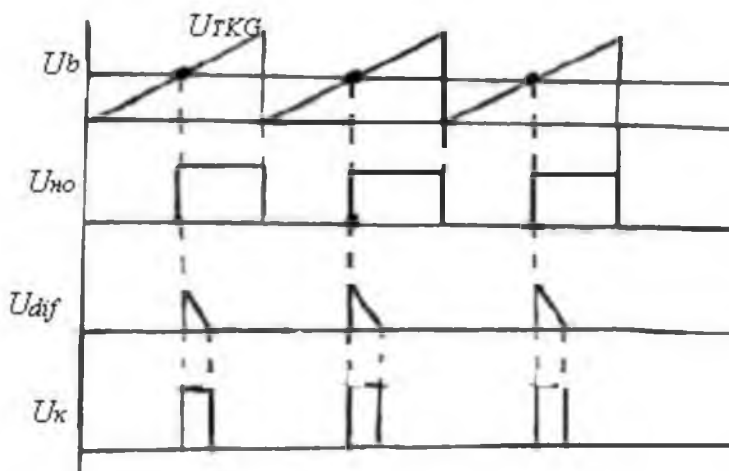
19.16-rasm . a) vertikal va b) gorizontal boshqarish uslublari

Bir fazali asinxron vertikal boshqarish uslubining strukturasi 19.17, a - rasmda, va ishlash vaqt diagrammasi 19.17 b- rasmda keltirilgan. Strukturaning ishlashida tayanch kuchlanish generatoridan (TKK) olingan davriy arrasimon funksiya boshqaruvchi o'zgarmas tok kuchlanishi U_b bilan nol organida (NO) solishtirilib, ularning farqi NO chiqishida impuls ko'rinishida shakllanadi. Bunda boshqarish signali U_b qiymatini o'zgartirish bilan U_{no} impuls signallarning kengligi o'zgaradi.

Faza siljituvchi qurilmalardan (FSK) chiqqan impulslar differensiallovchi RC yoki RL zanjirlardan o'tish natijasida uchburchak U_{dif} signallarga aylantirilib, kalit rejimida ishlovchi kuchaytirgich K kirishiga musbat va manfiy ishorali uchburchak impulslar shaklida beriladi. Kuchaytirgich K musbat ishorali impulslarni kuchaytirib, ularning katta quvvatli va qisqa kenglikli impulslariga aylantirib,



a)

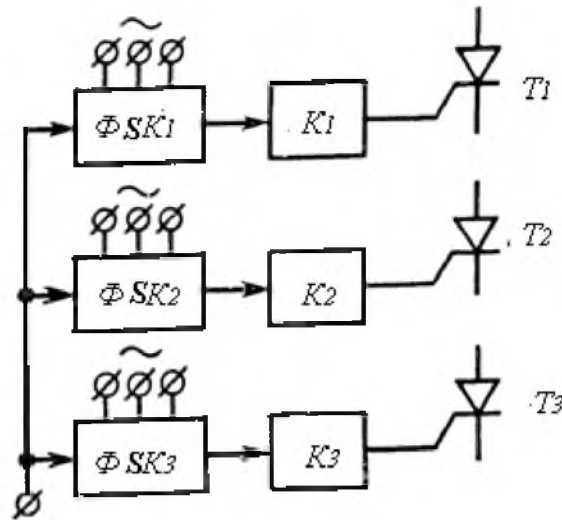


b)

19.17- rasmi a) bir fazali asinxron BS strukturasi va b) vaqt diagrammasi

Kuchaytirib, ularning katta quvvatli va qisqa kenglikli impulslariga aylantirib, tiristorni boshqarish elektrodiga uzatadi. Bunda differensiallangan manfiy ishorali impulslarning kalit K ga ta'siri deyarli bo'lmaydi. Kuchaytirgichning chiqishidagi impulslar kengligi differensiallovchi zanjirlarning vaqt doimisi $\tau = RC$ yoki $\tau = R / L$ ifodasi yordamida aniqlanadi. Qiymati ma'lum bo'lgan τ uchun boshqarish impulslarining kengligi, kuchlanishi va toki tanlangan tiristorlarning kirish diagrammasi bo'yicha aniqlanadi.

Ko'p fazali o'zgartkichlar uchun alohida kanallar tuziladi. Ko'p kanalli FIBT ning sinxron strukturasi 19.18 – rasmda keltirilgan. Bu sxemaning sinxron



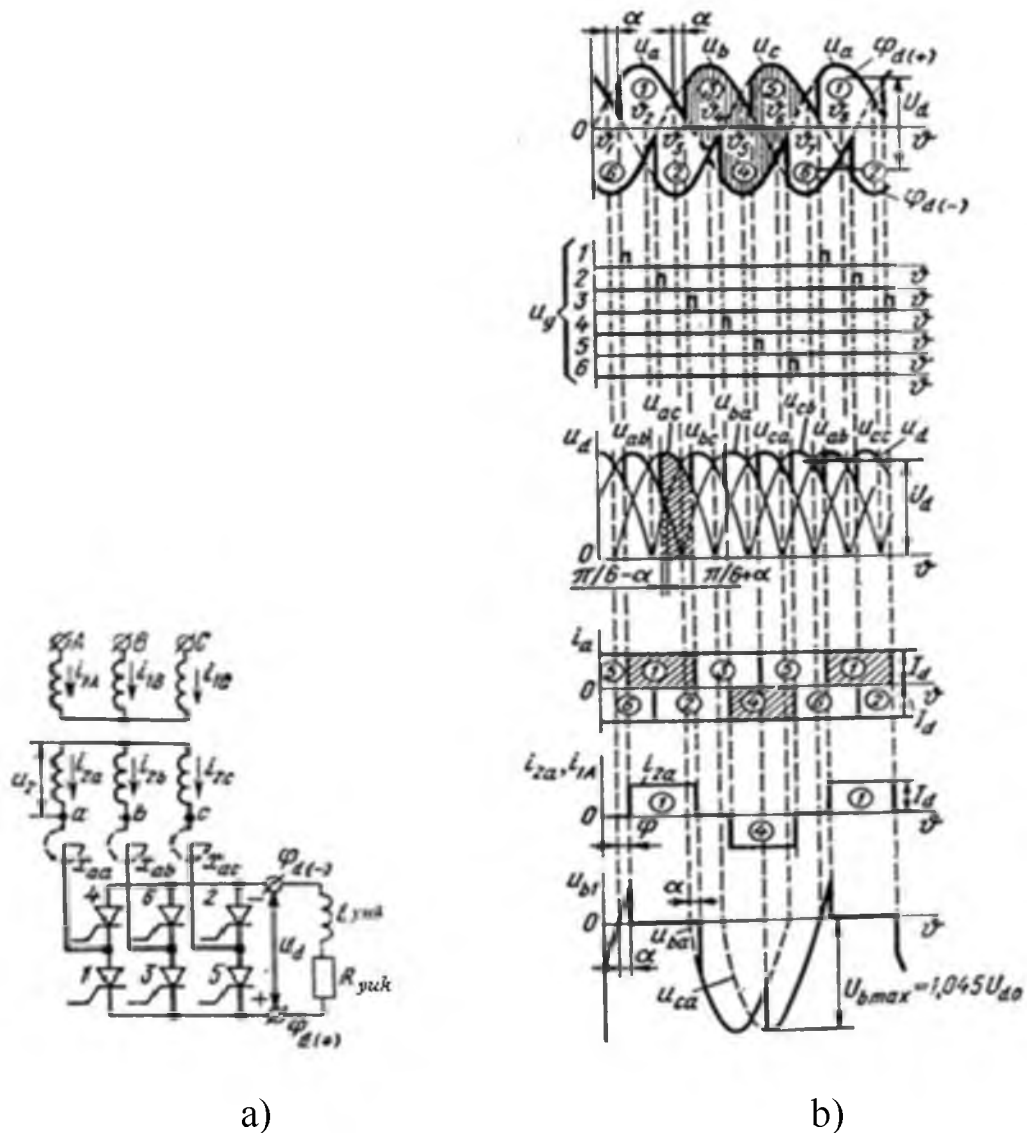
19.18 – rasm. Ko‘p kanalli sinxron FIBT strukturalari

deb aytilishiga sabab, ularning FSK elementlari tiristorlarga berilgan ochilish kuchlanishlari bilan sinxronlashtirilgan. Shu struktura bir fazali noli chiqarilgan yoki ko‘priksimon to‘g‘rilagichlar uchun ikki kanalli sinxron FIBT strukturasiga aylanadi.

Sinxron FIBT tizimlar asosan uch va ko‘p fazali to‘g‘rilagichlarda qo‘llanadi.

19.11 Uch fazali boshqariluvchi ko‘priksimon to‘g‘rilagichlar

Boshqariluvchi uch fazali ko‘priksimon to‘g‘rilagichlarda (19.19a - rasm), to‘liq boshqariluvchi elektron asboblardan turli tiristorlar, tranzistorlar yoki ularning modullari qo‘llaniladi. Boshqariluvchi to‘g‘rilagichlarning diagrammalarida tiristorlarning ochilish nuqtasi tabiiy ochilish nuqtaga nisbatan α burchakka kechikib ochiladi. Burchak α – ning ko‘rdinatasi boshqarish sistemasi tomonidan beriladi. Kechikib ochilgan tiristorlar yuklama kuchlanishining diagrammasida α - ga teng bo‘lgan kesim hosil qiladi va natijada chiqish kuchlanishining o‘rtacha qiymati U_0 dan U_d gacha kamayadi. Burchak α o‘zgarishi natijasida chiqish kuchlanishning o‘rtacha qiymati o‘zgarishi 19.19 b - rasmda keltirilgan.



19.19- rasm a) uch fazali to'g'rilagich sxemasi, b) ishlash diagrammasi

Uch fazali nolli sxemalarda ochilgan tiristorlar tomonidan yuklamaga fazaviy kuchlanish ulansa, ko'prik sxemalarida esa fazalararo (liniya) kuchlanish ulanadi. Shuning uchun ko'prik sxemalarida yuklamaga qo'yilgan uch fasali kuchlanishning to'liqlinlari liniya kuchlanishining 60^0 teng bo'lgan tepa qismidan hosil qilinadi (19.19 b - rasm). Burchak α $0 - 60^0$ rostlanish davomida aktiv va aktiv – induktiv rejimlardagi jarayonlar bir xil o'tadi, ammo keyinchalik $\alpha > 60^0$ bo'lganida yuklamaning tipiga ko'ra jarayonlar turli bo'lishi mumkin.

Burchak α rostlanishi davomidagi 4-ta vaziyat bolishi mumkin (19.20 – rasm). Bu vaziyatlarning barchasida yuklama induktivligi $L_{yuk} = \infty$ bo'lganida ventil va yuklama toklari uzluksiz bo'lib, quyidagicha aniqlanadi:

$\alpha = 60^0$ intervalgacha

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{+\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{6} U_2 \sin\omega t d\omega = U_{d0} \cos\alpha \quad (19.59)$$

va $60^0 \leq \alpha \leq 120^0$ intervalgacha

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin\omega t d\omega = U_{d0} [1 + \cos(\alpha + 1)] \quad (19.60)$$

Aktiv yuklamada ($L_{yu} = 0$) $\alpha > 60^0$ bo'lgan qiymatlarida kuchlanish U_d ning diagrammasidagi manfiy (shtrixlangan) qismlar (19.20 c,d - rasm) pauza bo'lib qoladi. Bu intervallarda ventillar va yuklama toklari nolga teng bo'lib, to'g'rilagichlar uzlukli tok rejimlariga tushib qoladi. Keltirilgan ifodalar (19.59), (19.60) bo'yicha roslash xarakteristikalari 19.21- rasmda keltirilgan.

Kommutatsion jarayonlarni inobatga olgan holdagi vaqt diagrammasi 19.22-rasmda keltirilgan. Kommutatsion jarayon xuddi bir fazali to'g'rilagichlarda keltirilgan 19.14b - rasimga o'xshash bo'lib o'tadi. Tarqaluvchi x_a , x_b , x_s induktivliklar ta'sirida kommutatsion jarayonlar α burchak berilishidan boshlab γ intervalida davomida etadi. Kommutatsiya davomida tarqaluvchi reaktiv qarshiliklar hisobiga ishlayotgan ikki faza toklarining yig'indisi o'rtacha tok I_d ning qiymatiga teng (19.22 - rasmda kommutatsion jarayondagi 5- va 1-ventillarni toklariga qarang).

Kommutatsiya davomidagi kuchlanishning pasayishi to'g'rilagichlarning kuchlanishining o'rtacha qiymatiga ham ta'siri bor

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{d\gamma} \quad (19.61)$$

Bunda

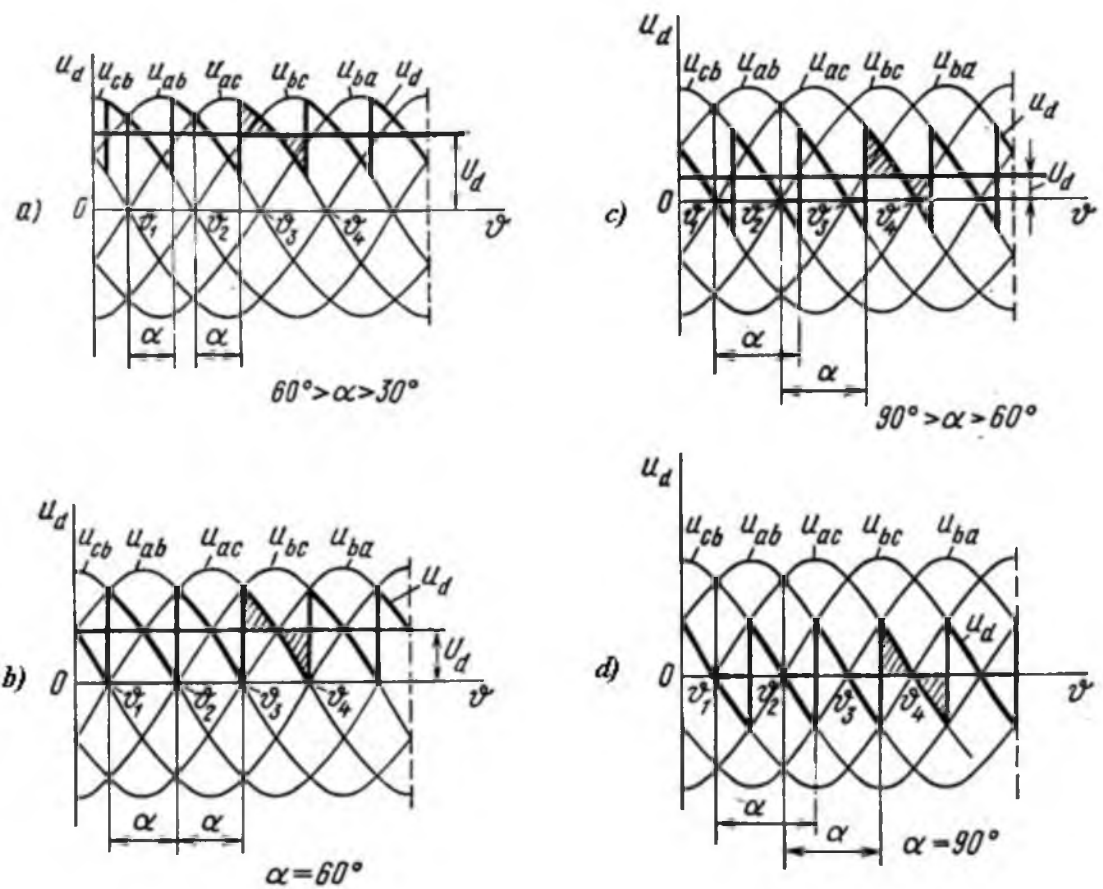
$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin(\alpha + \omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 [\cos\alpha \cos(\alpha + \gamma)] \quad (19.62)$$

Agar kommutatsiya toki I_k ifodasidan

$$I_k = \frac{\sqrt{6}}{2x_a} U_2 [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (19.63)$$

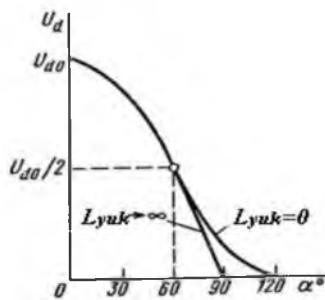
kosinuslarning yig'indisi aniqlanib, (19.63) - ga qo'yilsa, uch fazali boshqariluvchi to'g'rilagichlar uchun tashqi xarakteristika quyidagicha aniqlanadi

$$U_{da} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3 I_d}{\pi} x_a \quad (19.64)$$

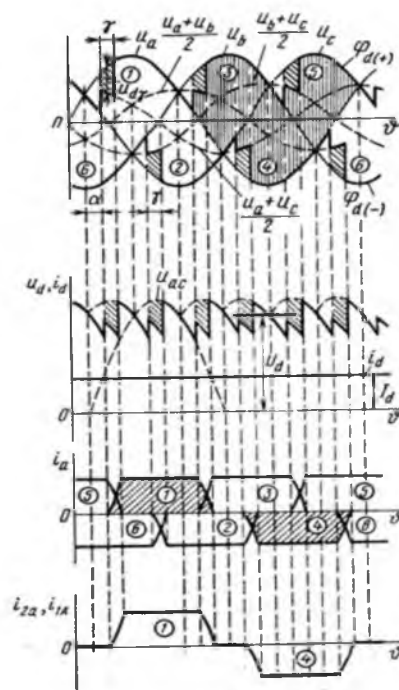


19.20- rasm Uch fazali to'g'rilagichlarning rostlash xarakteristikasi

Ifoda (19.64) bo'yicha qurilgan tashqi xarakteristika 19.15- rasmda keltirilgan no'li chiqarilgan sxemaning xarakteristikasini takrorlaydi .



19.21- rasm Tog‘rilagichni tashqi xarakteristikasi



19.22-rasm Uch fasali tog‘rilagichdagi kommutatsion jarayonlar

19.12 To‘g‘rilagichlarning rejimlariga yuqo‘ri garmonikalarning ta‘siri

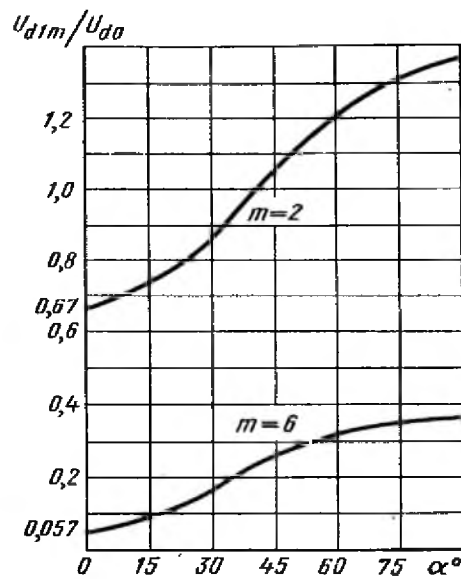
Yuqori garmonikalarning ta‘sirini bir fazali noli chiqarilgan to‘g‘rilagichlar uchun aniqlashda ifodalar (19.9) va (19.10) orqali pulsatsiya koeffitsiyenti q kiritilgan

$$q = \frac{U_{dvm}}{U_{d0}} = \frac{2}{v^2 m^2 - 1} \quad , \quad (19.65)$$

bunda $v = 1,2,3,..$ – garmonikalarning nomerlari , va m – to‘g‘rilagichlarni davr davomidagi yarim to‘lqinlar soni. Bu ifodada barcha to‘g‘rilagichlar uchun burchak $\alpha = 0$ hisoblangan, ya’ni boshqaruvsiz to‘g‘rilagichlar uchun qo‘llaniladi. Boshqariluvchi to‘g‘rilagichlarda α rostlanish davomida garmonikalar tarkibi va pulsatsiya koeffitsiyenti ham o‘zgarib quyidagicha aniqlanadi :

$$q = \frac{U_{dvm}}{U_{d0}} = \frac{2}{v^2 m^2 - 1} \cos \alpha \sqrt{1 + v^2 m^2 \tan^2 \alpha} \quad (19.66)$$

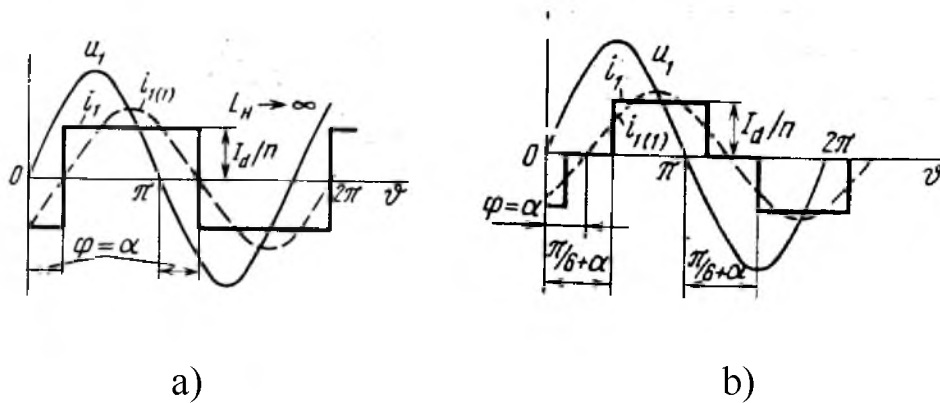
Burchak α rostlanishi diapazonida $m=2$ va $m=6$ teng bo'lgan bir va uch fazali to'g'rilagichlarning birinchi garmonikalarini to'g'rilangan kuchlanishlarga nisbatan bo'lgan qiymati 19.23 – rasmda ko'rsatilgan. Rasmdan α oshishi bilan garmonikalarning to'g'rilangan kuchlanishlarga nisbatan ta'siri oshib ketishi ko'rinib turibdi. Yuklama kuchlanishida garmonikalarning oshishi transformatorning birlamchi chulg'aming toklariga ham ta'siri katta. Bir fazali va uch fazali boshqariluvchi to'g'rilagichlarda burchak α - ning birlamchi chulg'am toklariga ta'siri 19.24- rasmda ko'rsatilgan. Ta'sir natijasida aktiv – induktiv yuklamaga ishlovchi to'g'rilagichlar tarmoqqa yuqori chastotali toklar tarqatadi. Bu toklar energiya liniyalarida, o'tkinchi transformatorlarda qo'shimcha energiya sarf qilinishiga olib keladi.



19.23- rasm. Bir va uch fazali to'g'rilagichlarning birinchi garmonikasini rostlash xarakteristikasi

Bir fazali to'g'rilagichlar uchun yuqori chastotali toklar birlamchi tokni Furrye qatoriga yoyilganidagi ko'rinishi quyidagicha aniqlanadi:

$$i_1(\omega t) = \frac{4I_d}{\pi n} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{v} \sin v\omega t \right) \quad (19.67)$$



19.24 – rasm. Garmonikalarning oshishi transformatorning birlamchi chulg‘aming toklariga ham ta’siri a) bir fazali, b) uch fazali to‘grilagichlarda

Ifoda (19.67) dan garmonikalarning amplitudasi ularning nomerlariga nisbatan teskari proporsional ravishda o‘zgarishi ko‘rinib turibdi, ya’ni quyidagicha aniqlanadi:

$$I_{1m} = \frac{1}{v} \frac{4I_d}{\pi n} \quad (19.68.)$$

bunda n - transformatorning uzatish koeffitsiyenti.

Tenglama (19.68) da boshqariluvchi burchakning ta’siri inobatga olinmagan. Agar aktiv - induktiv yuklamalarda garmonikalarning siljish burchagi $\varphi = \alpha / 2$ hisobga olinsa, birlamchi tokning tarkibidagi garmonikalar quyidagicha aniqlanadi:

$$i_1(\omega t) = \frac{4I_d}{\pi n} \left(\cos \frac{\omega t}{2} \sin \omega t + \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\omega t}{2} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{\omega t}{2} \sin 5 \omega t \right) \quad (19.69)$$

Birlamchi tokning buzilishiga kommutatsiya jarayonlari ta’siri ham bor, ammo ularning kamligi uchun keltirilgan tahlilda ko‘rilmagan.

To‘grilagichlarda hosil bo‘lgan yuqori garmonikalarning tarmoqqa ta’sirini kamaytirish uchun tarmoq filtrlari (TF) qo‘llaniladi. Filtrlar asosan L va C elementlarning ketma-ket ulangan zanjirlaridan tashkil qilinadi. Ular yuqori garmonikalardan eng pastki chastotasiga moslashtirilgan bo‘lib, tarmoq shinalariga parallel ravishda ulanadi. Uch fazali to‘grilagichlarda yuqori garmonikalaridan eng pastki 5 – garmonika bo‘lganligi uchun chastotasi 250 Gs. Tarmoq filtrlarining parametri shu chastota bo‘yicha rezonansga moslashtiriladi. Bir fazali to‘grilagichlarning past chastotasi 3- garmonikaning chastotasi bo‘lib,

150 Gs ga teng. To'g'rilagichlarga o'rnashtirilgan bu filtrlar 5- yoki 3-garmonikalarga kam qarshilik ko'rsatib, ularning tarmoqqa o'tishiga to'sqinlik qiladi.

19.13. To'g'rilagichlarning quvvat koeffitsiyenti va F.I.K.

To'g'rilagichlar uchun eng qulay rejim bu tarmoqdan naqd aktiv energiyani iste'mol qilish rejimidir. Bu degan iste'mol qilinuvchi tok i_1 ham sinusoidal xarakteriga ega bo'lib, tarmoq kuchlanishiga nisbatan fazaviy siljish yo'qligini bildiradi. Ammo amalda o'rta va katta quvvatli to'g'rilagichlarda iste'mol qilinuvchi toklar yuqorida ko'rsatilgan bo'yicha, nosinusoidal xarakteristikaga ega bo'lib, ularning birinchi garmonikasi tarmoq sinusoidasidan bir qancha siljigan bo'ladi. Buning hisobiga to'g'rilagichlar tarmoqdan aktiv quvvat $R = U_d I_d$ bilan birga reaktiv quvvat ham iste'mol qiladi. Bu reaktiv quvvat to'g'rilagichlarda bekor sarf qilinadigan energiyani oshirishga olib keladi.

Bu hodisa to'g'rilagichlarda quvvat koeffitsiyenti bilan aniqlanadi

$$\lambda = P_1 / S_1 \quad (19.70)$$

P_1 - to'g'rilagich iste'mol qilgan aktiv quvvat :

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi ; \quad (19.71)$$

S_1 – tarmoqdan iste'mol qilinuvchi to'liq quvvat.

Bu quvvat tok va kuchlanishlarning effektiv qiymatlari $S_1 = U_1 I_1$ bilan aniqlanadi.

Tok garmonikalarini hisobga olganda

$$I_1 = \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2} \quad (19.72)$$

to'liq qiymat S_1 quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$S_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2} \quad (19.73)$$

Ifodalar (19.72) va (19.73) larning (19.71) ga qo'yilishi bilan quvvat koeffitsiyenti uchun quyidagi ifoda kelib chiqadi:

$$\lambda = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(\nu)}^2}} = k \cos \varphi \quad (19.74)$$

bunda k - iste'mol qilinuvchi tokni formasining buzilish koeffitsiyenti; $\cos \varphi$ - tokning birinchi garmonikasining siljish koeffitsiyenti.

Yuqorida ko'rilgan boshqariluvchi to'g'rilagichlar uchun kommutatsiya jarayonini hisobga olingan holda

$$\varphi = \alpha + \gamma/2 \quad (19.75)$$

$$\text{yoki} \quad \cos \varphi = \cos (\alpha + \gamma/2) \quad (19.76)$$

Ifoda (19.76) bo'yicha 19.25- rasmda siljish koeffitsiyenti $\cos \varphi$ - ni boshqarish burchagi α va kommutatsiya burchagi γ - ga nisbatan qurilgan grafigi keltirilgan. Grafikda $\alpha = 0$ bo'lganida koeffitsiyent $\cos \varphi$ - ni boshqaruvsiz to'g'rilagichlardagi qiymatini ko'rsatadi.

Bir va uch fazali to'g'rilagichlar uchun mashtablovchi koeffitsiyentlar $k = 2\sqrt{2}/\pi = 0,9$ va $k = 3/\pi = 0,955$ bo'lganliklari uchun ularning quvvat koeffitsiyentlari quyidagicha aniqlanadi:

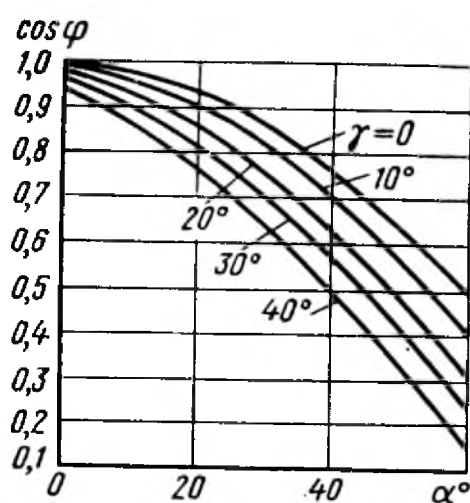
$$\lambda = 0,9 \cos (\alpha + \gamma/2) \quad (19.77)$$

$$\lambda = 0,955 \cos (\alpha + \gamma/2) \quad (19.78)$$

Bu ifodalardan yuklamalarning parametrlari va boshqaruvchi burchaklar teng bo'lganida uch fazali to'g'rilagichlarning quvvat koeffitsiyenti bir fazalidan 5,5% kattaligi ko'rinib turibdi.

Boshqariluvchi to'g'rilagichlarni rostdash davomida (burchak α oshishi davomida) quvvat koeffitsiyenti kamayadi va buning natijasida elektr tarmog'iga induktiv xarakterdagi reaktiv tok uzatiladi. Shuning uchun o'rta va katta quvvatli to'g'rilagichlar qo'llanganda qo'shimcha reaktiv toklardan tarmoqni himoya qilish maqsadida kompensatorlar qo'llaniladi. Ular to'g'rilagichlar va tarmoq orasiga ulanadigan

kondensatorlar, batareyalar, sinxron mashinalar, tarmoq filtrlari bo'lishi mumkin. Bulardan tashqari to'g'rilagichlarning sxemasiga tiristorlarning ochilish vaqtini oldiga surish uchun maxsus elementlar qo'shilishi mumkin. Bu tipdagi to'g'rilagichlarni toklarning sunniy kommutatsiya qiluvchi to'g'rilagichlar deb aytiladi. Misol sifatida 19.26 - rasmda quvvat koeffitsiyenti yaxshilangan to'g'rilagich sxemasi keltirilgan. Sxemani ishlash sharti bo'yicha katta induktivlikka ega bo'lgan uch fazali tekislovchi reaktor L_p va katta yuklama induktivligi L_{yu} anod toklarining to'g'ri burchak shakliga olib keladi. Yuklama toki esa tekislovchi reaktor ta'sirida teng bo'lgan uch qismga ajratiladi.

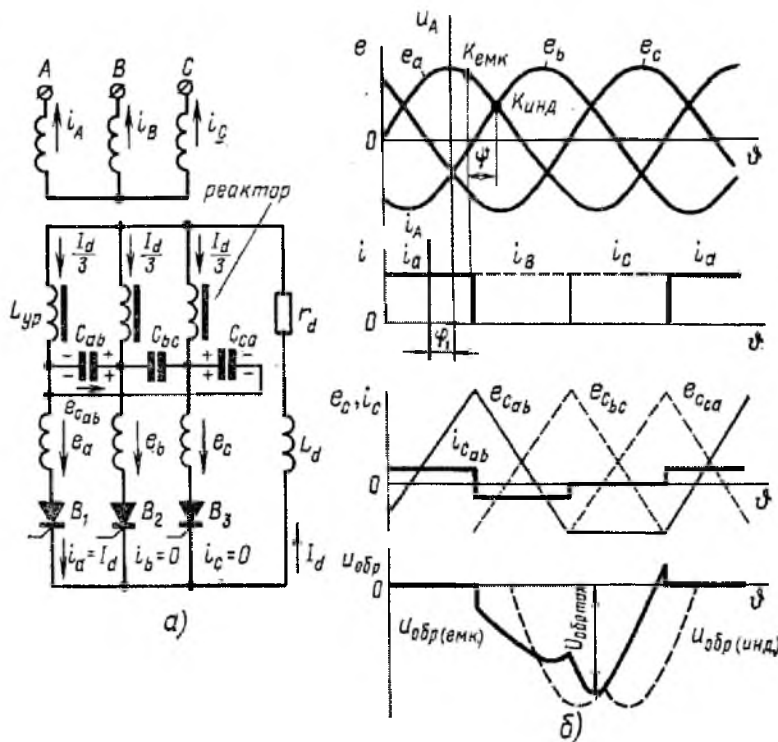


19.25 rasm. Quvvat koeffitsiyentining roslash burchagi α bilan bog'lanish grafigi

Birinchi ventil V1 ishlash davomida uning toki faza tokidan tashqori tekislovchi reaktorning kondensatorlar C_{ab} va C_{ba} zaryad toklari bilan ham aniqlanadi. Natijada keyingi ochiluvchi ventil V2 ning anod - katod nuqtalariga fazoviy kuchlanishdan tashqari kondensator C_{ab} da hosil bo'lgan qo'shimcha kuchlanish e_{Cab} ham qo'shiladi. Shu bilan ikkinchi ventil V2 ochilish sharti tabiiy ochilish nuqtasi bilan emas, balki quyidagi tenglama bilan aniqlangan nuqtada ochiladi :

$$e_a = e_b + e_{Cab} \quad (19.79)$$

Tabiiy ochilish nuqtasining sharti $e_a = e_b$ bo'lganligi sababli sun'iy ochilish nuqtasi keltirilgan (19.79) ifoda bo'yicha oldinroqqa suriladi. Demak tarmoqdan iste'mol qilinuvchi toklar faza kuchlanishlaridan qoluvchi rejimidan ilgari rejimga o'tadi.



19.26 rasm. Quvvat koefitsiyenti yaxshilangan to'g'rilagichning sxemasi

Faydali ish koefitsiyenti (FIK) to'g'rilagichlarning yuklamaga uzatilgan aktiv quvvatini, to'g'rilagichlarda sarf qilingan umumiy aktiv quvvatiga nisbatan bo'lgan koefitsiyentidir. Toklarni ideal silliqlantiruvchi to'g'rilagichlarda FIK quyidagi o'zaro nisbat bilan aniqlanadi:

$$\eta = P_a / (P_a + \sum \Delta P) \quad (19.80)$$

bunda $\sum \Delta P$ – to'g'rilagichlarda sarf qilingan quvvatlarning yig'indisi.

Sarf qilinadigan aktiv quvvatning tarkibiga ventillardagi ΔP_b , kuch transformatoridagi ΔP_{tr} , drossellardagi ΔP_{dr} va qo'shimcha qurilmalardagi (boshqarish siste'molari, signalizatsiyalar va h.k.) sarf qilinadigan quvvatlar kiradi.

Ventillardagi quvvat ΔP_v ulardan to'g'ri tok o'tishi va o'chib yonishidagi sarf qilingan quvvat hisoblanadi. Chastotasi 50 Gs bo'lgan qurilmalarda o'chib yonishidagi sarf qilingan quvvat inobatga olinmaydi. Natijada quyidagi ifodani yozish mumkin:

$$\Delta P_v = m_v \Delta U_a I_a, \quad (19.81)$$

m_v - to'g'rilagichlardagi ventillarning soni

Kuch transformatoridagi quvvat :

$$\Delta P_{tr} = \Delta P_p + \Delta P_m, \quad (19.82)$$

bunda ΔP_p , ΔP_m - po'lat va misda sarf qilingan quvvatlar.

Silliqlovchi drossellardagi quvvat :

$$\Delta P_{dr} = I_d^2 R_d. \quad (19.83)$$

Ayrim vaziyatlarda FIK to'g'rilagichlar va transformatorlarning FIK lari ($\eta_{v.s}$ η_{tr}) ko'paytirmasi bilan aniqlanadi.

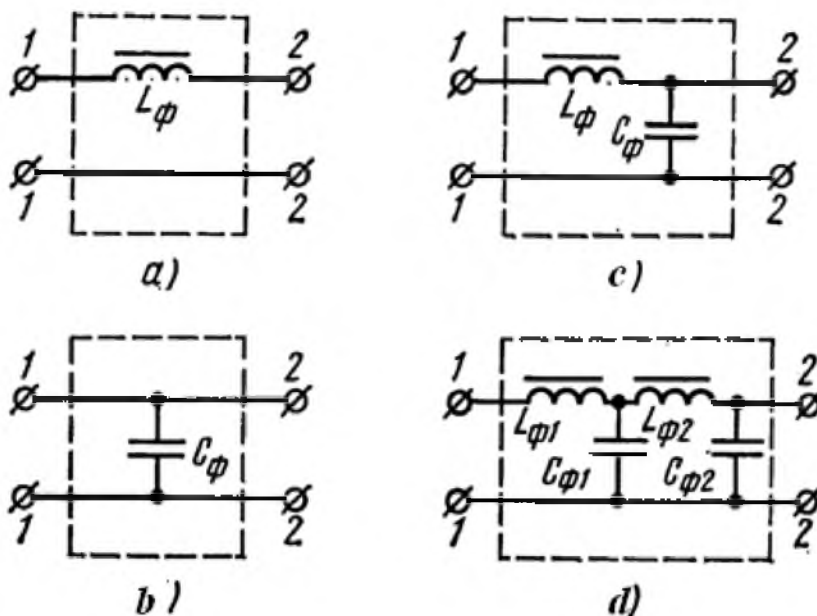
19.14 To'g'rilangan kuchlanishning pulsatsiyalarini silliqlovchi filtrlar

To'g'rilangan kuchlanishlarda har bir davr davomida yarim to'liqlar soni m bilan belgilanib, yuqorida $m = 1, 2, 3, 6$ bo'lgan bir va uch fazali diodli (boshqariluvsiz) sxemalar ko'rib chiqilgan. Umumiy blok sxemada (19.1- rasm) bu yarim to'liqli kuchlanishlarni silliq o'zgarmas tok shakliga aylantirish uchun o'zgarmas tok filtrlari (O'TF) qo'llanilgan. Bu filtrlar past (quyi) chastotali bo'lib, sinflanishda alohida o'rin egallaydi. Ular asosan AS - DS va DS - DS o'zgartkichlarda qo'llaniladi. Bir fazali past chastotali filtrlarning ayrim turlari 19.27 - rasmda keltirilgan. Filtrlar L va C elementlaridan tashkil topgan bo'lib, L elementi yuklamaga ketma - ket va C elementi parallel ravishda ulanadi. Bunday tartibda ulanishga asos - induktivlik elementi L garmonikalardan hosil bo'lgan yuqori chastotali kuchlanishlarga katta qarshilik ($R_L = \omega L$), va parallel ulangan S elementi - kichik qarshilik ($R_C = 1/\omega C$) bilan ta'sir etishidir. Ko'pchilik holatlarda L va C elementlar barobar ulanib, bir va ko'p zvenoli LC filtrlarni tashkil qiladi (19.27 c,d - rasm). Zvenolarning soni to'g'rilagichlarning chiqishidagi talab qilingan silliqlovchi koeffitsiyent S -ga bog'liqdir.

Silliqlovchi eng katta ta'sir qiluvchi pulsatsiyaning birinchi garmonikaga nisbatan silliqlovchi koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi:

$$S_I = q_{l\text{ kir}}/q_{l\text{ chiq}} = \frac{U'_{d1m}}{U'_d} : \frac{U_{d\text{ yuk } 1m}}{U_{d\text{ yuk}}} = \lambda S_{IF} \quad (19.84)$$

bunda: $q_{1 \text{ kir}}$, $q_{1 \text{ chiq}}$ – filtrlar uchun (19.10) ifodada keltirilgan kirish va chiqishdagi pulsatsiyaning birinchi garmonika uchun pulsatsiya koeffitsiyentlari;



19.27- rasm. Silliqlovchi filtrlarning tiplari

U_{d1m} , U_{dyuk1m} - filtrning kirishidagi va chiqishidagi (yuklamadagi) pulsatsiyalarning birinchi garmonikasining amplitudasi qiymati;

U_d^* , $U_{d \text{ yuk}}$ - filtrning kirishi va chiqishidagi kuchlanishning o‘zgarmas qismi;

λ – filtrning kirishidagi o‘zgarmas tok qismining chiqishidagi o‘zgarmas tokka nisbatan bo‘lgan qiymati, ya’ni o‘zgarmas tokni uzatish koeffitsiyenti.

Agarda filtrda o‘zgarmas tok kuchaytirilmasa, ya’ni $\lambda = 1$ bo‘lsa, tenglama (19.84) quyidagicha yozilishi mumkin:

$$S_{IF} = U_d / U_d^* \quad (19.85)$$

Elektr yuritma qurilmalarida asosan L - filtrlar qo‘llaniladi (19.27, a - rasm). Bu filtrlarda L_d elementini tanlash me’zoni I_d tokning har qanday rejimda uzluksiz holatini ta’minlashdan kelib chiqadi. 19.28, a - rasmda L filtrni kirishiga generatoridan U_{d1m}^* pulsatsiyali kuchlanish berilishi va chiqishda U_{d1m} pulsatsiyali kuchlanishni olinishi ko‘rsatilgan.

Kirxgoff qonuni bo'yicha rasmda ko'rsatilgan filtr uchun quyidagi tenglamani yozish mumkin :

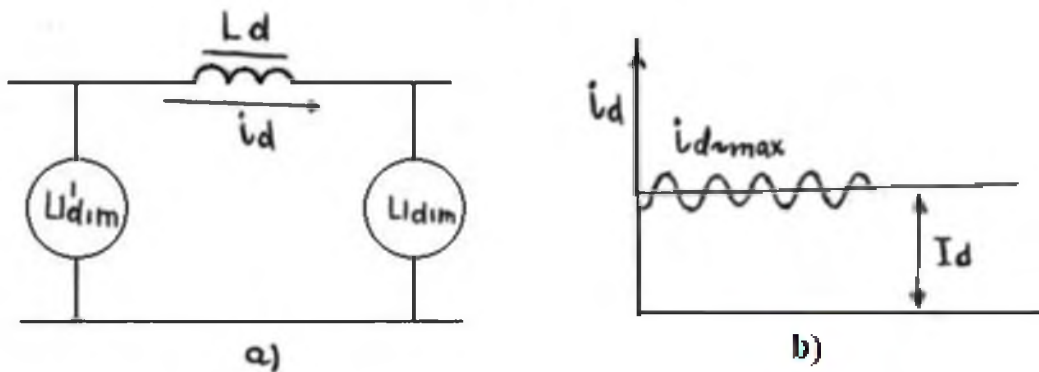
$$U_{d1m} - U'_{d1m} = i_{d \sim max} x_d \quad (19.86)$$

bunda 19.28, b - rasmdan:

$$i_{d \sim max} = i_d - I_d; \quad x_d = \omega_1 L_d; \quad \omega_1 = 2\pi f_{set} m \quad (19.87)$$

Keltirilgan (19.86) va (19.87) ifodalarni qo'llangan holda :

$$L_d = (U_{d1m} - U'_{d1m}) / 2\pi f_{set} m i_{d \sim max} \quad (19.88)$$



19.28-rasm Silliqlovchi L – filtrlarning uyanisn sxemasi

Ayrim vaziyatlarda (masalan, boshqariluvchi to'g'rilagichlarda ventillarning ochilish burchagi α kengayishi natijasida) tok $i_{d \sim max}$ minimal holatga $i_{d \sim min}$ ga tushishi mumkin. Bunda tok I_d ham minimal qiymati $I_{d \sim min}$ ga teng bo'ladi. Filtrning chiqishidagi tok I_d uzluksiz bo'lishi uchun tengsizlik sharti quyidagicha bo'lishi mumkin

$$I_{d \sim min} > i_{d \sim max} \quad (19.89)$$

Bu tengsizlik e'tiborga olinganida induktivlik L_d ni tanlash ifodasi (19.88) quyidagicha yozililadi:

$$L_d > (U_{d1m} - U'_{d1m}) / 2\pi f_{set} m I_{d \sim min} \quad (4,90)$$

Bir va ko'p fazali to'g'rilagichlar elektr yuritmalariidan tashqari ikkilamchi o'zgarmas tok manbalari vazifalarini ham bajarishlari mumkin. Bu rejimda ularning chiqishida silliqlovchi LC - filtrlar qo'llaniladi. Bir zvenoli filtrning L_d elementini tanlashda (19.88) va (19.90) ifodalardan

foydalanish mumkin. Parallel ulangan S elementni aniqlashda esa filtrlash S_F koeffitsiyentining quyidagi ko‘rinishidan foydalaniladi:

$$S_F = 1 + ZY \quad (19.91)$$

Bir zvenoli LC – filtrda $Z = j\omega L$, va $Y = j\omega C$ bo‘lgani uchun

$$S_F = m^2 \omega^2 LC - 1. \quad (19.92)$$

Yuqorida keltirilgan (19.90) ifodadan induktivlik L aniqlansa (19.92) dan element S aniqlanadi :

$$C = (S_F + 1) / m^2 \omega^2 L \quad (19.93)$$

Elementlar qiymati aniqlangandan keyin ularning turlari hamda tok va kuchlanish bo‘yicha ruxsat etilgan nom inallari tanlanadi.

Misol: hisoblangan $S = 10 \text{ mkF}$ bo‘lsa, ma’lumotnoma bo‘yicha unga mos ruxsat etilgan kuchlanish nominallari 50, 100, 400 Volt va h.k bo‘lishi mumkin. Ulardan bittasini tanlashda kommutatsiya jarayonidagi (ulanishdagi) kuchlanishlarning keskin oshib ketishi e’tiborga olinadi. Kuchlanishlarning keskin oshishidagi maksimal qiymatiga filtrning rezonans chastotasi bilan kirish chastotaning birinchi garmonikasi teng bo‘lganida erishiladi. Bu holatda filtrning chiqishidagi pulsatsiya koeffitsiyenti kirishdagidan katta bo‘lishi ham mumkin. Shu sababli quyidagi shartni saqlash talab qilinadi:

$$\omega_{rez} = \frac{1}{\sqrt{L_f S_F}} < \frac{\omega_1}{K_1}, \quad k_l = 2 - 3 \quad (19.94)$$

Bu shart bo‘yicha filtrning rezonans chastotasi kirish chastotaning 1- garmonikasidan 2 - 3 martaba kichkina bo‘lishi talab qilinadi. Demak, S_f uchun ma’lumotnomadan tanlangan kuchlanish aniqlangan $U_{d \max}$ dan 20 - 30 % katta bo‘lishi lozim.

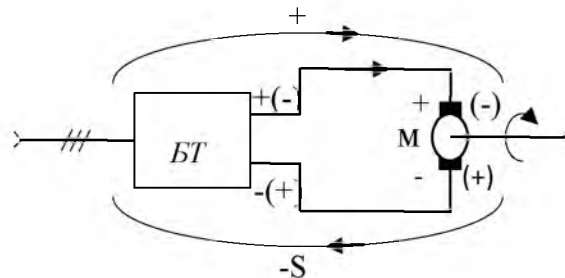
Ko‘p zvenoli LC filtrlar bir turdagi induktivlik L va sig‘im C elementlaridan tashkil qilinadi. Bu filtrlar uchun $L_1 = L_2 = L_n = L$ va $C_1 = C_2 = C_n = C$. Filtrlash koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi :

$$S_F = S_{F1} S_{F2} \dots S_{Fn} = (S_{F1})^n, \quad (19.95)$$

bunda: S_{F1} - birinchi zvenoning filtrlash koeffitsiyenti, n - zvenolarning soni.

19.15 Tarmoqqa bog'liq o'zgartkichlar

Elektrmexanik tizimlarning obyektlarida kuchlanishlar va toklar mos ravishda yo'naltirilgan bo'lsa, bu obyekt energiya ta'minot manbai hisoblanadi. Agar kuchlanish va toklar teskari yo'nalishda bo'lsa, obyekt energiyaning iste'mol qiluvchi, yoki yuklama obyekti hisoblanadi. Demak 19.29- rasmda keltirilgan boshqariluvchi to'g'rilagichlar va o'zgarmas tok dvigatellari sistemasida (BT-O'TD) har bir obyekt, ko'rsatilan ishoralariga ko'ra, ta'minot manbai yoki iste'molchi vazifalarini bajarishi mumkin.



19.29 - rasm. BT - O'TD sistemasida ulanishi

Bunda qavs ichidagi ishoralar davomida boshqariluvchi to'g'rilagichlar (BT) musbat yarim davrlar doirasida $\alpha < 90^\circ$ rejimida ishlab energiya manbai vazifasini bajaradi. O'zgarmas tok dvigatellari (O'TD) esa bu ishoralarda dvigatel rejimida ishlab, iste'molchi vazifasini bajaradi.

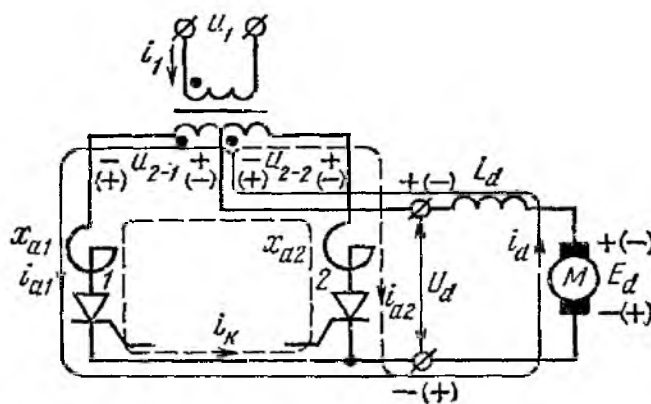
Qavs ichidagi ishoralarga erishish uchun O'TD - ga tashqaridan berilgan kuchlar natijasida yakorni teskari tomonga aylantiriladi. Bunda O'TD qutblaridagi ishoralarini o'zgartirib, generator rejimiga o'tish bilan manba obyektga aylanadi, BT esa generatorda ishlab chiqilgan energiyaning tarmoqqa uzatish rejimiga o'tib, iste'molchi obyektiga aylanadi.

BT larning iste'molchi rejimiga o'tib, energiyaning tarmoqqa uzatish rejimi elektron qurilmalarida inverterlovchi rejim hisoblanadi, shuning uchun ham bu rejimda ishlovchi o'zgartkichlar **inverterlar** deb aytiladi. Inverterlovchi rejim obyektlarning qutblaridagi ishoralar va o'zgartkichlar o'chirib yoqilishidagi tarmoq chastotasiga bog'liq

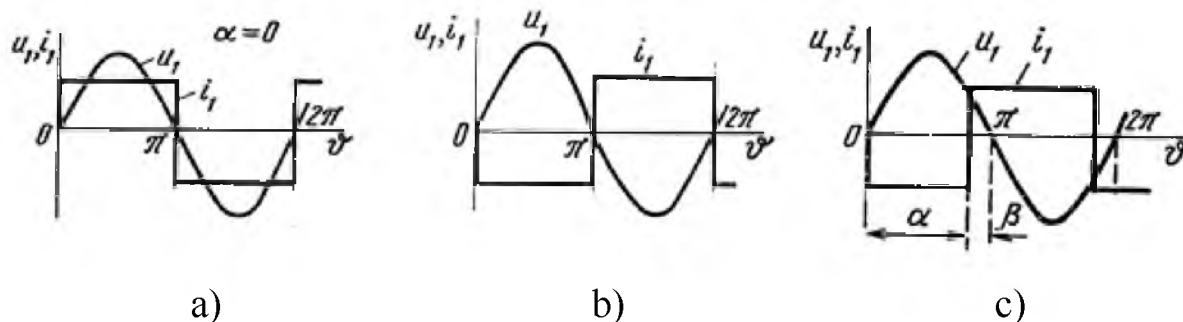
bo‘lganlari uchun ular tarmoqqa bog‘liq (ergashtirilgan) inverterlar yoki **bog‘liq inverterlar (BI)** deb aytiladi.

Bog‘liq inverterlardan tashqari alohida sinflarga ajratilgan o‘zgarmas tokni o‘zgaruvchiga aylantiruvchi yana bitta guruh inverterlari mavjud. Bu inverterlarni **avtonom inverterlar (AI)** deyilib. Ular bevosita o‘zgarmas tok tarmoqlari bilan bog‘lanmasdan avtonom energiya manbalari yoki to‘g‘rilagichlar orqali tarmoqdan olingan energiyalar ta’sirida ishlaydi.

O‘TD ni bir fazali noli chiqarilgan to‘g‘rilagichlar bilan boshqarishdagi tug‘rilagich rejimidan inverter rejimiga o‘tish jarayonini ko‘rib chiqamiz (19.30- rasm).



19.30 - rasm . Bir fazali BI noli chiqarilgan sxemasi



19.31 - rasm. O‘zgartkichlardagi kuchlanish va toklarning diagrammalari

Vaqt diagrammasi 19.31 a - rasmda $\alpha = 0^0$ bo‘lganida, tok va tarmoq kuchlanishi yo‘nalishlarining mosligi uchun motor M iste’molchi rejimida ishlaydi. Bu rejimda motorga 19.30 - rasmda ko‘rsatilgan qavs ichidagi ishoralar bo‘yicha kuchlanish U_d qo‘yilgan.

19.31 b - rasmda motor M elektr energiya manbai, va o‘zgaruvchan tok tarmog‘i - iste’molchi sifatida ishlaydi. Motorning

generator rejimida ishlashiga, E_d ning qavssiz ko'rsatilgan ishoralari to'g'ri keladi.

O'zgartkich sxemani inverterlovchi rejimida ishlashining asosiy xususiyatlaridan biri transformatorlarning ikkilamchi chulg'amlari manfiy ishorali kuchlanishda bo'lganida ham tiristorlar ochiq holatda bo'lishi lozim. Ya'ni, 19.30- rasmda tiristor 2 kuchlanish u_{2-2} ning manfiy ishorasida, tiristor 1 - u_{1-2} ning manfiy ishorasida ochiq bo'lishi talab qilinadi.

Tiristorlar ochilishining shu ketma-ketligida transformatorning ikkilamchi chulg'amlari drossel L_d orqali o'zgarmas tok manbaiga ulanadi, va natijada o'zgarmas tok i_d ni o'zgaruvchan tok i_l ga aylanishi va uning energiyasini tarmoqqa uzatishga erishiladi.

19.31 a,b- rasmlarda keltirilgan rejimlarda $\alpha = \pi$ sharti qo'yilgan. Ammo, oldingi ishlayotgan tiristorning yopilishi keyingi tiristorning ochilishi davomida ularga transformatorlarning ikkilamchi chulg'amlari tomonidan teskari kuchlanish berilishi talab qilinadi. Shu sababli navbatchi tiristorning ochilish sharti $\alpha = \pi - \beta$. Ya'ni α burchak π burchakdan kichkina bo'lib, tiristorning o'z holatini tiklash burchagi β bilan farq qiladi. Shuning uchun BI larni rostlash tiristorlarning tiklanish burchagi β dan boshlab chap tomonga hisoblanadi. Bunda burchak $\beta = \pi - \alpha$ **o'zuvchi** burchak deb aytiladi.

Shunday qilib 19.30 - rasmda keltirilgan sxemani to'g'rilagich rejimidan inverterlovchi rejimga o'tkazish uchun: o'zgarmas tok manbaini to'g'rilagich rejimidagi ishoradan teskari ishoraga o'tkazilishi va transformatorning ikkilamchi chulg'amlari kuchlanishlarning manfiy ishorasida tiristorlar tokini o'zuvchi burchak β bilan ochilishini ta'minlash talab qilinadi. Keltirilgan shartlar 19.32 - rasmdagi vaqt diagrammalarini tuzishda qo'llanilgan. Bu diagrammalarda 19.31 - rasmda keltirilgan bir fazali bog'liq inverterlarning ishlash jarayoni aks ettirilgan.

Vaqt diagrammalari $L_{yu} = \infty$ uchun tuzilgan. Agar sxemada manbaning aktiv qarshiligi inobatga olinmasa, generatorning E.Yu.K kuchlanish U_d ni o'rtacha qiymatini to'liq saqlaydi, ya'ni $U_d = E_d$ kuchlanish U_d ning o'rtacha qiymati to'g'rilagich rejimiga nisbatan manfiy ishoraga ega.

Kommutatsiya jarayonidagi kuchlanishlar bu yerda U_d ning absolyut qiymati oshishi bilan ko‘payadi. Agar $\gamma = 0$ bo‘lsa, 19.32 a-rasmga ko‘ra kuchlanish U_d uchun quyidagi ifodalarni yozish mumkin:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\beta}^{2\pi-\beta} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t . \quad (19.96)$$

Bundan:

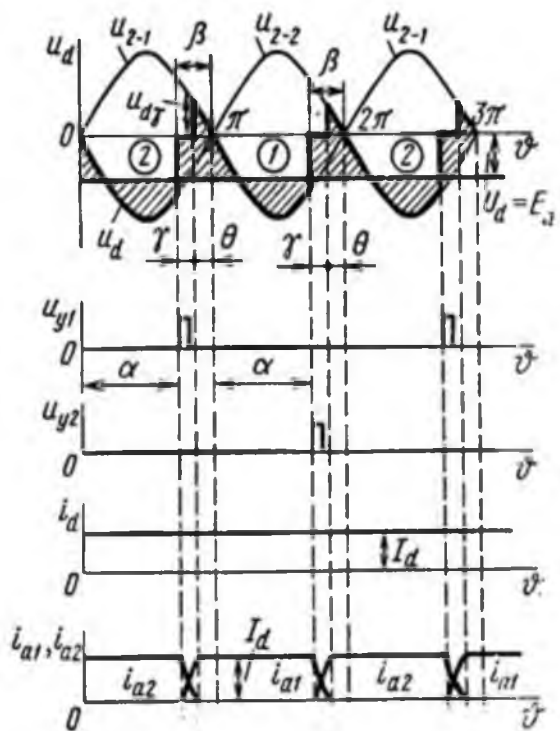
$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \beta , \quad (19.97)$$

yoki

$$U_d = U_{d0} \cos \beta < \quad (19.98)$$

bu yerda

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2 . \quad (19.99)$$



19.32 – rasm. Bir fazali BI ning ishlashidagi vaqt diagrammasi

Ifadalar (19.98) va (19.51) solishtirish natijasidan ko‘rinib turibdiki, α burchakni β ga almashtirish natijasida $\gamma = 0$ bo‘lganida invertorning kuchlanishi to‘g‘rilagichlarning kuchlanishi U_d ifodasi bilan aniqlanadi. 19.33a - rasmda tarmoqqa bog‘langan invertorning

umumlashtirilgan rostdash xarakteristikasi ko'rsatilgan. Bu xarakteristikaga ko'ra α burchak 0 dan $\pi/2$ gacha o'zgarishi davomida o'zgartkich boshqariluvchi to'g'rilagich rejimida, va α burchak $\pi/2$ dan $\pi - \beta_{min}$ gacha invertorlovchi rejimda ishlashi ko'rsatilgan.

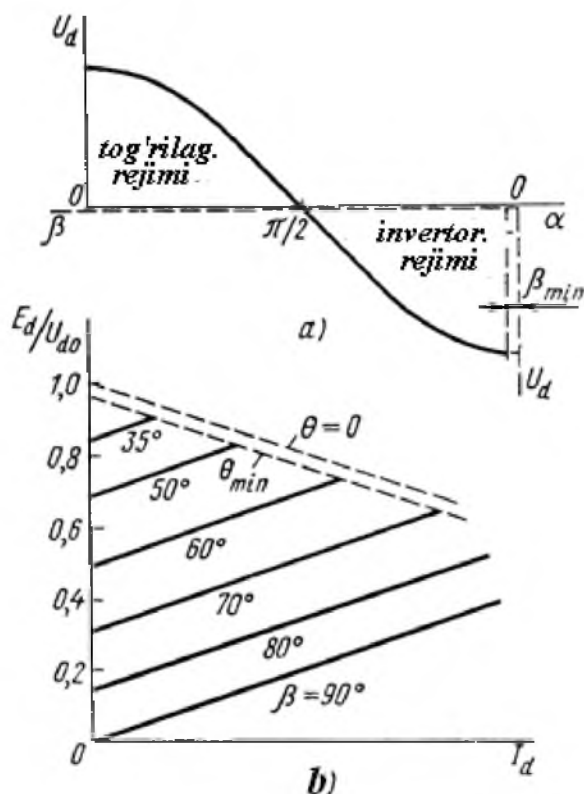
19.33- rasmdan aniqlangan kommutatsion kuchlanishning o'rtacha qiymati $U_{d\gamma}$ quyidagicha ifodadan topiladi:

$$U_{d\gamma} = \frac{I_d}{\pi} x_a \quad (19.100)$$

Bu ifoda hisobga olinganda

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos\beta + \frac{I_d}{\pi} x_a \quad (19.101)$$

Olingan ifoda (19.101) invertorni ta'minlovchi kuchlanish E_d uning toki I_d bilan bog'lovchi invertorning kirish xarakteristikasi deyiladi. Invertorning kirish xarakteristikasining tenglamasi boshqariluvchi to'g'rilagichlarning tashqi xarakteristikasidan β parametrini kosinusning



19.33 rasm. Invertorning a) rostdlovchi va b) kirish xarakteristikalari

argumentiga kirishi bilan va kommutatsion kuchlanishlarni inobatga oluvchi a'zosi oldida «+» ishora bilan ajralib turadi. Bunda kommutatsion

kuchlanishtok tok I_d ning oshishi bilan E_d va U_d larning oshishiga olib keladi. To'g'rilagichlarda bu bog'lanish teskari bo'ladi. Grafik shaklida invertorlarni kirish xarakteristikalari parallel ketgan to'g'ri chiziqlar bilan β burchakning turli qiymatlarida 19.33 b- rasm da ko'rsatilgan.

19.16 O'zgarmas tok yuritmalarini boshqaruvchi tiristorli o'zgartkichlar

Avtomatlashtirilgan elektr yuritmalarida o'zgarmas tok dvigatellari (O'TD) tezligini boshqarish masalalari muhim ahamiyatga ega.

O'TD ni boshqarish uchta usul bilan amalga oshirilishi mumkin:

- 1) qo'zg'atish chulg'aming tokini o'zgartirmasdan, yakorga beriladigan kuchlanishni o'zgartirish bilan;
- 2) qo'zg'atish chulg'ami tokini o'zgartirish bilan;
- 3) yakorning kuchlanishi bilan qo'zg'atish chulg'ami tokini barobariga o'zgartirish (kombinatsiyali boshqarish).

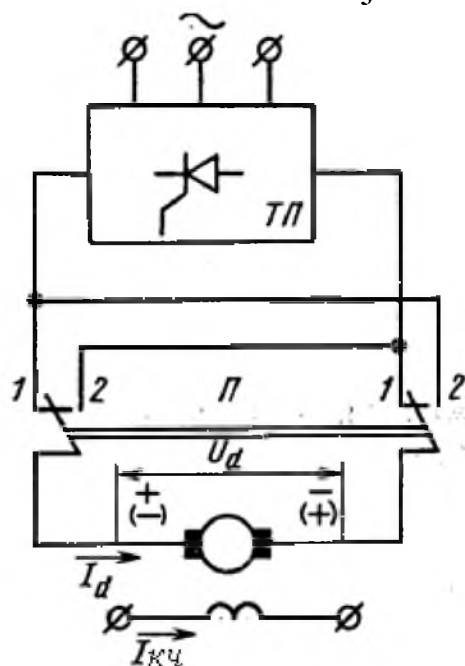
Yakorning kuchlanishi yoki qo'zg'atish chulg'amini toki boshqariluvchi to'g'rilagichlar bilan o'zgartiriladi. Shuni aytib o'tish kerak-ki, qo'zg'atish chulg'ami tomonidan boshqarilganda boshqariluvchi to'g'rilagich kichkinaroq quvvatga mo'ljallanib, uning massasi, gabaritlari va narx-navo ko'rsatkichlari ancha yaxshilanadi. Ammo, doimiy vaqt ko'rsatkichlari katta bo'lganligi sababli bu boshqarishda dinamik ko'rsatkichlari yakor zanjiri tomonidan boshqarishga nisbatan katta inersiya bilan amalga oshiriladi.

Avtomatlashtirilgan o'zgarmas tok elektr yuritmasi BT – O'TD sistemadan iborat bo'lib, uning tarkibiga turli rejimlarni ta'minlovchi qurilmalar kiradi. Rejimlardan dvigatelni ishga tushirish, tezlatish, tormozlash, reverslash, (harakat yo'nalishini o'zgartirish) teskari yo'nalishdagi harakatini tormozlash, ishlash rejimlarini stabillash va h.k rejimlar bo'lishi mumkin. Ta'minlovchi qurilmalar tarkibiga boshqarish siste'mollari, filtrlar, datchiklar, kuchaytirgichlar va teskari bog'lanishni ta'minlovchi turli qurilmalar kiradi.

Yakor zanjiriga ulangan o'chirib yoquvchi kontaktorli O'TD ni reversiv elektr yuritmani qo'zg'atish induktivlik $L_{kch} = \textit{sonst}$ va yakorga beriluvchi kuchlanish $U_{ya} = \textit{var}$ bo'lganidagi struktura sxemasi 19.34 -

rasmda keltirilgan. Bu sxemada to‘g‘rilash va invertorlash rejimlari kontaktorlarning holatini o‘zgartirish bilan amalga oshiriladi.

Keltirilgan to‘g‘rilagich va invertor rejimida almashib ishlovchi sxemani (19.33 – rasm) umumlashtirilgan ko‘rinishga keltirib, (19.34 – rasm) reversiv tashqi xarakteristikasini ko‘rib chiqamiz. Rostlash davomida mustaqil qo‘zg‘atish xarakteristikasi $M = F(n)$ yakorga berilgan kuchlanish va yuklamanig o‘zgarishi bilan aniqlangani uchun tahlilda qo‘zg‘atish toki $I_{kch} = const$, $n \sim U_d$, $M \sim I_d$ shartlari qabul qilinadi. Bu shartlar bo‘yicha umumlashtirilgan koordinatalar to‘rtta kvadrantlardan iborat bo‘lib, ulardagi kuchlanish $U(n)$ va toklar $I(M)$ yo‘nalishlari musbat va manfiy ishorali bo‘lishi mumkin. Grafikni I va II kvadrantlarida tok va kuchlanishning ishoralari bir xil bo‘lganligi sababli ularda to‘g‘rilagich rejimlari va I va IV kvadrantlarda ishoralar turli bo‘lganligi uchun – invertorlovchi rejim amalga oshiriladi.

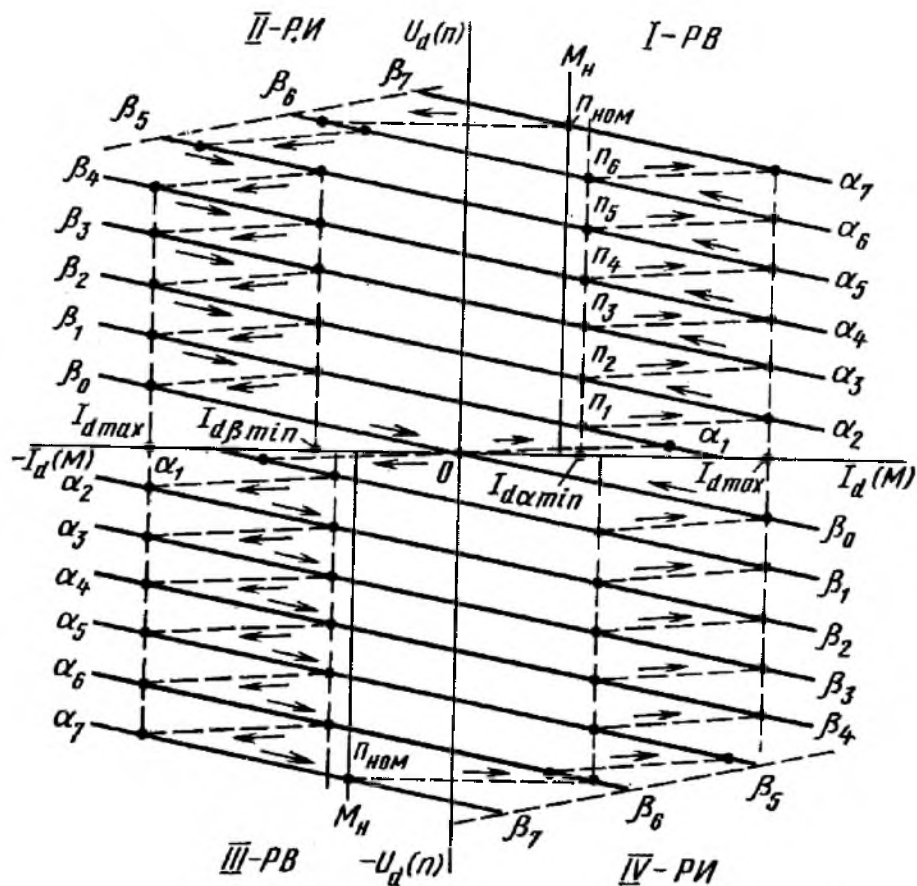


19.34 –rasm. Reversivli tiristor o‘zgartkichining struktura sxemasi

To‘g‘rilagich rejimida o‘zgartkich sxemasi kontaktor P 1- nuqtaga ulanishi bilan ishga tushirish rejimidan boshlanadi. Bunda burchak $\alpha = 90^0$ - ga yaqin bo‘lgan qiymatidan, ya’ni U_d eng past bo‘lgan qiymatdan boshlab O‘TD to‘g‘ri yo‘nalishda aylanish tezligini oshirib boshlaydi (19.34-rasmda qavssiz ishoralar). Bu rejimda tezlikni oshirish α burchakni kamaytirib kuchlanish U_d ni oshirish bilan o‘tkaziladi. 19.35- rasmda bu

jarayon α_1 dan boshlanib, $\alpha_2, \alpha_3 \dots \alpha_7$ gacha davom etadi. Burchak α o'zgarishi davomida aylanish tezligi n va to I_d o'zgaradi. Yako'ring induktivligi ta'sirida tezlik n to'g'ri chiziq bilan o'zgarib, grafikda punktir bilan ko'rsatilgan. Yakor toki I_d ning o'zgarishi tok datchik orqali I_{dmax} bilan chegaralanadi.

Shunday qilib yuritmani I-chi kvadrantida to'g'rilagich rejimda ishlashida O'TD ning aylanish tezligi pog'onali o'zgartirish bilan nominal qiymatiga n_{nom} yetkaziladi va keyinchalik ma'lum vaqt davomida nominal aylanish tezligi bilan yuklama boshqariladi. Ishga tushirish rejimidagi tokning o'sishi qancha keskin oshirilsa, chegaralovchi tok I_{dmax} ning qiymatini shuncha kamaytirish mumkin. Agar o'sish toki yetarli darajada bo'lsa, O'TD ning aylanish tezligi tok $I_{d\alpha min}$ dan boshlanib, U_d o'qiga parallel chiziq bilan n_{nom} ga qisqa vaqt davomida erishishi mumkin.



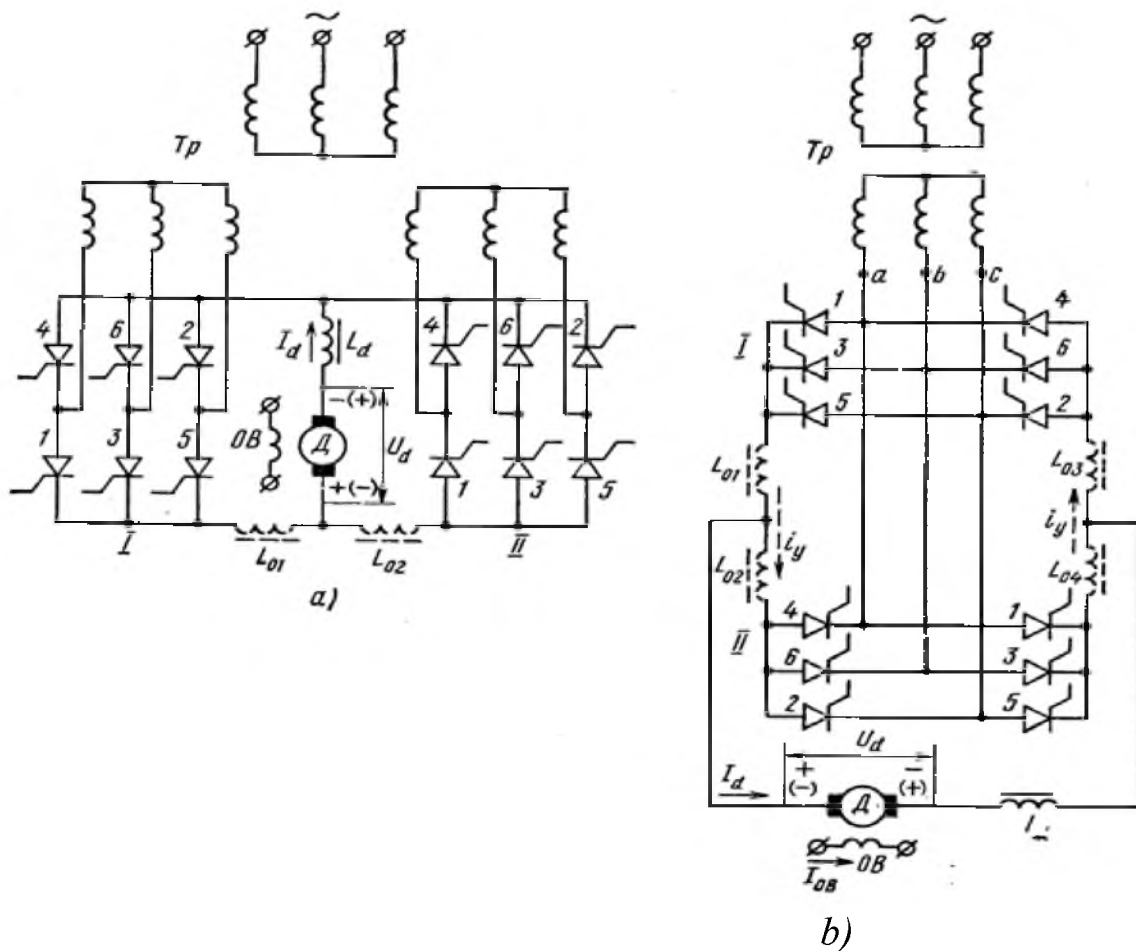
19.35- rasm. O'zgarimas tokning reversiv tiristorli o'zgartkichining birlashtirilgan tashqi xarakteristikasi

Tormozlash rejimida kontaktor P 2 - holatga o'tkazilishi natijasida O'TD da yig'ilgan energiya ta'minot manbaiga qaytarish rejimiga, ya'ni invertorlash rejimiga o'tadi. Bu rejimda O'TD ning inersiyasining ta'sirida ishchi nuqta I kvadrantga o'tkazilib, burchak $\alpha > \pi/2$ bo'lib, elektr yuritma boshqaruvchi burchak $\beta = \pi - \alpha$ bilan aniqlanadi. Bunda O'TD generator rejimiga o'tishi natijasida tormozlash momenti hosil bo'lib, tok I_d va kuchlanish U_d pog'onali uslubda nolgacha kamayib, dvigatelni to'xtashga olib keladi.

Keyinchalik, kontaktor P 2 – holatda saqlab qolinib, α burchak noldan boshlab oshirilsa, O'TD teskari aylanish (revers) rejimiga o'tadi. Bu rejimda ham ishga tushirish jarayoni, berilgan vaqt davomida nominal tezlikda ishlash jarayoni, tormozlash uchun II kvadrantdan IVga o'tish jarayoni va nihoyat, IV kvadrantda O'TD ni to'xtatish jarayoni yuqorida keltirilgan I va II kvadrantdagi o'tish jarayonlaridan farq qilmaydi.

Ko'rilgan sxema kontaktorli bir o'zgartkichli sxema bo'lib, uning asosiy kamchiligi unda kontaktorning mavjudligi. Kamchilikni bartaraf qilish sxemalarni qarshi - parallel va chatiluvchi sxemalar (19.36 - rasm) orqali amalga oshiriladi. Uch fazali ko'prik sxemalardan tashkil topgan bu I va II tiristor guruhleri reversiv o'zgartkichlar bo'lib, to'g'rilovchi va invertorlovchi rejimlarda almashib ishlaydi. B u tipdagi o'zgartkichlarda boshqarish ikki uslubda olib borilishi mumkin. Birgalikda boshqarish va alohida boshqarish.

Birgalikda boshqarishda boshqaruvchi impulslar ikkala guruhlarga ham barobar beriladi, lekin bir guruhga to'g'rilagich rejimida berilsa, ikkinchisiga invertorlovchi rejimda beriladi. Alohida boshqarish uslubida boshqaruvchi signallar ajratilgan vaqt davomida energiyani o'zgartirish rejimida ishlovchi o'zgartkichlarga beriladi. Rasmlarda ko'rsatilgandek har ikkala o'zgartkichlarning ishlash rejimlari biri biridan tekislovchi reaktorlar L_{01} L_{02} bilan ajralib turadi.



19.36 rasm Reversiv o'zgartkichlarning a) chatiluvchi (perekrestniy) b) qarama - qarshi – parallel ulangan sxemalari

Nazorat savollari

- 1) Bir fazali to'g'rilagichlarning sinflanishi qanaqa prinsiplar bo'yicha o'tkaziladi?
- 2) Bir fazali to'g'rilagichlar qanday ishlaydi?
- 3) Bir fazali to'g'rilagichlarning qanday sxemalarini bilasiz?
- 4) Bir fazali ko'priksimon to'g'rilagichlarda tok va kuchlanishlar qanday bog'langan?
- 5) Boshqaruvsiz uch fazali to'g'rilagichlarda teskari kuchlanishlar amplitudasi nimaga teng?
- 6) Uch fazali boshqaruvsiz ko'priksimon to'g'rilagichlarning pulsatsiya koeffitsiyenti qanday aniqlanadi?
- 7) To'g'rilagichlarning kirish va chiqish ko'rsatkichlariga qanday parametrlar kiradi?
- 8) Kommutatsion jarayonlar nimaga bog'liq va qanday aniqlanadi?

9) Tashqi xarakteristikalarini qurish uchun qanday ko'rsatkichlar qo'llaniladi?

10) Yuklamaning xakteri tokning shakliga nima uchun va qanday ta'sir qiladi?

11) Bir fazali to'g'rilagichlarda pulsatsiya chastotasi deb nimani tushunasiz?

12) $\cos \varphi$ burchakni bir fazali to'g'rilagichlarning rostlash va tashqi xarakteristikalariga bo'lgan ta'sirini tushuntiring.

13) Uch fazali nolli va ko'prik to'g'rilagichlarning chiqish kuchlanishlarining farqlari nimadan iborat?

14) To'g'rilagichlarda toklar va kuchlanishlar orasidagi asosiy ifodalar qanday aniqlanadi?

15) Nimaga ventillar uchun tokning o'rtacha va amplituda qiymatlari aniqlanadi, vaholanki transformator uchun tokning faqat effekiv qiymati aniqlanadi?

16) Ideal bo'lmagan ventil va transformatorlarning parametrlari qanday hisoblanadi?

17) To'g'rilagichning tashqi xarakteristikasiga induktivlikning ta'sirini tasvirlang?

18) Asosiy ko'rsatkichlar bo'yicha bir fazali to'g'rilagichlarning sxemalari qanday farqlanadi?

19) Boshqariluvchi to'g'rilagichlarning qo'llanish sohasini ta'riflang;

20) Bir fazali boshqariluvchi to'g'rilagichlarni boshqarish tizimlari qanday bloklardan tashkil topgan?

21) Bir fazali boshqariluvchi to'g'rilagichlarning ko'priksimon sxemasining afzalligi nimadan iborat?

22) Boshqariluvchi uch fazali to'g'rilagichlarning chiqish parametrlarini ta'riflang;

23) Boshqariluvchi uch fazali to'g'rilagichlardagi kommutatsion jarayonlarni ta'riflang;

24) To'g'rilagichlarning rostlash rejimlariga yuqori garmonikalarining ta'siri nimadan iborat?

25) To'g'rilagichlarni foydali ish koeffitsiyentini ta'riflang;

26) Filtrlarning qanaqa sxemalarini bilasiz?

20. AVTONOM INVERTORLAR (DC-AC O'ZGARTKICHLAR)

20.1 Avtonom invertorlar turlari va qo'llanish sohalari

Avtonom invertorlarning vazifasi o'zgarmas tokni (kuchlanishini) o'zgaruvchan tokka (kuchlanishga) aylantirishdan iborat. Invertor qurilmalari kalit rejimida ishlaydigan elektron asboblardan tuzilgan strukturalardan tashkil qilinadi. Kalit sifatida avtonom invertorlarda tranzistorlar, bir operatsion va ikki operatsion tiristorlar qo'llanadi. Zamonaviy qurilmalarda tiristorlar, katta quvvatli bazasi izolyatsiya qilingan bipolyar tranzistorlar (IGBT) va ular asosidagi modullar ham keng qo'llanilmoqda.

Qo'yilgan vazifalarga ko'ra avtonom invertorlar kuchlanish avtonom invertorlari (KAI), tok avtonom invertorlari (TAI) va rezonans rejimda ishlaydigan rezonans avtonom invertorlariga (RAI) ajratiladi [4,9,11].

Bir fazali ko'prik sxemasi asosida qurilgan avtonom invertorlarning sxemalari va ishlash diagrammalari 20.1- rasmda keltirilgan.

KAI larda (20.1, *a* - rasm) ta'minot manbai E ideal kuchlanish manbai hisoblanadi. Manba E ning ideal kuchlanish manbai holatiga keltirish uchun unga parallel qilib qiymati katta bo'lgan sig'im C ulanadi. Sxemaning birinchi yarim davrida T_1, T_2 va ikkinchi yarim davrida T_3, T_4 tiristorlarning kema- ket ishlashi natijasida yuklamada ikki qutbli to'g'ri burchak shaklidagi kuchlanish hosil bo'ladi (20.1, *b* - rasm). Tokning shakli esa yuklamaning turiga ko'ra har xil eksponentalar ko'rinishida bo'lishi mumkin.

Agar bu sxemada kalitlar vazifasini bir operatsion tiristorlar bajarsa, unda ularning yopilishi uchun tarkibiga yuqorida keltirilgan kommutatsiyalovchi qurilmalar kiritiladi. Ikki operatsion boshqariluvchi tiristorlar yoki tranzistorlar qo'llanilsa, unda kommutatsiya qurilmalari qo'shilmaydi.

TAI larda (20.1, *b* - rasm) ta'minot manbi tok manbai rejimida ishlashini ta'minlash uchun kirish qismiga qiymati katta bo'lgan induktivlik L va yuklamaga parallel qilib sig'im C ulanadi. Kirishdagi katta qiymatli induktivlik manba tokini faqat bir tomonga yo'nalishini ta'minlaydi desak, unda yuklamaga ulangan sig'im invertorning diagonal

nuqtalariga nisbatan tokining keskin o'zgartirib, to'g'ri to'rtburchak shaklida va kuchlanishning eksponenta bo'yicha o'zgarishini ta'minlaydi (20.1, *d* - rasm). Ishlash davomida navbatdagi juftlik tiristorlar ulanishi bilan kondensatorda yig'ilgan energiya ochiluvchi va yopiluvchi tiristorlarning zanjiri bo'ylab razryadlanish natijasida ishlayotgan tiristorlarning yopilishiga olib keladi. Bu jarayon kondensatorli kommutatsiya deyiladi va faqat bir operatsion tiristorlar qo'llanganida o'rinli bo'ladi. Tranzistorli boshqariluvchi elektron asboblari qo'llansa, bu invertorlar KAI rejimiga o'tadi.

RAI larda (20.1, *e* - rasm) kondensator yuklamaga ketma - ket yoki parallel ulanishi mumkin. Ishlash jarayonida ta'minot manbai va induktivlik konturida kondensatorning tebranuvchi zaryadlanishi va razryadlanish natijasida zanjirdagi tok sinus shakliga yaqin bo'ladi (20.1, *k* - rasm). Induktivlik vazifasini yuklamaning induktivligi ham bajarishi mumkin. RAI asosan bir operatsion tiristorlar asosida yig'iladi. Tokni (kuchlanishni) vujudga keltirish bilan birga kondensator C_k tiristorni yopish vazifasini ham bajaradi.

Avtonom invertorlar qo'llaniladigan asosiy sohalar:

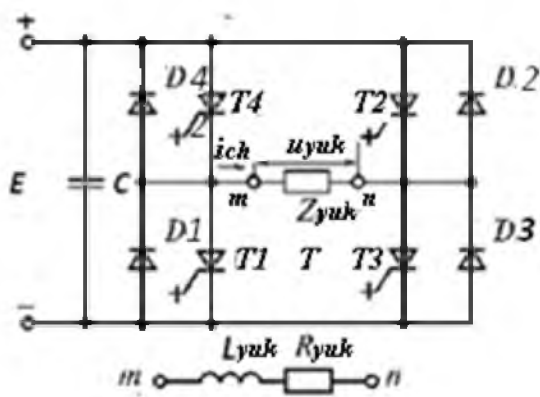
1. Ta'minot manbai akkumulyator batareyasi bo'lganida (KAI, TAI) - elektr aloqa qurilmalarida, hisoblash texnikasida, avtomatika, transport vositalarida. O'zgaruvchan tokning ikkilamchi manbai sifatida (RAI, TAI) chastota o'zgartirichlarida metallurgiya sohalarida.

2. O'zgaruvchan va o'zgas tok elektr yurtmalarida - motorlarning ishga tushirish, tormozlash, rekuperatsiya rejimlarini amalga oshirishda (KAI, TAI, RAI).

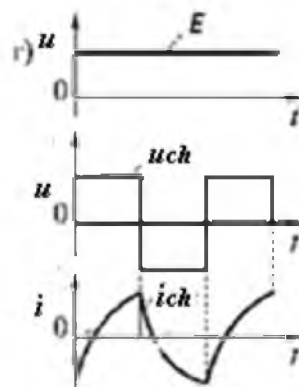
3. Elektrotermiya sohasida - o'zgaruvchan tokning chastotasini oshirish bilan metallarni eritish, qizdirish va qayta ishlov berish texnologiyalari sohalarida (TAI, RAI);

4. Standart tarmoq elektr energiyasini talab qilingan chastotali o'zgaruvchan tokka aylantiruvchi qurilmalarda (KAI, TAI, RAI);

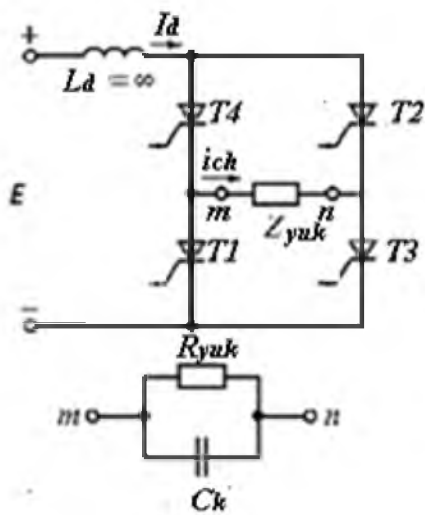
5. Elektr energiyasini ishlab chiqish va masofaga uzatish sohalarida KAI, TAI.



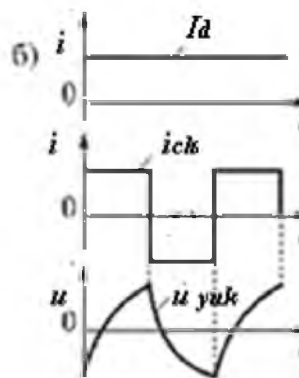
a)



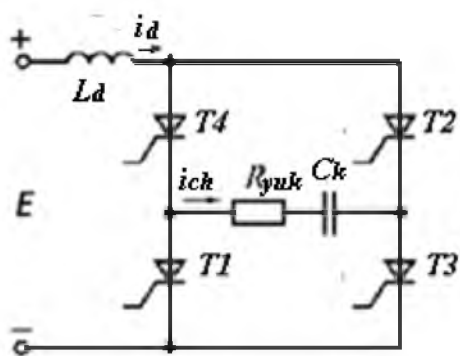
b)



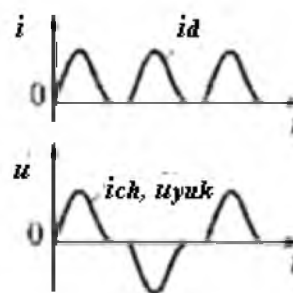
c)



d)



e)



k)

20.1- rasm. Bir fazali invertorlarning sxemalari va diagrammalari:
a, b) KAI; c,d) TAI; e,k) RAI.

Bulardan tashqari qishloq va xalq xo'jaligining turli sohalarida keng qo'llanish imkoniyatlari mavjud.

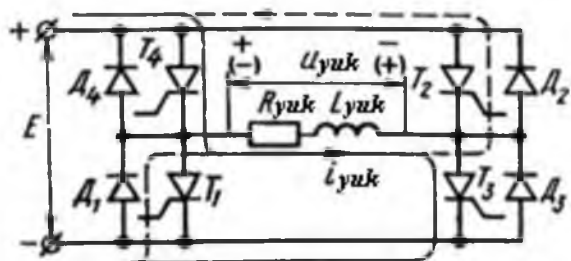
20.2 Bir fazali KAI ning ishlash prinsipi va rostlash usullari

KAI larning tahlilini soddalashtirish uchun quyida ko'riladigan sxemalarda kommutatsion elementlar keltirmasdan faqat bir operatsion tiristorlarning o'zi ko'rsatilgan. Bu soddalashtirish tranzistorli invertorlarni va bir yoki ikki operatsion tiristorli KAI larning chiqish kuchlanishini shakllantirish va rostlanishini bir nuqtai nazardan tahlil qilishga imkoniyat beradi.

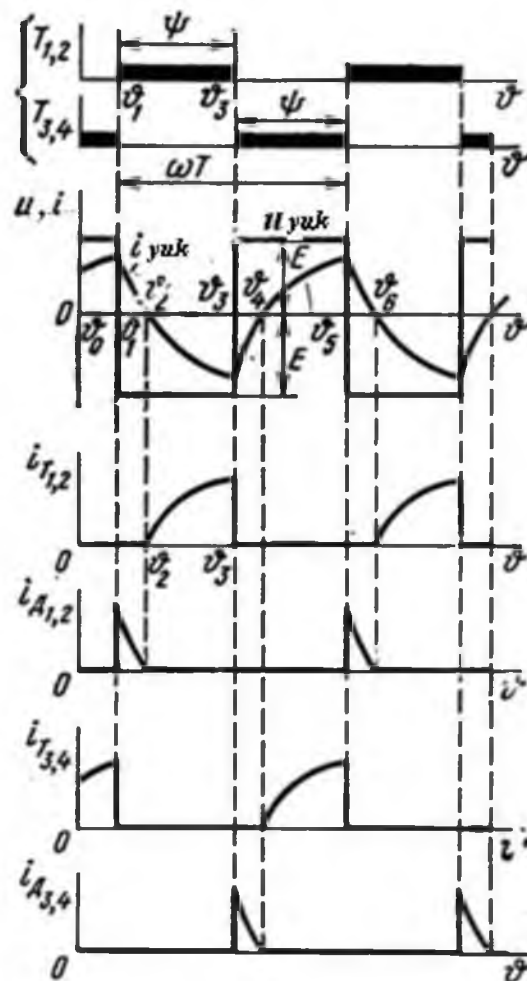
Bir fazali KAI ning sxemasi 20.2 - rasmda va aktiv - induktiv yuklamaga ishlash diagrammasi 20.3 - rasmda keltirilgan. Bu sxemada T_3 va T_4 tiristorlar 180° davomida ochiq holatda bo'lib, chiqishda ikki qutbli (20.2 - rasmda ishoralar qavssiz ko'rsatilgan) to'g'ri burchak kuchlanish hosil qilingan. Bunda aktiv – induktivlik yuklama toki simmetrik eksponenta ko'rinishida yuklama doimiysi $\tau = L_{yu} / R_{yu}$ bilan aniqlanadi.

Diagrammada (20.3 - rasm) ko'rsatilishi bo'yicha navbatdagi T_1 va T_2 tiristorlarga \mathcal{I}_1 momentida ochilish impulslari berilishi bilan yuklamaga manba kuchlanishi E teskari ishora bilan ulanadi (20.2 - rasm). Bu ulanishda diodlar D_1 va D_2 ochilib, ulardan aktiv – induktivlik yuklamada yo'nalishini saqlab qolgan tok o'tib, (diagrammada punktir bilan ko'rsatilgan tok) induktivlikda yig'ilgan energiya manba E ga qaytadi. Tiristorlar ochilib, ulardan tok o'tishi \mathcal{I}_2 nuqtadan boshlab interval \mathcal{I}_3 gacha (yuklama tokining nol nuqtadan o'tishigacha) davom etadi.

Keltirilgan tahlilning xulosasi shundan iboratki, KAI ning aktiv-induktivlik yuklamada ishlashida har bir kommutatsiya momentidan boshlab birinchi navbatda, yuklama tokining nolgacha tushish davomida, teskari ulangan diodlar ishlaydi va keyinchalik $\mathcal{I}_2 - \mathcal{I}_3$ intervalida tiristorlar ochilib, yuklama tokining yo'nalishi o'zgaradi (20.2 - rasm).



20.2 – rasm. KAI ning bir fazali ko‘prik sxemasi



20.3 – rasm. Bir fazali KAI ning ishlash diagrammasi

KAI chiqishida olingan ikki qutbli to‘g‘riburchak kuchlanishlarni sinus shakliga aylantirish jarayoni ulardan birinchi garmonikani ajratib olish bilan amalga oshiriladi. Chiqishdagi to‘g‘riburchak impulslarni Furiye qatoriga yoyish bilan birinchi va yuqori garmonikalarining nisbiy qiymatlarini quyidagicha aniqlash mumkin:

$$U_{yu}(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \left(\sin\omega + \frac{1}{3} \sin 3\omega + \frac{1}{5} \sin 5\omega + \dots + \frac{1}{\nu} \sin \nu\omega \right) \quad (20.1)$$

Bu ifodadan birinchi garmonikaning amplitudasi

$$U_{yum(1)} = \frac{4E}{\pi} \sin\omega = 1,27E \quad (20.2)$$

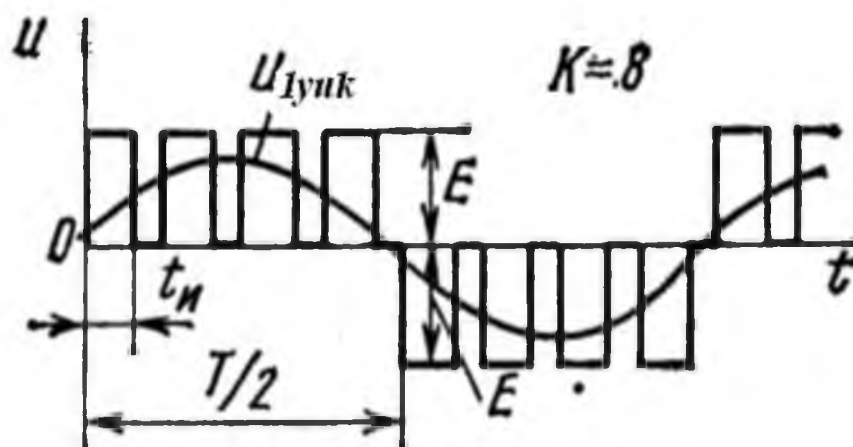
Va effektiv qiymati

$$U_{yu(1)} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}E = 0,9E \quad (20.3)$$

Ifoda (20.1) dan birinchi garmonikaga nisbatan uchinchi garmonikasi 33,3% , beshinchisi – 20% va yettinchisi - 14,3% tashkil qiladi. Chiqish kuchlanishining yuqori garmonikalarini ajratib olish uchun inverter va yuklama orasiga filtrlar o'rnatilishi talab qilinadi.

Bu usul qo'llanganda chiqish kuchlanishining qiymatini o'zgartirishni faqat kirisdagi ta'minot manbai E ni o'zgartirish bilan amalga oshirish mumkin. Maxsus adabiyotlarda bu usul inverterlarning amplitudaviy rostdash usuli deb aytiladi.

Amplitudaviy usuldan tashqari o'zgartkich texnikasida kuchlanishlarni rostdashda chiqishdagi impulslar kengligini boshqarish bilan rostdash usuli ham keng qo'llaniladi. Bu usul impuls kengligini rostdash (IKR) va impuls kengligini modulyatsiyalash (IKM) bilan bajariladi. Bularning farqi - birinchisida impulsning kengligini o'zgartirish to'g'ri chiziq qonuni bo'yicha o'tkazilsa, ikkinchisi - ixtiyoriy qonun bo'yicha o'tkaziladi. Ixtiyoriy qonunni tanlash (sinus, uchburchak, trapetsiya va h.k.) yuqori chastotali garmonikalar ta'sirini minimumga yetkazishdan kelib chiqadi.

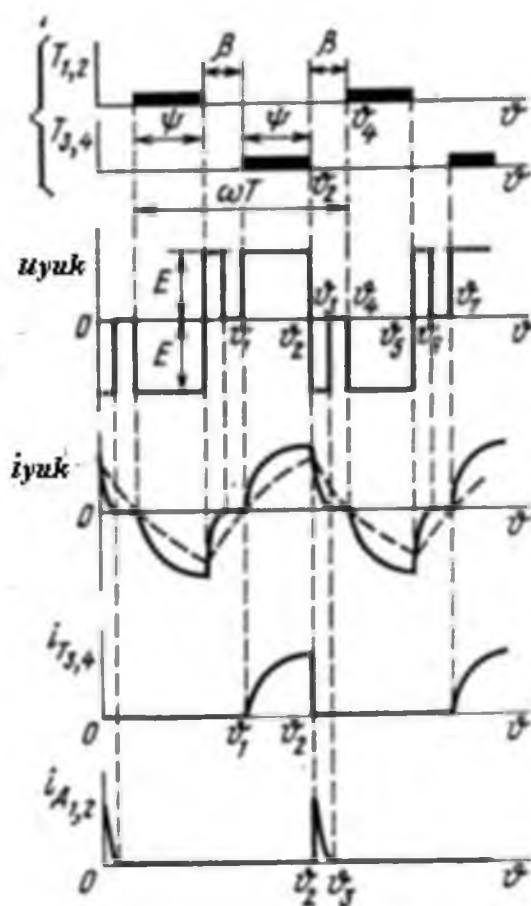


20.4 – rasm. KAI ning IKR bilan rostdanadigan kuchlanishining shakli

IKR ning bir qutbli usulida inverterlarning chiqish kuchlanishi kengligi t_i bo'lgan K impulsdan tashkil topadi. Har yarim davr davomida bir qutbli impulslarning ishorasi o'zgartirilsa, chiqish

kuchlanishining birinchi garmonikasi sinus funksiyasi bo'yicha o'zgaradi. $K=2$ bo'lganida bir davr davomida ikki impuls va $K=8$ bo'lganda, har yarim davrda 4 ta dan jami 8 impuls to'g'ri keladi (20.4 - rasm).

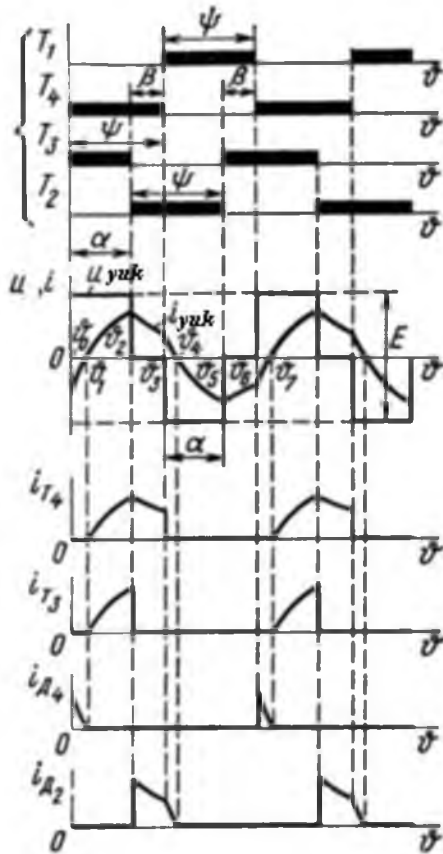
$K=2$ bo'lganidagi T_1 va T_2 hamda T_3 va T_4 tiristorlar 180° dan ishlaydi. Chiqish kuchlanishini roslash impulslar kengligini o'zgartirib, birinchi garmonikaning effektiv qiymatini boshqarish bilan amalga oshiriladi. Diagrammada (20.5 - rasm) roslash natijasida tiristor juftliklarining har bir yelkasini ishlash davomi β intervalga siljigan bo'ladi. Tiristorlarning ishlash intervali ψ deb belgilangan.



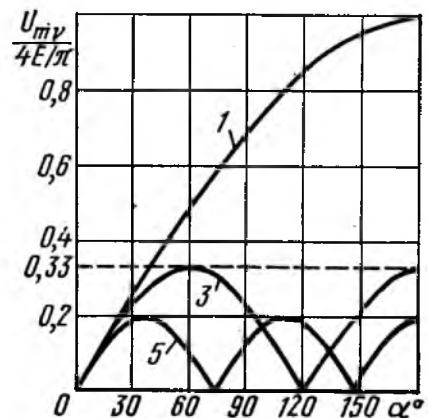
20.5 - rasm. Yuklamaga bog'liq bo'lgan KAI ning rostlanuvchi rejimi

Agar aktiv - induktivlik yuklama tokining o'sish davri β dan kam bo'lsa, unda navbatdagi tiristorlar ochilishidan oldin chiqish kuchlanishida va tok o'zgarishida pauza hosil bo'ladi (20.5 - rasm). Demak, bu usulda kuchlanish va tokning tekis roslanishi yuklamaning vaqt doimiysiga bog'liq bo'ladi. Bu holatni bartaraf qilish uslublaridan biri

- bu $K > 2$ variantini qo'llash yoki umumiy katod, umumiy anod guruhidagi tiristorlardan bittasini pauza davomida parallel ulab, induktivlikda yig'ilgan energiya uchun razryadlanish konturini tashkil qilishdan iborat. Bir fazali KAI ning (20.2 - rasm) $K=2$ bo'lganidagi bu rejimda ishlash diagrammasi 20.6 - rasmda keltirilgan.



20.6 – rasm. Yuklamaga bog'lanmagan KAI ning garmonikalarning tarkibi



20.7 - rasm. KAI ning IKR dagi rostlanuvchi rejimi

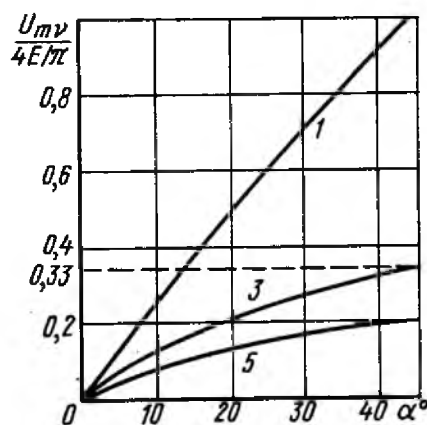
Diagrammada har bir tiristorning ishlash intervali $\psi=180^0$ teng bo'lib, yuklamadan tokning o'tish intervali α va pauza intervali $\beta = \psi - \alpha$ bilan aniqlanadi. Tiristorlar T_3 va T_4 larning ishlash intervalida ($\vartheta_0 - \vartheta_2$) yuklamadan tok o'tib, chiqishida amplitudasi manba kuchlanishi E ga va kengligi α burchakka teng bo'lgan chiqish impulsi paydo bo'ladi. Interval ($\vartheta_2 - \vartheta_3$) davomida tiristorlar T_2 va T_4 ochilishi bilan β burchakli pauza intervali hosil bo'ladi. Pauza intervalida tiristor T_2 yuklama tokiga teskari ulangan holatida qolganligi sababli yuklama toki D_2 dioddan o'tadi. Demak, pauza intervalida yuklama toki qisqa tutashuv

konturiga T_4 va D_2 orqali bog‘lanadi. Bu usul qo‘llanganda KAI ning kuchlanishi 0 dan 180^0 gacha rostlanishi mumkin. Rostlash davomidagi birinchi garmonikaga nisbatan bo‘lgan qiymatlari 20.7 – rasmda keltirilgan. Amplitudalarning o‘zgarish qonuni quyidagicha bo‘ladi:

$$U_{m\gamma} = \frac{4E}{\gamma\pi} \sin \frac{\gamma\alpha}{2}, \quad (20.4)$$

Bu ifodada $\gamma = 1, 3, 5, 7, \dots$ garmonikalarning tartib raqamlari.

20.8 – rasmda keltirilgan grafikda filtrlash uchun murakkab bo‘lgan past chastotali kuchlanishning $K=8$ teng bo‘lganidagi 1, 3, 5 garmonikalarning miqdori α burchakka bog‘liqligi ko‘rsatilgan. Shuning uchun IKR usul qo‘llanganda $K > 2$ bo‘lgan variantni qo‘llash tavsiya qilinadi.

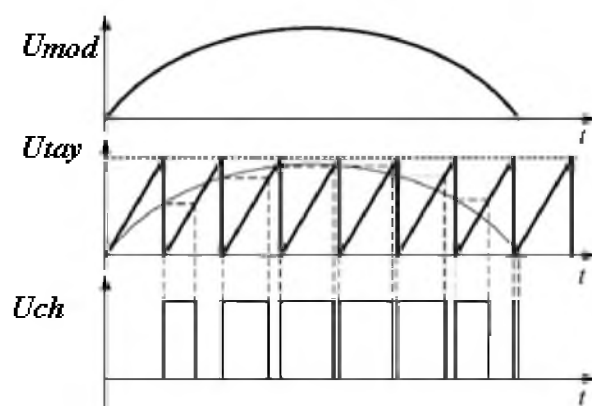


20.8 - rasm. $K=8$ bo‘lganidagi KAI ning IKR dagi garmonikalar tarkibi

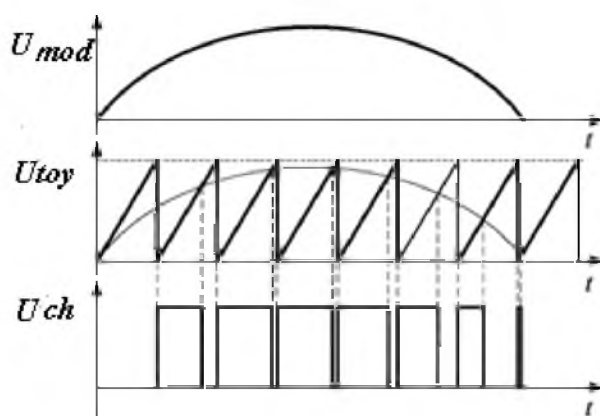
KAI larda yuqori garmonikalarni yanada kamaytirishning asosiy uslubi bu impulslarning kengligini sinus, kvazisinus, yoki boshqa bir sinusga yaqin bo‘lgan past chastotali kuchlanishlar bilan modulyatsiyalash (IKM) uslubini qo‘llash. Elektronikaning turli sohalarida IKM ning to‘rtta turi qo‘llaniladi. Shulardan o‘zgartkich texnikasi qurilmalarida IKM-1, IKM-2 turlari keng rivojlangan. 20.9, *a* - rasmda IKM-1 va 20.9, *b* - rasmda IKM-2 keltirilgan.

IKM larni tashkil qilishda solishtiruvchi qurilmaga ikkita o‘zgaruvchan kuchlanishlar berilib, ularning farqi yuklamada modulyatsiyalangan kuchlanish shaklda olinadi. Bunda yuqori chastotali

uchburchakli kuchlanish - modulyatsiyalanuvchi va quyi chastotali kuchlanish - modulyatsiyalovchi kuchlanish sifatida ishlatiladi. IKM-1 da chiqish kuchlanishning davomiyligi modulyatsiyalovchi kuchlanishning belgilangan bir vaqtdagi, masalan impulsning boshlanish vaqtida, bo'lgan qiymatiga bog'liq (20.9 a - rasm).



a)



b)

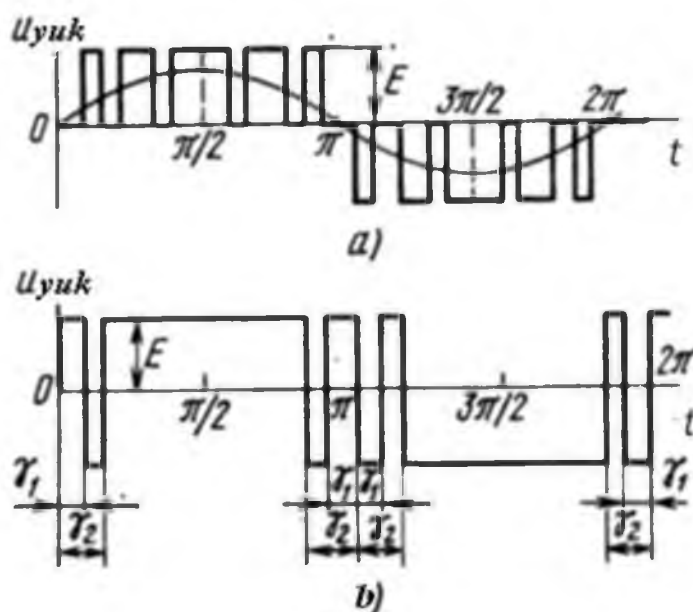
20.9 – rasm. a) IKM-1 , b) IKM-2 kuchlanishlar

IKM-2 da chiqish kuchlanishning davomiyligi modulyatsiyalovchi kuchlanish va modulyatsiyalanuvchi kuchlanish bilan birlashgan vaqtidagi qiymatga bog'liq.

Modulyatsiyalangan bir qutbli kuchlanish bilan birga KAI larda ikki qutbli modulyatsiyalangan kuchlanishlar ham qo'llanadi. Ularning farqi 20.10 - rasmda ko'rsatilgan. Ikki qutbli kuchlanishlarda pauzalar o'rniga teskari ishorali impulslar hosil qilinadi (20.10, b - rasm).

20.10 - rasmda chiqish kuchlanishining garmonik tarkibini yaxshilash uchun tanlanuvchi usul qo'llanganida vujudga kelgan ikki qutbli kuchlanish

keltirilgan. Bu kuchlanishning ma'lum garmonikalarni yo'qotish uchun (masalan, 3- va 5- yoki 5- va 7-) sintez asosida γ_1 va γ_2 tanlanagi. Masalan: bir fazali invertorning chiqish kuchlanishining holatini $\gamma_1=23,62^\circ$ va $\gamma_2 = 33.3^\circ$ burchaklarda o'zgartirishi bilan (20.10-rasm) 3- va 5- garmonikalar nolga teng bo'ladi. Agar, xuddi shu sintez asosida $\gamma_1=16,25^\circ$ va $\gamma_2 = 22.07^\circ$ bo'lganida - 5 - va 7- garmonikalar nolga teng bo'ladi.



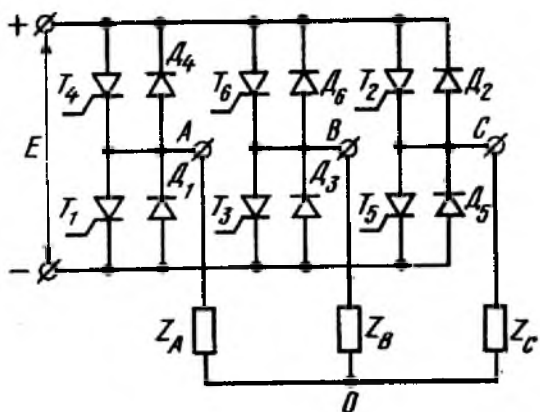
20.10 - rasm. KAI ning a) bir va b) ikki qutbli IKM kuchlanishlari

Chiqish kuchlanishini rostlash ta'minot manbai qiymatining o'zgartirilishi bilan yoki invertorning o'zida boshqarish signalining γ burchakda fazaviy siljishini o'zgartirish bilan amalga oshirish mumkin.

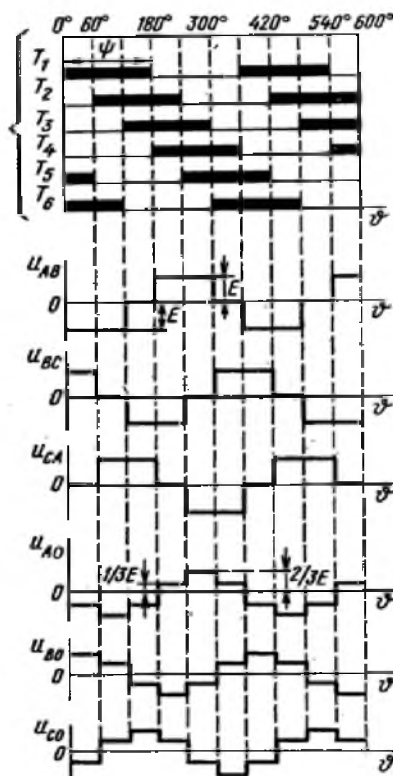
20.3 Uch fazali tiristorli KAI ning chiqish kuchlanishlarini shakllantirish va rostlash asoslari

KAI larning uch fazali ko'prik sxemasi (20.11 - rasm) o'zgartkich texnikasining asosiy sxemalaridan biri hisolanadi [3.8.10]. Bu sxemalarda tiristorlarga qarshi - parallel ulangan diodlar bir fazali invertorlardagi diodlarning vazifasini bajaradi. Keltirilgan sxemada tiristorlarning majburiy berkituvchi qurilmalar (kommutatsiya qurilmalari) ko'rsatilmagan, ya'ni tiristorlar ideal kalitlar sifatida ko'riladi.

Elektr mexanik tizimlarida uch fazali KAI lar ikkita rejimda ishlatiladi: birinchisi har bir tiristor 180° ishlaydigan rejim (20.12-rasm) va ikkinchisi 120° ishlash rejimi.

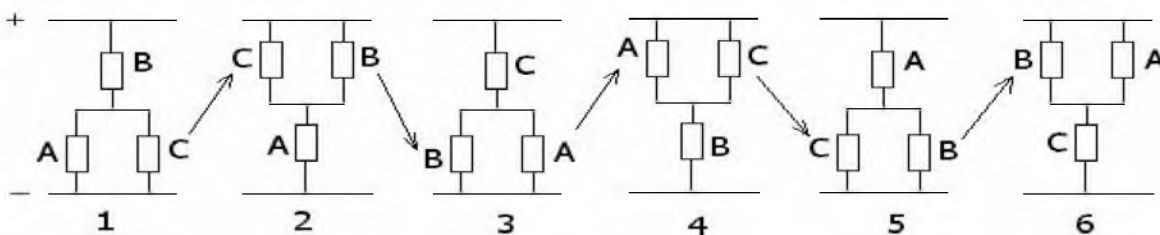


20.11 - rasm. Uch fazavi KAI ning ko'priksxemasi



20.12 - rasm. Uch fazali KAI ning 180° da ishlash diagrammasi

Tiristorlarning 180° rejimda ishlashini ko'rib chiqamiz. Bu rejimda tiristorlar ishlashining ketma - ketligi 20.12, a - rasmda keltirilgan. Bunda har bir momentda uchta tiristor o'tkazuvchi holatda bo'ladi. Shulardan bittasi anod guruhidan bo'lsa, qolgan ikkitasi katod guruhidan bo'ladi yoki shuning teskarisi – anod guruhidan ikkita bo'lsa, katod guruhidan bitta bo'lishi mumkin. Masalan: 156, 126, 123, 234 va h.k.



20.13 - rasm. KAI ning har 60° ishlashidagi yulduz sxemali yuklamaning fazalarga ulanishi

Tiristorlarning diagrammada (20.12 - rasm) ko'rsatilgan ishlash ketma – ketligi bo'yicha yulduz sxemasi bilan ulangan yuklamalarning 60° intervaldan ulanish kombinatsiyasining o'zgarishi 20.13 – rasmda keltirilgan. Yuklama qarshiliklari $Z_A = Z_B = Z_C$ teng bo'lganida nol nuqtaga nisbatan yakka fazalarda $\frac{2}{3} E$ va parallel ulangan fazalarda $\frac{1}{3} E$ teng kuchlanish hosil bo'ladi.

Yuklamaning nol nuqtasiga nisbatan bu kuchlanishlarning ishorasi manfiy yoki musbat bo'lishini inobatga olgan holda fazoviy va liniya kuchlanishlarining shakli diagrammada ko'satilgan. Faza kuchlanishlarining har bir ishorasi ikki pog'onali bo'lib, unda juft va uchga karra bo'lgan garmonikalar yo'qligi sababli birinchi garmonikasi sinus funksiyasiga yaqin hisoblanadi. Liniya kuchlanishlarining amplitudasi esa E teng, davomiyligi 120° bo'lib, ikki qutbli to'g'riburchak kuchlanish shaklida yuklamalarga beriladi. Faza va liniya kuchlanishlarining shakli asinxron motorlarni boshqarish uchun qulay hisoblanadi. Ularning eng past garmonikalari 5- va 7- garmonikalar. Liniya kuchlanishidagi garmonikalarning tarkibi yuqorida ko'rilgan ifoda $U_{lm\gamma} = \frac{2\sqrt{3}}{\gamma\pi} E_\gamma$ bilan va faza kuchlanishi – $U_{fm\gamma} = \frac{2}{\gamma\pi} E_\gamma$ bilan aniqlanadi. Birinchi garmonikasi asosiy bo'lgan liniya kuchlanishi uchun:

$$U_{lm1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E = 1,1 E , \quad (20.5)$$

va effektiv kuchlanishi

$$U_{l1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E = 0,78 E \quad (20.6)$$

Bu ifodalar faza kuchlanishlari uchun quyidagicha aniqlanadi:

$$U_{fm1} = \frac{2}{\pi} E = 0,64E , \quad va \quad U_{f1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} Ye = 0,45 E \quad (20.7)$$

Faza kuchlanishi uchun 5- va 7- garmonikalarning amplitudasi birinchi garmonikaga nisbatan 20 va 14,3 % tashkil qiladi.

Tiristorlar 120° ishlash rejimida muntazam ravishda ikki tiristor o'tkazuvchi holatda bo'ladi. Ulardan bittasi anod guruhidan bo'lsa, ikkinchisi katod guruhidan bo'ladi. Har ikki ishlaydigan tiristorlarning bir

fazaga tushib qolmasligi uchun 20.11 - rasmda belgilangan tiristorlarning tartib raqam lari bo'yicha ishlash ketma - ketligi quyidagi algoritm bo'yicha bajariladi:

$$| T_1 T_2 - T_2 T_3 - T_3 T_4 - T_4 T_5 - T_5 T_6 - T_6 T_1 | \quad | T_1 T_2 \dots - T_6 T_1 |$$

Bu algoritm bo'yicha har bir juftlikning ishlashi 60° davom etadi. Faza kuchlanishi ikki qutbli bo'lib, 120° dan amplitudasi $E/2$ bilan qaytariladi va liniya kuchlanishi ikki pog'onali bo'lib, birinchi pog'onasini $E/2$ va ikkinchi pog'onasi E kuchlanishi bilan yarim davri 180° bilan takrorlanadi.

Keltirilgan uslubda chiqish kuchlanishini rostdash ta'minot manbaini o'zgartirish bilan bajariladi. Lekin, uch fazali KAI larning chiqish kuchlanishini rostdashning asosiy usullari IKR va IKM usullari hisoblanadi.

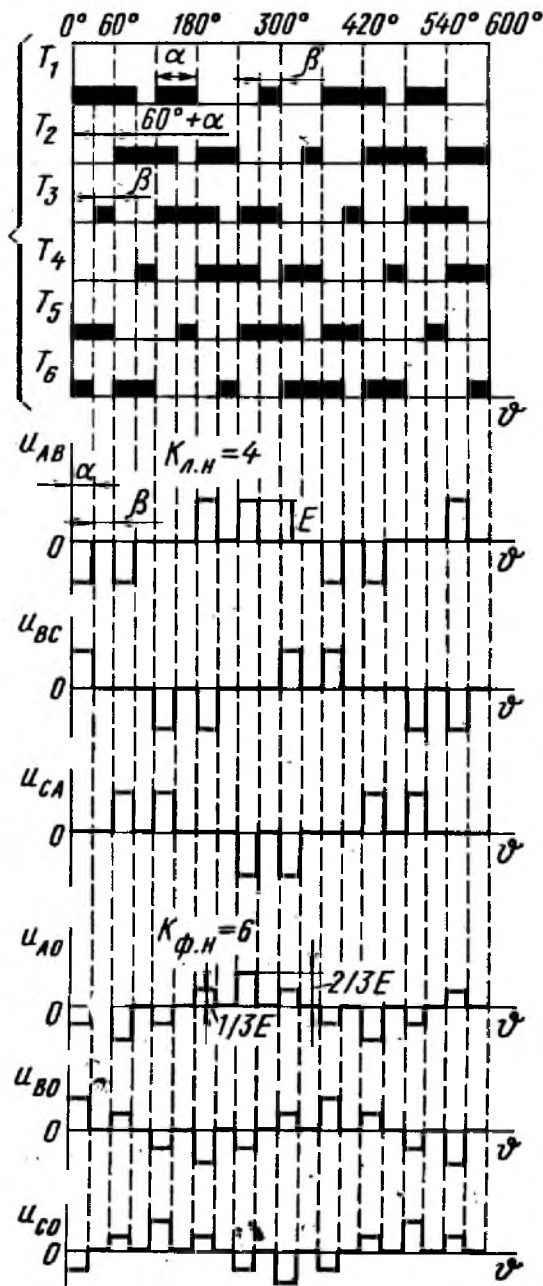
20.4 Uch fazali KAI larni IKR usuli bilan rostdash

Yuqorida keltirilgan 20.7 va 20.8 rasmlardan ko'rinib turibdiki, IKR usulini qo'llashda bir davr davomidagi yuqori chastotali impulslar soni (K) qancha ko'p bo'lsa, shuncha chiqish kuchlanishiga yuqori garmonikalarning ta'siri kam bo'ladi.

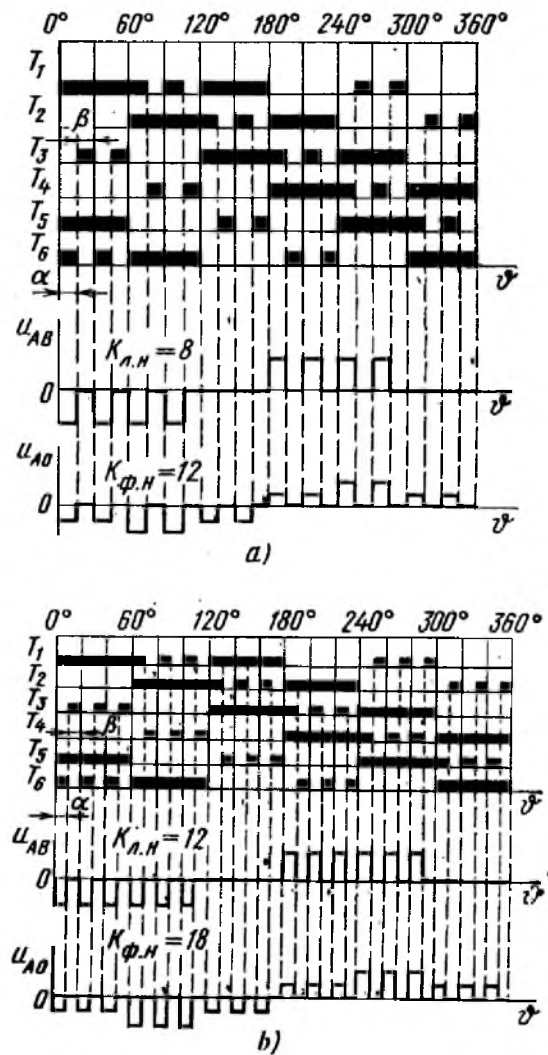
Uch fazali KAI ning tiristorlari 180° lik rejimida ishlashida IKR usulini qo'llashda har bir 60° intervalda anod yoki katod guruhi tomonidan qisqa tutashuv tashkil qilinib, chiqishdagi liniya va faza kuchlanishlarini nolga tenglashtirib, ularda pauzalar tashkil qilinadi. Pauzalar soniga qarab chiqish kuchlanishlaridagi yuqori chastotali impulslarning soni (K) aniqlanadi.

Pauzalarning tashkil qilinishi yakka ulangan fazani bir yoki bir necha marta qarshi ulanishi bilan o'tkaziladi. Misol : 20.14 - rasmda har 60° li intervalda yakka faza tiristori bir marta (β burchagi davomida) o'chib yonishi, 20.15, a - rasmda - ikki marta, va 20.15, a - rasmda uch marta o'chib yonishidagi vaqt diagrammalari keltirilgan.

Diagrammalarda α burchak tiristorlarining ishlash davomi va β burchak - pauzaning davomi. Chiqish kuchlanishini rostdash yuqori chastotali impulslar kengligini o'zgartirish bilan amalga oshiriladi.



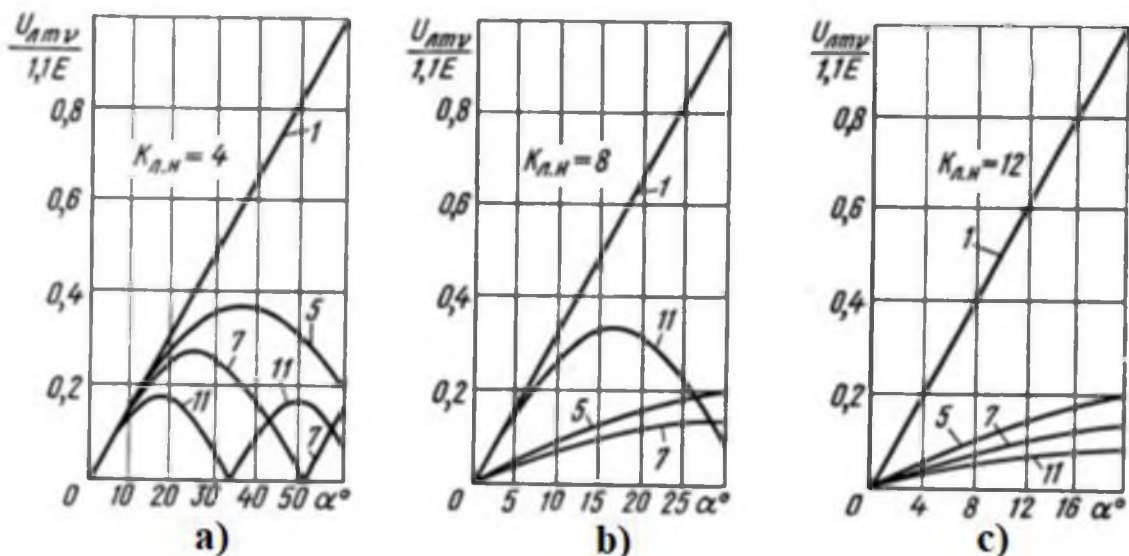
20.14- rasm. boshqaruvchi impulslar, $K=4$ bo'lganidagi KAI ning liniya va faza kuchlanishlari



20.15 – rasm. KAI ning IKR bilan a) $K=8$ va b) $K=12$ bo'lganida ishlash diagrammalari

Chiqish kuchlanishlarining tarkibidagi yuqori garmonikalar ta'sirini kamaytirish qo'shimcha impulslar sonini (K) oshirish bilan bog'liq. KAI ning liniya kuchlanishlari $K=4$, $K=8$ va $K=12$ bo'lganidagi yuqori

garmonikalarining birinchi garmonikaga nisbatan o'zgarish grafigi 20.16 –rasmda keltirilgan.



20.16 – rasm. Uch fazali KAI larda IKR bilan rostlash davomida liniya kuchlanishidagi garmonikalarining a) $K=4$, b) $K=8$ va c) $K=12$ dagi o'zgarish grafiglari

Grafiglardan $K=4$ bo'lganida 5- va 7- garmonikalarning chiqish kuchlanishiga sezilarli darajada ta'sir bildirishi ko'rinib turibdi. Hatto burchak $\alpha < 15^\circ$ qiymatida ularning birinchi garmonika bilan farqi sezilmasligi ham mumkin. Liniya kuchlanishida $K=8$ bo'lganda 11-garmonikaning ta'siri ham juda sezilarli darajada chiqish kuchlanishiga ta'sir bildiradi. Impulslarning soni $K = 12$ bo'lganida garmonikalarning tarkibi amplituda usuli bilan rostlash tarkibiga yaqin bo'lib, ko'pchilik yuklamalarni boshqarishda keng qo'llanadi.

20.5. KAI larning ikki pog'onali kommutatsiya jarayonlari

Bir va uch fazali ko'prik sxemalarida har bir fazaga tegishli bo'lgan ketma ket ulangan yarimo'tkazgichli elektron asboblarning almashib ulanishida (kommutatsiya davomida) ulardan qisqa tutashuv toklari o'tadi. Impulslarning kengligi bilan rostlanuvchi KAI larida kommutatsiya chastotasi katta bo'lgani uchun bu toklarning KAI ishlash rejimlariga

ta'siri katta. Ularni chegaralash yoki bartaraf qilish uchun maxsus zanjirlar asosida turli kommutatsiyalovchi usullar ishlab chiqilgan.

Bir, uch va ko'p fazali KAI larda kommutatsiya usullari bir va ikki pog'onali usullarga ajratiladi. **Bir pog'onali kommutatsiya** usulida navbatdagi asosiy tokni o'tkazuvchi elektron asbobi ulanishi bilan tok o'tkazayotgan elektron asbobi qo'shimcha elementlarsiz o'zi yopiladi. **Ikki pog'onali kommutatsiya** usulida qo'shimcha kommutatsiya elementlari ta'sirida navbatdagi elektron asbobning ochilishi faqat oldin tok o'tkazuvchi elektron asbobining yopilishidan keyin bajariladi. Ko'pchilikda elektron asboblarning yopilish jarayonida kondensatorlarning razryadlanish zanjirlari qo'llaniladi.

Kommutatsion qurilmalarning strukturasi ko'ra uch fazali KAI larni bir necha guruhlarga ajratish mumkin:

1) Individual kommutatsiyalanuvchi inverterlar. Bu inverterlarda har bir tiristor alohida kommutatsion qurilma bilan yopiladi. Uch fazali sxemalarni kommutatsion qurilmalarida 6 ta kondensator mavjud;

2) fazalar bo'yicha kommutatsion qurilmali inverterlar - bir fazaga tegishli ikki yelkani yopuvchi kommutatsiya qurilmali inverterlar (faza kommutatsiyali). Sxemada 3 ta kommutatsion kondensator mavjud;

3) anod va katod guruhlari ajratilgan tiristorlar uchun kommutatsion qurilmali inverterlar (guruhli kommutatsiya). Sxemada 2 ta kommutatsion kondensator mavjud;

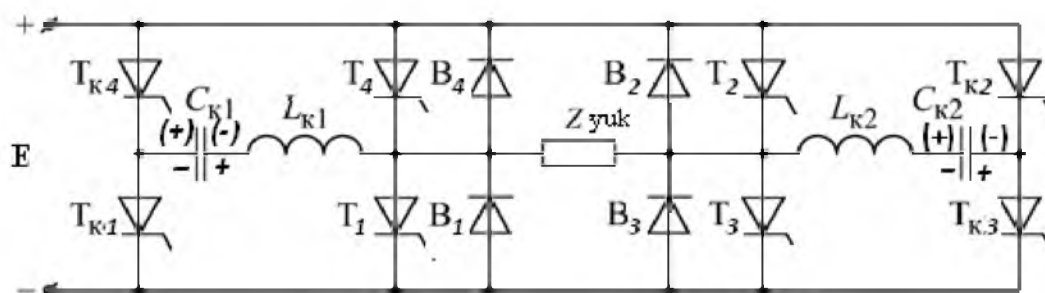
4) umumiy kommutatsiyali inverterlar. Barcha yelkalardagi tiristorlarni bir vaqtda yopuvchi kommutatsion qurilmali inverterlar (umumiy kommutatsiya). Sxemada bitta kommutatsiyalovchi kondensator mavjud;

5) ventillararo kommutatsiyali inverterlar. Har bir ishchi tiristorning yopilishi navbatdagi shu guruhning boshqa fazasidagi tiristorning ochilishi bilan bog'lovchi kommutatsion qurilmali inverterlar (ventillararo kommutatsiya). Sxemada 6 ta kommutatsion kondensator mavjud;

6) fazalararo kommutatsiyali inverterlar. Turli fazalarga tegishli ikkita tiristorni yopuvchi kommutatsion qurilmali inverterlar (fazalararo kommutatsiya). Sxemada 3- ta kommutatsion kondensatorlar mavjud.

Bir fazali KAI ning ikki pog'onali kommutatsiya jarayonida ishlashini ko'rib chiqamiz. 20.17 - rasmda bir fazali KAI ning kommutatsion qurilmasining tarkibiga T_k , C_k , L_k elementlar kiritilgan.

KAI ning aktiv - induktiv yuklamaga ishlashida asosiy tiristor o'chirilishi bilan yuklama toki teskari ulangan ventillariga o'tib, keyinchalik navbatchi tiristorga o'tkaziladi. Ya'ni, bu inverter fazalar bo'yicha kommutatsion qurilmali inverterlar guruhiga kirib, kommutatsiya jarayoni ikki pog'onali uslubda bajarildi.

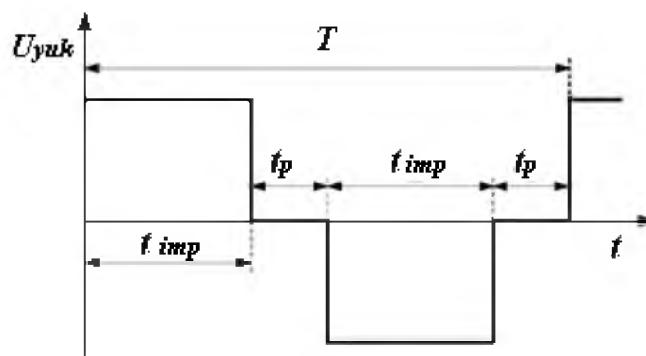


20.17 - rasm. Bir fazali KAI sxemasi

Sxemada ishchi $T_4 - T_3$ tiristorlarni yopish uchun ikkita L_k, C_k tebranuvchi konturlar va ularni boshqaruvchi $T_{k4} - T_{k3}$ kommutatsion tiristorlar kiritilgan. Asosiy tiristorlar T_4 va T_3 ishlashi davomida kondensatorlar C_{k1}, C_{k2} oldingi kommutatsiya davrida yig'ilgan va sxemada qavssiz ishorada ko'rsatilgan zaryadga ega. Ma'lum bir vaqtda ishlaydigan tiristorlarni yopish uchun kommutatsion T_{k4}, T_{k3} tiristorlar ochilib, kondensatorlar C_{k1}, C_{k2} kommutatsiya zanjirlari $C_{k1} - L_{k1} - T_4 - T_{k4}$ va $C_{k2} - T_{k3} - T_3 - L_{k2}$ bo'ylab qayta zaryadlanishni boshlaydi. Tebranuvchi konturning toki yuklama tokiga tenglashishi bilan asosiy tiristorlar T_4, T_3 lar yopilib, qayta zaryadlanish zanjiri V_4 va V_3 ventillar orqali davom etadi. V_4 va V_3 ventillardan tok o'tishi natijasida ularda hosil bo'lgan kuchlanish tiristorlar uchun teskari kuchlanish bo'lib, T_4, T_3 larning yopilishi ta'minlanadi. Qayta zaryadlanish natijasida C_{k1}, C_{k2} kondensatorlarda yig'ilgan teskari ishorali zaryadlar (qavs ichida ko'rsatilgan) keyinchali T_1, T_2 tiristorlarning yopilishida yetarli qiymatdagi kommutatsion toklarni ta'minlashi mumkin.

Shu bilan T_4 va T_3 tiristorlarning yopilish vaqti bilan T_1 va T_2 tiristorlarning ochilish vaqtlari o‘zaro bog‘lanmaganligi uchun chiqish kuchlanishida pauza borligi 20.18 - rasmda ko‘rsatilgan.

Pauzani o‘zgartirish xususiyati IKR usullarining keng qo‘llanishiga imkoniyat beradi. Bundan tashqari, ikki qutbli impulsli sinusoidal kuchlanish olinishida ikki pog‘onali IKR va IKM usullari yuqori garmonikalarining kamaytirish imkoniyatini beradi.



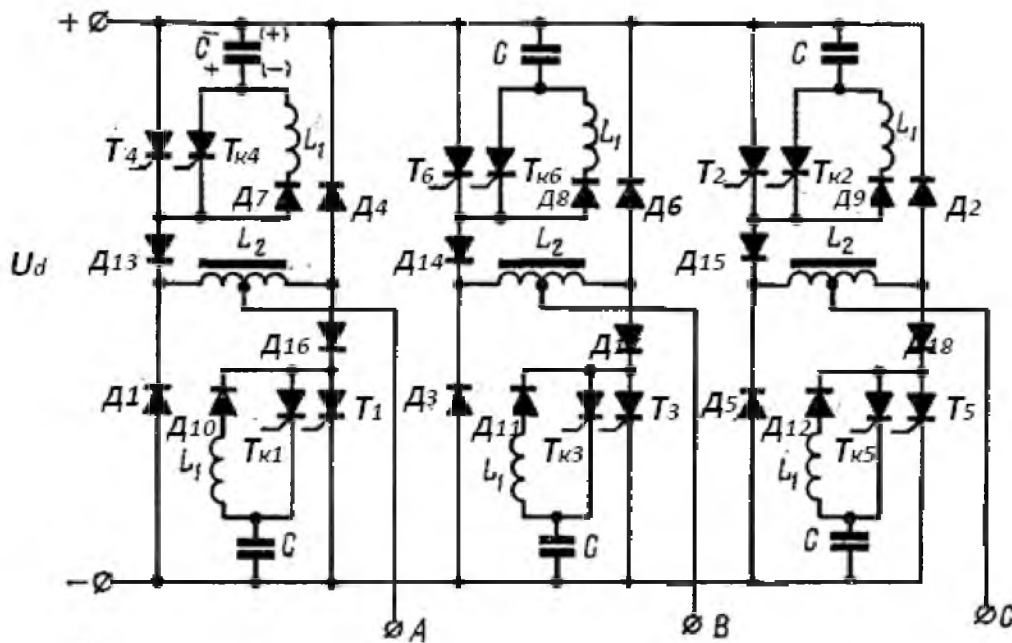
20.18 – rasm. Bir fazali KAI larning ikki pog‘onali kommutatsiyalardagi chiqish kuchlanishi

Uch fazali inverterlarda ikki pog‘onali kommutatsiyani qo‘llanishini 20.19 - rasmda keltirilgan inverter misolida ko‘rib chiqamiz. Bu individual kommutatsiyali inverter bo‘lib, asosiy T_1 - T_6 tiristorlarning har bittasining yopilishini ta‘minlash uchun sxemaga maxsus qurilma sifatida induktivlik L_1 , kondensator C , kommutatsiyalovchi tiristorlar T_{k1} - T_{k6} , diodlar D_7 - D_{12} kiritilgan.

Invertorni ishlash prinsipini ishchi tiristor T_4 ni yopilish etapida ko‘rib chiqamiz. Boshlanish momentida tiristor T_4 ochiq holatda va kondensator C sxemada ko‘rsatilgan qavssiz ishoralar bilan zaryadlangan. Kommutatsiyalovchi T_{k4} tiristorning ochilishi bilan kondensator C ni razryadlovchi toki ishlayotgan tiristor T_4 ning yopilishiga olib keladi.

Natijada yuklama toki tiristor T_4 dan T_{k4} o‘tib, kondensatorning qayta zaryadlanishi $C - T_{k4} - D_{13} - L_2 - D_4 - C$ konturi orqali davom etadi. Kondensator zaryadining qiymati manba kuchlanishining qiymatiga erishishi bilan tiristor T_{k4} yopiladi va yuklama toki teskari diod D_1 dan o‘tishni boshlaydi. Bu bosqichda A bilan C fazalar orasida reaktiv

energiyaning almashish jarayoni va induktivlik L_2 da kommutatsiya davomida yigʻilgan energiyaning diodlar D_1 va D_4 orqali manbaga qaytarilish jarayonlari bajariladi. $D_7 - D_{12}$ diodlar kondensatorlarda yigʻilgan zaryadlarni yuklama zanjiriga razryadlanishdan saqlash uchun qoʻllaniladi.



20.19 - rasm. Uch fazali KAI ning ikki pogʻonali individual kommutatsiyali sxemasi

Kommutatsiyadan keyin kondensatorlarning ishoralari oʻzgarib (20.19 – rasmda qavs ichida koʻrsatilgan), tiristor T_1 ni keyingi kommutatsiyada yopish imkoniyati taʼminlamaydi. Kondensatorlarning ishorasini oldingi holatga (20.19 - rasmda qavssiz ishoralarga) keltirish quyidagicha oʻtadi: yopilgan tiristor T_4 ning keyingi davrda ochilishi bilan $C - T_4 - D_7 - L_1$ kommutatsion zanjirda tebranuvchi jarayon hosil boʻlib, natijada kondensatorning ishoralari birinchi holatiga qaytadi va tiristor T_4 ni yopish imkoniyatiga erishiladi. Keltirilgan invertorni normal holatda ishlashga tushirish uchun kommutatsiyalovchi kondensatorlarning boshlangʻich zaryadlarini tiristor T_4 ning oʻchirish ishoralari bilan taʼminlanishi talab qilinadi.

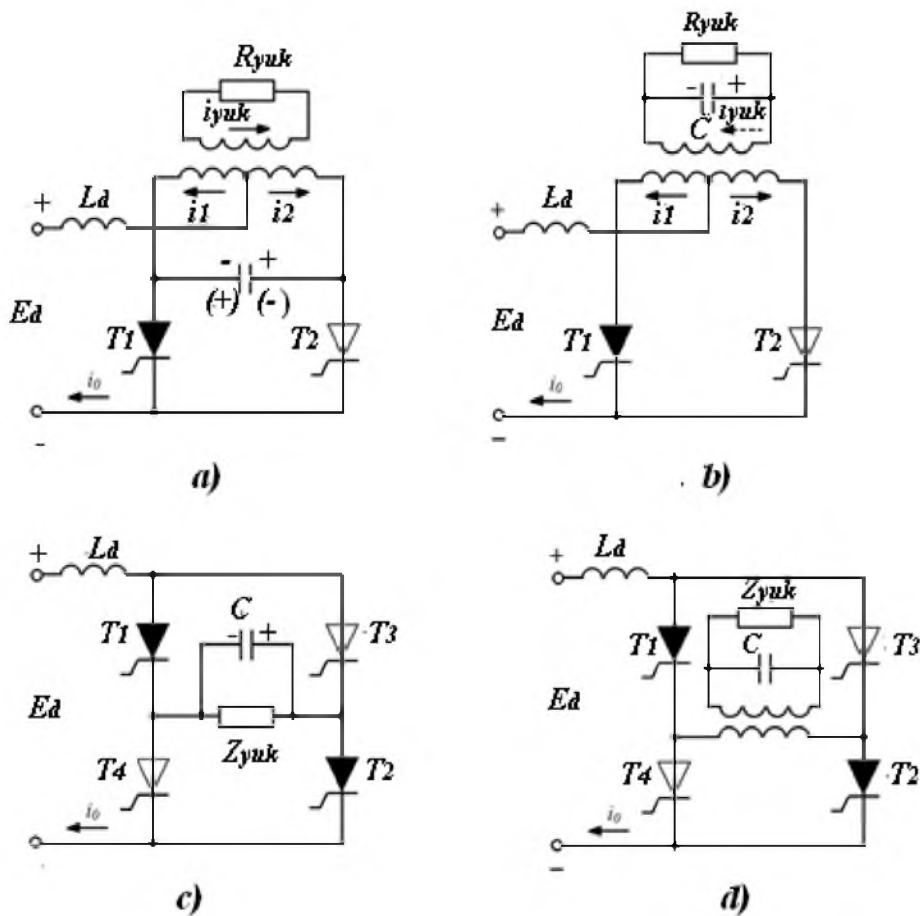
TOK AVTONOM INVERTORLARI

20.6. Bir fazali tok avtonom invertorlarining (TAI) tiplari va ishlash prinsiplari

Avtonom invertorlar oilasida tok invertorlari birinchi ishlab chiqarilgan invertorlar qatoridan o‘rin olgan. TAI boshqa invertorlardan ikkita shart bilan ajralib turadi:

- ventillarning davriy almashib ulanishida ta‘minot manbai o‘zgarmas tok manbai xususiyatiga ega bo‘lishi bilan;
- yuklama toklarining sakrashsimon o‘zgarishimi ta‘minlash uchun TAI yuklamasi sig‘im xarakteriga ega bo‘lishi bilan.

Amalda bu talablar invertorning kirishiga katta induktivlik L_d va chiqishiga katta kommutatsiyalovchi kondensator C_k ulanishi bilan bajariladi.



20.20 - rasm. Bir fazali TAI larning traditsion sxemalari: a, b) noli chiqarilgan; c,d) ko‘priksimon. (Bo‘yalganlar ochiluvchi tiristorlar)

Bir fazali TAI larning traditsion noli chiqarilgan sxemalari 20.20 a,b- rasmlarda, ko'priksimon sxemalari 20.20 c,d - rasmlarda keltirilgan. Bu inverterlarning ishlash prinsipi chiqish chastotasini har yarim davrida tiristorlarning almashib ulanishi bilan amalga oshiriladi. 20.20, a - rasmda keltirilgan bir fazali noli chiqarilgan TAI ning ishlashini ko'rib chiqamiz.

Ishga tushirish boshlanishida tiristor T_1 ga ochilish impulsi beriladi. Tiristor T_1 ochilishi bilan transformatorning chulg'amlarida paydo bo'lgan E.Y.K ta'sirida T_1 tiristorning toki oshadi va natijasida kondensatorning zaryadlanishi tufayli tiristor T_2 ning anod potentsiali ham nol nuqtaga nisbatan oshadi. E.Y.K ning ta'sirida kondensator C (20.20, a - rasmda qavssiz ishora bilan ko'rsatilgan) $U_{Cmaks} = +2E_d$ gacha zaryadlanadi. Chastotaning yarim davridan tiristor T_2 - ga ochilish impulsi berilishi bilan uning toki o'sib boshlaydi. Ochilayotgan tiristor T_2 va yopilayotgan tiristor T_1 orqali hosil bo'lgan konturdan kondensatorning razryadlanish toki o'tadi. Bu tok tiristor T_1 ning tokiga teskari bo'lib, uning yopilishiga va tiristor T_2 to'liq ochilishiga olib keladi. Shunday qilib o'tish jarayoni ishchi tokni T_1 dan T_2 tiristorga o'tishi bilan tugaydi. Tiristor T_2 ning ishlashi davomida kondensator C teskari zaryadlanib, unga 20.20, a - rasmda qavslis ishora bilan ko'rsatilgan kuchlanish o'rnatiladi.

Tiristor T_2 ishlash davomida qayta zaryadlanuvchi kondensatorda yig'ilgan energiya navbatdagi T_2 tiristorning yopilishini ta'minlash uchun yetarli miqdorda bo'lishi kerak. Buni aniqlash uchun yuklamadagi kuchlanish, C kondensatorning sig'imi, inverterning ishlash chastotasi ω va yuklamaning aktiv qarshiligi R_{yuk} orasidagi bog'lanishlarini ko'rib chiqamiz. Bog'lanishda markaziy element transformator bo'lgani uchun uning birlamchi va ikkilamchi chulg'amlari orasidagi magnit harakatlantiruvchi kuchining (MHK) balans tenglamasi tuziladi.

$$i_{yuk} w_2 = I_d w_1 - 2 i_c w_1 \quad (20.8)$$

bunda: w_1, w_2 - transformatorning birlamchi va ikkilamchi chulg'amlarining o'ramlari soni; i_{yuk}, i_c, I_d - yuklama, kondensator va birlamchi chulg'amdagi toklar.

Chulgʻamlardagi oʻramlar soni teng boʻlganida $w_1 = w_2$, tenglama (20.8) quyidagicha yozilishi mumkin

$$i_{yuk} + 2 i_c - I_d = 0 \quad (20.9)$$

Agarda kondensator va aktiv yuklama toklari aniqlanishida ifodalar qoʻllansa:

$$i_c = 2C \frac{dU_{yuk}}{dt}; \quad i = U_{yuk} / R_{yuk}, \quad (20.10)$$

ifoda (20.9) dan quyidagi differensial tenglama kelib chiqadi

$$\frac{dU_{yuk}}{dt} + \frac{U_{yuk}}{4CR_{yuk}} - \frac{I_d}{4C} = 0 \quad (20.11)$$

Yuklama kuchlanishiga nisbatan bu tenglama yechimining ifodasi

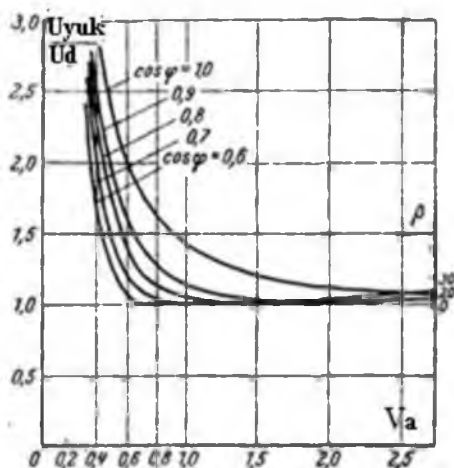
$$U_{yuk} = I_d R_{yuk} \left(1 - e^{-\frac{1}{4R_{yu} C \omega}} \right) \quad (20.12)$$

Kuchlanish U_{yuk} maksimal qiymatiga yarim davrda ($\vartheta = \pi$) erishsa, bu ifodani quyidagi koʻrinishga keltirish mumkin

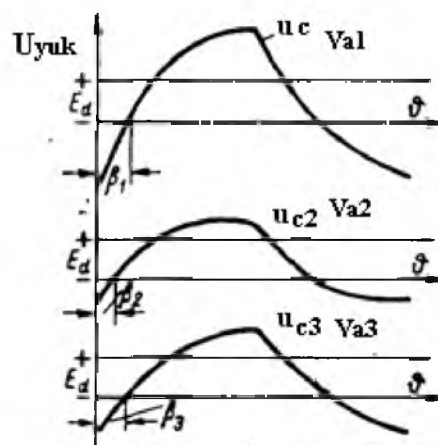
$$U_{yuk maks} = \pm \frac{I_d R_{yuk}}{2} \left(1 - e^{-\frac{1}{4R_{yu} C \omega}} \right) \quad (20.13)$$

Keltrilgan ifodalarda yuklama kuchlanishining erkin tashkil etuvchisi eksponenta boʻyicha oʻzgarishi aniqlangan. Uning darajasidagi $V_a = I/\omega CR_{yuk}$ **yuklamaning aktivlik koeffitsiyenti** deb aytilib, unga nisbatan TAI ning xususiyatlari va tashqi xarakteristikasi aniqlanadi.

Yuklama qarshiligi aktiv – induktivlik xarakteriga ega boʻlganida aktivlik koeffitsiyenti $V_a = I/\omega CZ_{yuk}$ koʻrinishiga keltiriladi. Induktivlik taʼsirini kamaytirish uchun transform atorning birlamchi yoki ikkilamchi tomoniga qoʻshimcha kondensator ulanadi. Bu kondensator kommutatsiyani taʼminlovchi kondensatorga qoʻshimcha qilib ulanishi ham mumkin.



20.22 - rasm TAI ning aktiv koefitsiyenti o'zgarishidagi vaqt diagrammasi



20.23 - rasm TAI ning cos φ o'zgarishidagi tashqi Va xarakteristikasi

Koeffitsiyent V_a TAI ning ω , C va Z_{yuk} parametrlariga teskari proporsional bo'lganligi sababli ularning oshirilishi bilan yuklama kuchlanishi pasayadi. 20.22 - rasmda koeffitsiyent V_a ning turli qiymatlari uchun U_C , U_{yuk} kuchlanishlarining o'zgarishlari keltirilgan. Diagrammalarda V_a kamayishi bilan ($V_{a2} > V_{a3} > V_{a1}$) yuklama kuchlanishining maksimal qiymati U_{yuk} va tiristorlarning yopilish burchagi β oshishi ko'rsatilgan.

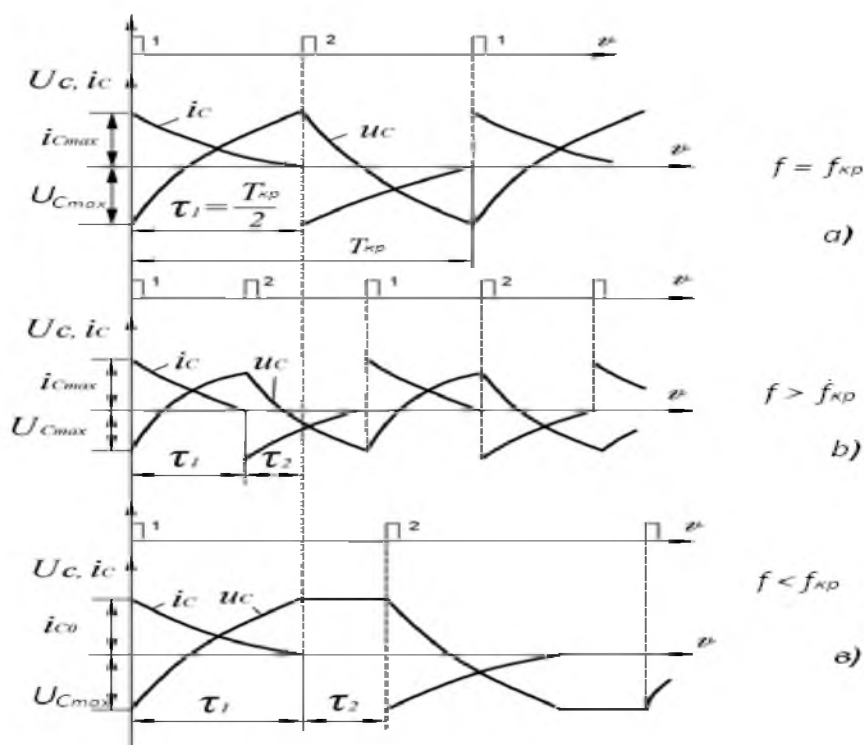
Yopilish burchagi β tiristorning tiklanish vaqtidan kam bo'lsa ($\beta < t_{tik}$) TAI ishlash xususiyatini yo'qotadi. 20.23 - rasmda TAI ni tashqi xarakteristikasi $\frac{U_{yuk}}{U_d} = f(V_a)$ keltirilgan. Bu grafikda kuchlanishlarning nisbatan o'zgarishi (U_{yuk}/U_d) koeffitsiyent V_a xarakteriga bog'liq. Ifoda $V_a = I/\omega CZ_{yuk}$ ning maxrajida faqat aktiv qarshilik bo'lganida ($\cos \phi = 1$) yuklama kuchlanishining o'zgarish grafigi 20.23 - rasmda nisbatan kattaroq parametrlar bilan o'zgaradi. Agar yuklama qarshiligi aktiv - induktivlik xarakteriga ega bo'lsa ($\cos \phi < 1$), unda koeffitsiyent V_a kamayadi, chunki R_{yuk} ga induktivlik qarshiligi ωL_{yuk} qo'shilishi natijasida umumiy maxrajning qiymati oshadi. Koeffitsiyent V_a ni kamayishi bilan (yuklama qarshiligi Z oshishi bilan) kondensator C ning yuklamaga razryadlanish vaqti kamayadi va yuklama kuchlanishining amplitudasi pasayib, yopilish burchagi β ham kamayadi.

20.7 Bir fazali TAI larning chastotaviy imkoniyatlari

TAI ning 20.20, *a* - rasmdagi sxemasining kamchiligi uning past chastotalarda ishlash imkoniyati chegaralanganligida. Chegara rejimini aniqlash uchun **kritik chastota** tushunchasi kiritiladi. Adabiyotlarda ta'riflangani bo'yicha kritik chastota ($f_{kr}=1/T_{kr}$) kommutatsiya kondensatorining zaryadlanish va razryadlanish davomida uning kuchlanishi maksimal qiymatiga erishgan chastotasi hisoblanadi. 20.24, *a* - rasmda ko'rilayotgan invertor uchun kondensatordagi tok va kuchlanishning kritik chastotadagi ($f = f_{kr}$) o'zgarishlari keltirilgan. Bunda, har yarim davrlik $\tau_1 = T_{kr} / 2$ intervalda, kondensatorning qayta zaryadlanishdagi kuchlanishi - U_{c0} dan $+ U_{c0}$ gacha o'zgarib, maksimal qiymatlarigacha erishgani ko'rsatilgan ($U_{c0} = U_{cmax}$).

Agarda TAI ning ishlash chastotasi kritik chastotadan katta bo'lsa ($f > f_{kr}$), unda kondensatorning qobiqlaridagi kuchlanish maksimal qiymatiga erishmasdan ham boshqariluvchi impuls berilishi bilan navbatdagi tiristor ochiladi va invertorni normal rejimda ishlashi davom etiladi (20.24, *b* - rasm).

Invertorning ishlash chastotasi kamayib ketganida ($f < f_{kr}$), navbatchi tiristorga ochilish impulsi kelguncha maksimal kuchlanishgacha zaryadlangan kondensator ($U_{c max}$) transformatorning birlamchi chulg'ami konturidan razryadlanib boshlaydi. Razryadlanish natijasida kuchlanish $U_{c max}$ kamayib, keyingi tiristorning ochilish jarayonida kondensatorning razryadlanish toki ishlayotgan tiristorning yopilishi uchun yetarli bo'lmasligi mumkin. Bunda tiristor to'liq yopilmasdan kommutatsiya jarayoni to'liq bajarilmaydi. Natijada ikkala tiristor ham ochiq holatda qolib, invertorning ish rejimi buziladi.



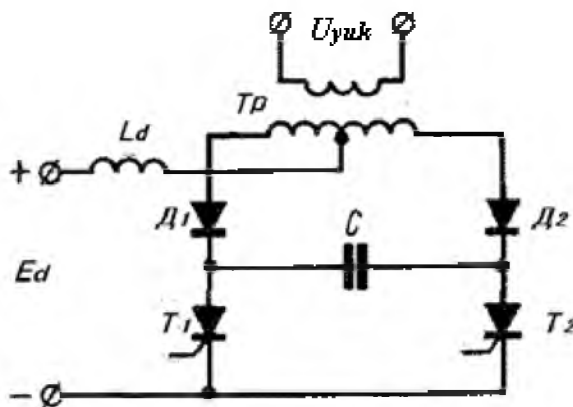
20.24 – rasm. Bir fazali TAI larda kommutatsion tok va kuchlanishlar grafiklari

Bu (avariya) rejimining oldini olish uchun kondensatorning transformatorga razlyadlanish konturiga teskari diodlar kiritish bilan navbatdagi tiristorning ochilishigacha kondensatorning maksimal kuchlanishini $U_{c\max}$ saqlab qolish imkoniyati yaratiladi. Bunda 20.20, *a* - rasmdagi bir fazali noli chiqarilgan sxema 20.25 - rasmdagi sxemaga keltiriladi. Sxemaga kiritilgan D_1 va D_2 diodlar **uzuvchi diodlar** deb aytilib, bir fazali va uch fazali ko‘priksimon TAI larida ham keng qo‘llanadi. Ularning ta‘sirida TAI lar kritik chastotadan 5 - 10 marta past bo‘lgan chastotalarda ishlashi mumkin. Shuni aytib o‘tish kerakki, bu diodlar TAI larda faqat boshqaruvsiz tiristorlar qo‘llanilganida ishlatiladi.

Bir fazali ko‘priksimon TAI larning transformatorsiz sxemasi 20.20, *c* - rasmda va chiqishida transformator ulangan sxema 20.20, *d* - rasmda keltirilgan. 20.20, *c* - rasmdagi transformatorsiz TAI ishlashini ko‘rib chiqamiz.

Har bir T_1 va T_2 hamda T_3 va T_4 tiristorlaridan tashkil topgan yelkalar 180° ishlashi natijasida yuklamada o‘zgaruvchan tok vujudga

keladi. Yuqorida TAI larning ishlashida ularning kirishiga katta induktivlik ulanib, ta'minot manbai tok manbaiga yaqin holatga keltirilganligi



20.25 - rasm. Uzuvcchi diodlarning noli chiqarilgan bir fazali TAI larga ulanish sxemasi

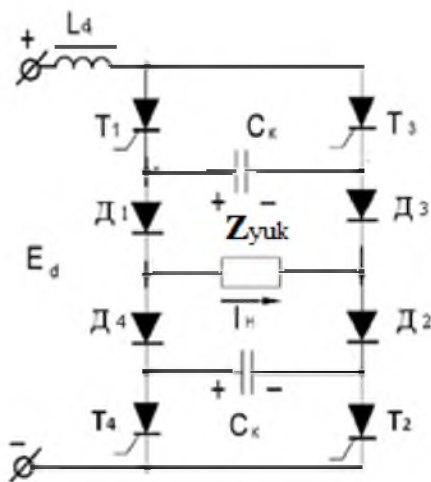
aytib o'tilgan. Demak, manba toki i_d o'zgarmas tok bo'lib, tiristorlarning almashib ulanishi natijasida yuklamada o'zgaruvchan tok hosil bo'ladi. Aktiv - induktivlik yuklamaning toki sakrab o'zgarishini ta'minlashi uchun yuklamaga parallel qilib kondensator ulanadi. Natijada chiqish toki

$$i_{ch} = i_{yuk} + i_c = i_d = \text{const} \quad (20.14)$$

teng bo'lib, yuklamada uning yo'nalishi har yarim davrda sakrashsimon shaklida teskari yo'nalishga o'zgaradi. Sxemada tok va kuchlanishlarning ozgarishi 20.26a,b- rasmlarda keltirilgan. Aktiv - induktivlik yuklamada kommutatsiya boshlanishida kondensator kuchlanishining ishoralari va yuklama tokining yo'nalishi (kommutatsiya qonunlari asosida) o'zgarmasdan saqlanib qolinadi. Keyinchalik kommutatsiya intervali (t_{kom}) davomida kondensatorning razryadlanishi uchun uchta kontur paydo bo'ladi. Bulardan ikkitasi ochiluvchi va yopiluvchi tiristorlarning anod va katod guruhlaridan $C - T_3 - T_1$ va $C - T_2 - T_4$ tashkil topgan konturlar va uchinchi $C - Z_{yuk}$ kontur.

Birinchi va ikkinchi konturlar orqali o'tayotgan toklar ta'sirida ishchi holatidagi tiristorlar yopadi va uchinchi konturdagi razryad tokli yuklama tokini nolgacha pasaytiradi. Shu nol momentidan boshlab yuklama toki o'z yo'nalishini o'zgartiradi va kondensator teskari (qavs ichidagi) ishora bilan

Kritik chastotadan past bo‘lgan chastotalarda kondensatorlarda yig‘ilgan reaktiv energiyani saqlab qolish uchun TAI larning ko‘priksimon sxemalariga ham **uzuvchi diodlar** kiritiladi (20.27 - rasm)



20.27- rasm. Uzuvtchi diodlar kiritilgan TAI ning bir fazali ko‘priksimon sxemasi

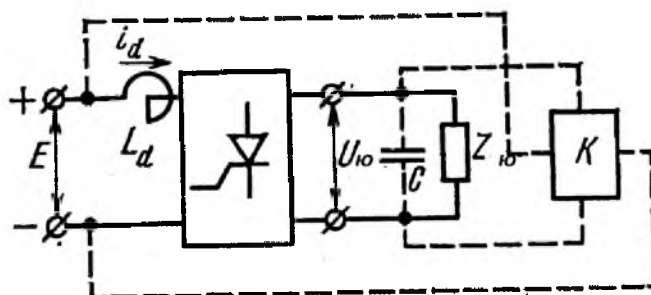
20,20 d - rasmdagi TAI larning chiqishiga transformator ulangan sxema keltirilgan. Transformatorning ulanishidan maqsad – kirishda berilgan manba kuchlanishi E dan chiqishdagi talab qilingan kuchlanishni olish. Invertorning ishlash prinsipi transformatorsiz invertorlardan farqi faqat yuklama parametrlarining transformatorning uzatish koeffitsiyenti orqali Z_{yuk} parametriga keltirishdan iborat. Bunda keltirilgan parametrlar: $Z_n' = Z_n n^2$, $I_n' = I_n / n$, $U_{yu}' = U_{yu} n$, $n = w_1 / w_2$.

20.8. Tok invertorining boshqarish va stabillash rejimlari

TAI larning chiqish kuchlanishlarining shakli sinus funksiyasiga yaqin bo‘lganligi sababli ular rostlanuvchi kuchlanish manbalari sifatida keng qo‘llaniladi. Ularning rostlash rejimi ta‘minot manbai E ni o‘zgartirish yoki invertorning chiqishiga energiyani boshqaruvchi qurilmalarni (kompensator) qo‘shish bilan amalga oshiriladi.

Ta‘minot manbai E ning qiymatini o‘zgartirish invertorning kirishida boshqariluvchi to‘g‘rilagichlar yoki o‘zgamas tok impulsli o‘zgartkichlari qo‘llanishi bilan bajariladi. Kompensatorlar qo‘llanganda - yuklama

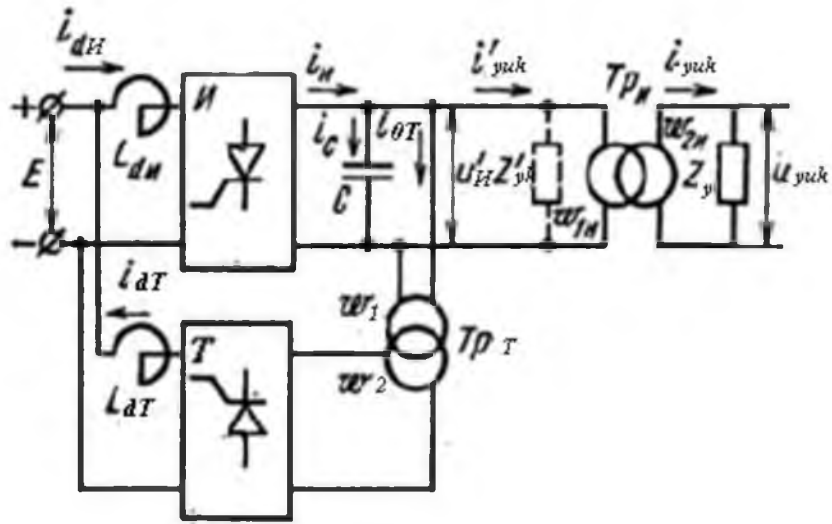
tomoniga aktiv va reaktiv energiyalarni boshqarish maqsadida invertorlarning chiqishiga kompensator (K) sifatida boshqariluvchi yoki boshqariluvsiz to'g'rilagichlar va tiristorli – induktivlik kompensatorlari qo'llanadi (20.28 - rasm).



20.28 – rasm. Kompensator ulangan TAI ning strukturasi

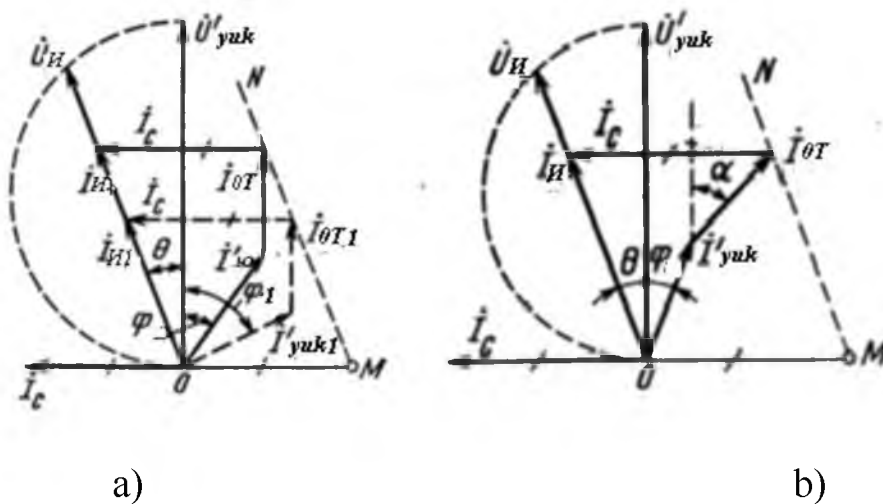
Kompensator sifatida boshqariluvchi to'g'rilagich qo'llanganida manba tomonidan bu to'g'rilagich faqat aktiv quvvat iste'mol qiladi. Boshqariluvchi to'g'rilagichlarda esa - aktiv va reaktiv quvvat iste'mol qiladi. Invertorning foydali ish koeffitsiyenti (F.I.K.)ni oshirish uchun to'g'rilagichlar asosiy o'zgarmas tok manbai shinalariga shunday ulanadiki, ularning ta'sirida invertorning chiqishidagi energiyasining bir qismi asosiy ta'minot manbaiga qaytariladi (20.29 - rasm). Shu sababli sxemada qaytarish funksiyasini bajaruvchi kompensatorlar qaytaruvchi qurilmalar tarkibiga kiradi.

20.29 - rasmda keltirilgan teskari ulangan to'g'rilagichli TAI ning strukturasi ko'rib chiqamiz. Bu sxemada ikkita transformator bo'lib, birinchisi invertorning chiqishiga ulangan $n_i = w_{1yuk} / w_{2yuk}$ va ikkinchisi $n_T = w_{1T} / w_{2T}$ teskari ulangan to'g'rilagich transformatorni kirishiga ulangan. Yuklama qarshiligi Z_{yuk} inverter transformatori Tr_i ning chiqishiga ulangan va boshqariluvchi teskari to'g'rilagich diodlar asosida TAI sxemasi bo'yicha yig'ilgan.



20.29 – rasm. Teskari to‘g‘rilagichli TAI ning strukturasi

Strukturaning chiqishidagi tok va kuchlanishlar 20.30, a - rasmda keltirilgan vektor diagrammasida ko‘rsatilgan.



20.30 - rasm. Teskari to‘g‘rilagichlar TAI sxemasiga kiritilishidagi vektor diagrammalari: a) boshqaruvsiz; b) boshqariluvli

20.30 - rasmda TAI ning chiqish zanjirlaridagi toklarning vektorli yig‘indisi:

$$I = I_C + I'_{yuk} + I_{\theta T} \quad (20.15)$$

bunda I – birinchi garmonika bo‘yicha invertorning toki (garmonikalarni belgilaydigan pastki indeks 1 yozuvlarni soddalashtirish uchun keltirilmagan);

$I'_{yuk} = I_{yuk} / n_i$ – transformatorning birlamchi chulg'amiga keltirilgan yuklama toki; I_{OT} - to'g'rilag'ich kirishidagi teskari tok.

Vektor diagrammasini tuzishda invertor transformatorining birlamchi chulg'amiga keltirilgan yuklama kuchlanishini $U'_{yuk} = n_i U_{yuk}$, yuklama toki I'_{yuk} va kondensatorning toki I_C kiritiladi. Hisoblashlarda boshqaruvsiz to'g'rilagichlar aktiv qarshilik sifatida ko'rilishi sababli, ularning faza toklari va kuchlanishlari mos keladi, ya'ni $\varphi = 0$. Shuning uchun 20.30, a - rasmda to'g'rilagichlarning kirish toki I_{OT} keltirilgan yuklama kuchlanishi U'_{yuk} ga parallel bo'lib, vertikal o'qi bo'yicha o'zgaradi. 20.30, a - rasmdagi diagramma kuchlanish U'_{yuk} ga nisbatan kondensatorning toki I_S perpendikulyar bo'ladi va yuklama toki I'_{yuk} burchak φ bilan o'zgarishida tuziladi.

Teskari to'g'rilagichlarni stabillash ta'siri ($E = \text{const}$, $U'_{yuk} = \text{const}$, $U_{yuk} = \text{const}$) vektorlar U_{yuk} (yoki I_{yuk}) va vektor U'_{yuk} oralig'idagi burchak ϑ ning o'zgarish qiyamati bilan va shuningdek kondensator toki $I_S = U'_{yuk} / \omega C$ doimiyligi bilan aniqlanadi. Bundan qo'rinib turibdiki, yuklama tokining o'zgarishi bilan transformator Tr_T kirishidagi vektor toki I_{OT} vektorlarlarining oxirgi nuqtasi kuchlanish U_{yuk} ga nisbatan parallel va I_S masofada bo'lgan MN chiziq bo'ylab siljiydi. 20.30, a - rasmda misol sifatida (punktir chiziqlar bilan) yuklama toki o'zgarishidagi diagramma keltirilgan.

Boshqaruvsiz to'g'rilagichli TAI ning xususiyatlarini aniqlash uchun struktura tarkibidagi invertor va to'g'rilagichning kuchlanishi E bilan bog'lanishlarini ko'rib chiqamiz.

$$E = q_i U'_{yuk} \cos \vartheta \quad (20.16)$$

$$E = q_T \frac{1}{n_T} U'_{yuk} \quad (20.17)$$

yoki

$$E = q_i n_i U_{yuk} \cos \vartheta \quad (20.18)$$

$$E = q_T \frac{n_i}{n_T} U_{yuk} \quad (20.19)$$

(20.16 - 20.19) ifodalarda keltirilgan koeffitsiyentlar q_i , q_T to'g'rilagichlar uchun (4.8), (4.9) ifodalarda pulsatsiya koeffitsiyenti hisoblanib, $q = U_{dvm} / U_d$ ifoda bilan aniqlanadi. Birinchi garmonikalar uchun $q = U_{d1m} / U_d$ har bir to'g'rilagich va invertor sxemalari uchun bu

koeffitsiyentlar quyidagicha aniqlanadi: bir fazali noli chiqarilgan va ko‘priksimon sxemalar uchun $q = 0,9$; uch fazali noli chiqarilgan sxema uchun $q = 1,17$ va uch fazali ko‘priksimon sxemalar uchun $q = 2,34$.

Agar invertor va to‘g‘rilagich sxemalari bir - biriga o‘xshagan bo‘lsa $q_i = q_T$ bo‘lib (20.18) ifodadan

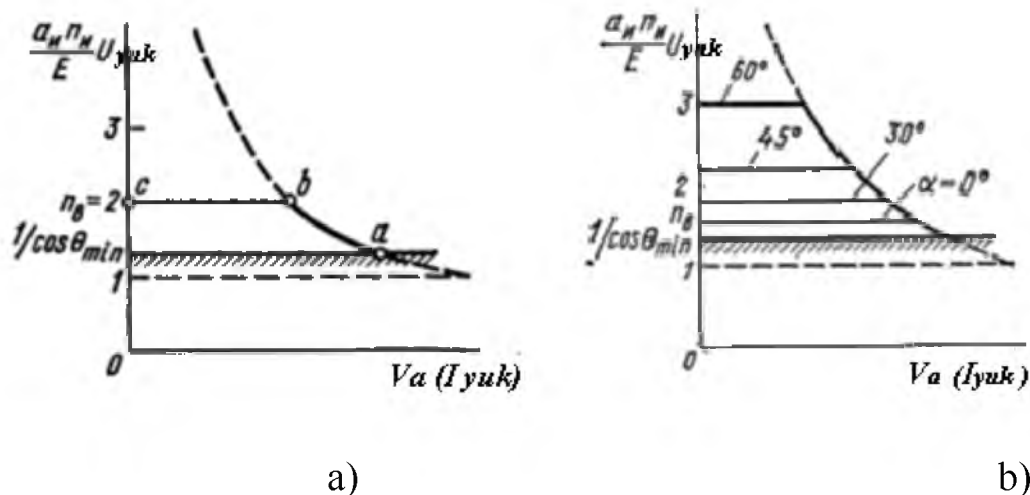
$$\cos \vartheta = 1/n_T \quad (20.20)$$

Bu ifodadan invertorning ϑ burchagi faqat transformator Tr_T ning kuchaytirish koeffitsiyenti n_T ga bog‘liq ekanligi ko‘rinib turibdi. (20.18) ifodaga ko‘ra

$$U_{yuk} = \frac{1}{q_T} \frac{n_t}{n_i} E = \frac{E}{q_i n_i} \frac{1}{\cos \vartheta} \quad (20.21)$$

Ifoda (20.20) asosida, $\cos \vartheta < 1$ mumkin bo‘lishini inobatga olib, boshqaruvsiz teskari to‘g‘rilagichlarning transformatori faqat pasaytiruvchi koeffitsiyent bilan ishlashida ($n_T > 1, W_{IT} > W_{IT}$) stabilash rejimiga erishish mumkinligi ko‘rinib turibdi.

20.31, a - rasmda boshqaruvsiz teskari ulangan to‘g‘rilagichli TAI ning tashqi xarakteristikasi keltirilgan.



20.31 - rasm. Teskari ulangan to‘g‘rilagichli TAI ning tashqi xarakteristikalari: a) boshqaruvsiz to‘g‘rilagich, b) boshqariluvli to‘g‘rilagich.

Xarakteristikada $a - b$ intervali TAI ning ishlashidagi tabiiy interval. Bu intervalda TAI ning chiqishidagi kuchlanishi U'_{yuk} kamligi uchun teskari

to'g'rilagich yopilgan va invertorning ishida ishtirok etmaydi. Nuqta b da to'g'rilagich ishga tushib, keyinchalik invertorning chiqish kuchlanishi oshishini n_T darajasida chegaralaydi. Nuqta a tiristorning yopilish holatini tiklash burchagi $\vartheta = \vartheta_{min}$ ga to'g'ri keladi.

TAI ning strukturasi (20.29 - rasm) teskari ulangan to'g'rilagich boshqariluvchi bo'lganida invertorning chiqishida aktiv quvvatdan tashqari reaktiv quvvat ham ishtirok etadi. Reaktiv quvvatning hosil bo'lishi boshqariluvchi to'g'rilagichlarning ($\alpha \neq 0$) qiymatida kirish tokining birinchi garmonikasi kirish kuchlanishidan α burchakka kechiqishida (20.30,b - rasmdagi diagramma).

Burchak α ta'sirida to'g'rilagichlar uchun yozilgan (20.16) va (20.19) tenglamalar quyidagicha o'zgarishi mumkin

$$E = q_T \frac{1}{n_T} U'_{yuk} \cos \alpha, \quad (20.22)$$

$$E = q_T \frac{n_i}{n_T} U_{yuk} \cos \alpha. \quad (20.23)$$

(20.19), (20.23) ifodalardan

$$\cos \alpha = n_T \cos \vartheta. \quad (20.24)$$

Bu ifoda asosida boshqariluvchi teskari to'g'rilagichlarning qo'llanishida stabillash bilan birga invertorning chiqish kuchlanishini rostdash rejimiga ham erishish mumkin. Bu rejimda n_T koeffitsiyenti pasaytiruvchi yoki oshiruvchi ham bo'lishi mumkin. Koeffitsiyent $n_T = 1$ bo'lganida $\cos \alpha = \cos \vartheta$ va $\alpha = \vartheta$.

Invertorning tashqi xarakteristikasi (20.19) ifodaga (20.24) dan topilgan $\cos \vartheta$ ni qo'llash bilan aniqlanadi :

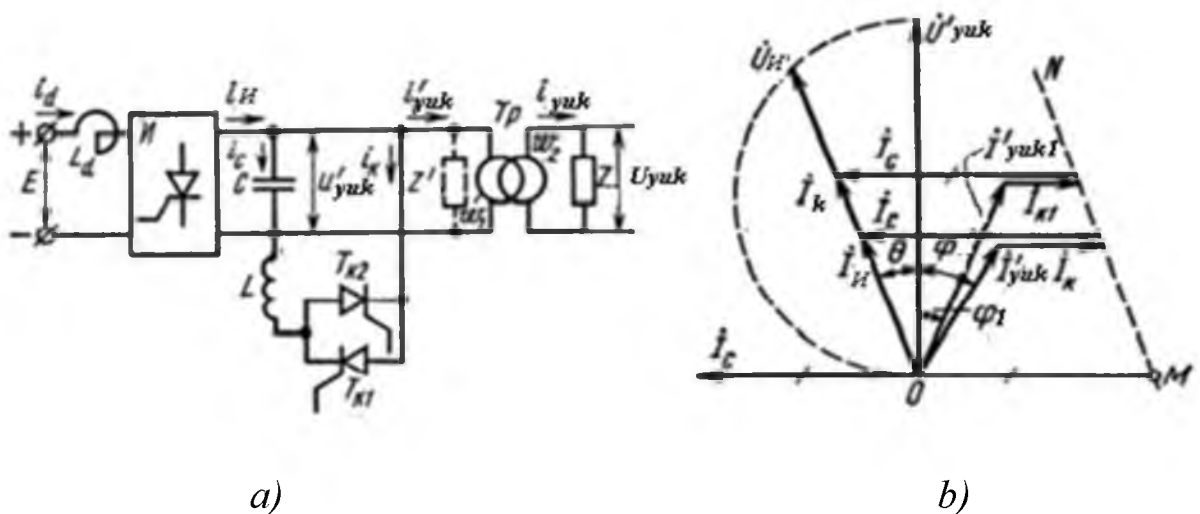
$$\frac{q_i n_i}{E} U_i = \frac{n_T}{\cos \alpha}. \quad (20.25)$$

20.30, b - rasmda invertorning tashqi xarakteristikaning α burchak o'zgarishidagi grafigi keltirilgan. Bunda burchak α oshirilishi bilan stabillash kuchlanishining oshishi keltirilgan.

Stabillash va rostdash rejimlarini bajarishda teskari to'g'rilagichlarning o'rnida induktiv - tiristorli kompensatorlar ham keng qo'llaniladi.

Kompensatorlarni TAI ning chiqishiga ulanishi va uning vektor diagrammasi 20.32 - rasmda keltirilgan.

Aktiv - induktivlikli TAI ning diagrammasi oldingi keltirilgan diagrammalardan absissa o'qiga parallel bo'lgan I_k vektorning kiritilishi bilan ajralib turadi. Vektor I_k kondensator tokining vektori I_C ga teskari yo'nalishda harakatlanadi. Bunda yuklama parametrlari va ta'minot manbai teng bo'lgan holda teskari to'g'rilagichlarga nisbatan I kamayib, tiristorlarning tok bilan yuklanishi kamayadi.



20.32 - rasm. a) induktiv - tiristorli kompensator ulangan TAI, b) TAI ning vektor diagrammasi

Kompensatorning stabillash harakati yuklama tokining o'zgarishida tiristorlar T_{k1} va T_{k2} invertor tiristorlarining ochilishiga nisbatan kechikib ochiladi. Natijada kompensatorning ekvivalent induktivligi va tok I_k o'zgarib ϑ burchakning va yuklama kuchlanishi U'_{yul} ning o'zgarishida saqlanib qolishini ta'minlaydi. Stabillashtirish davomida vektor I_k ning oxirgi nuqtasi MN chizig'i bo'yicha o'zgaradi.

20.9 Uch fazali TAI larning sxemalari va rejimlari

Uch fazali TAI larda $T_1 - T_6$ tiristorlardan ko'priksimon sxemasi bo'yicha yig'ilgan qurilma 20.33, a - rasmda keltirilgan. Ularning yuklamsi uchburchak yoki yulduz sxemasi bo'yicha ulanishi mumkin. Rasmda uchburchak yukalamaga kommutatsiyalovchi C_A, C_B, C_C kondensatorlarning parallel ulangan sxemasi keltirilgan. Tiristorlarning

ishlash davomi 120° bo'lib, har bir ishchi intervalda turli fazalarga tegishli ikkita tiristor ochiq holatda bo'ladi. 20.33, *a* - rasmda tiristorlarning tartib raqamlari bo'yicha ochilish ketma - ketligi 20.33, *b* - rasmdagi diagrammada keltirilgan. Diagrammadagi tiristorlarning ishchi juftliklari quyidagicha:

$$T_1T_2 - T_2T_3 - T_3T_4 - T_4T_5 - T_5T_6 - T_6T_1 - T_1T_2 \dots\dots\dots$$

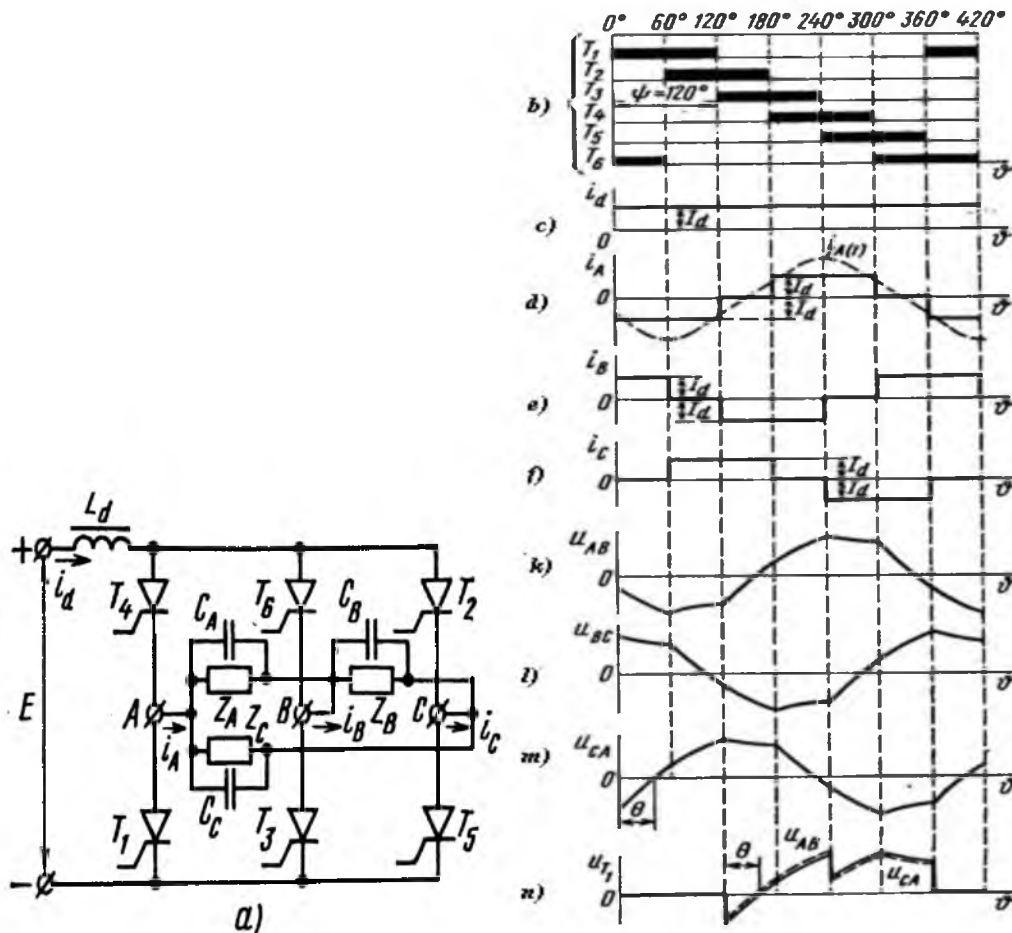
Uch fazali TAI da tiristorlarning ochilishi, bir fazali sxemadagi tiristorlarning ochilishiga o'xshab, har bir tiristorga ochilish impulsi ishlash intervalining boshlanishida beriladi. Yopilishi esa fazaga ulangan kondensator yordamida shu guruhga tegishli bo'lgan navbatdagi tiristorning ochilish momentida sodir bo'ladi. Masalan T_1 tiristorning yopilishi kondensator C_A yordamida tiristor T_3 ochilish momentida bo'ladi. Sxemaning ishlash prinsipi 20.33, *b* - rasmdagi vaqt diagrammasida keltirilgan.

Kirish induktivligi $L_d = \infty$ deb qabul qilinsa, invertorning kirish zanjiridagi o'zgarmas tok $i_d = I_d$ bo'ladi (20.33, *c* - rasm). O'zgarmas tok I_d , tiristorlar ko'rsatilgan ulanish ketma - ketligida ishlaganda, o'zgaruvchan faza toklari i_A, i_B, i_C o'zgartiriladi. Faza toklari bir - biriga nisbatan 120° ga siljigan to'g'ri burchak shaklida vujudga keladi (20.33, *d-f* - rasmla). Davomiyligi 120° va pauzasi 60° bo'lgan chiqishdagi faza tokining birinchi garmonikasining effektiv qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$i_{(1)} = I_{A(1)} = I_{B(1)} = I_{C(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (20.26)$$

Invertorning chiqish kuchlanishlari u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} (20.33, *k - m* - rasm) kondensatorlar C_A, C_B, C_C bir davr davomida olti marta qayta zaryadlanishi natijasida hosil bo'ladi. Olti intervalning har birida keltirilgan tiristorlarning juftliklaridan bittasi ishchi holatda bo'ladi. Diagrammada ko'rsatilgan kuchlanishlarning birinchi garmonikasi sinus shakliga yaqin bo'lganligi sababli uch fazali sxemani qo'llash bir fazalidan afzalroq hisoblanadi. Har bir yopilgan tiristordagi teskari kuchlanish U_{T1} ishlayotgan tiristorning kondensatori orqali unga berilgan kuchlanishi bilan aniqlanadi. Masalan, T_1 tiristorga (20.33, *n* - rasm) $120^\circ - 240^\circ$ intervalda tiristor T_3 tok o'tkazish holatida egri chiziqli kuchlanish U_{T1} kondensator S_A

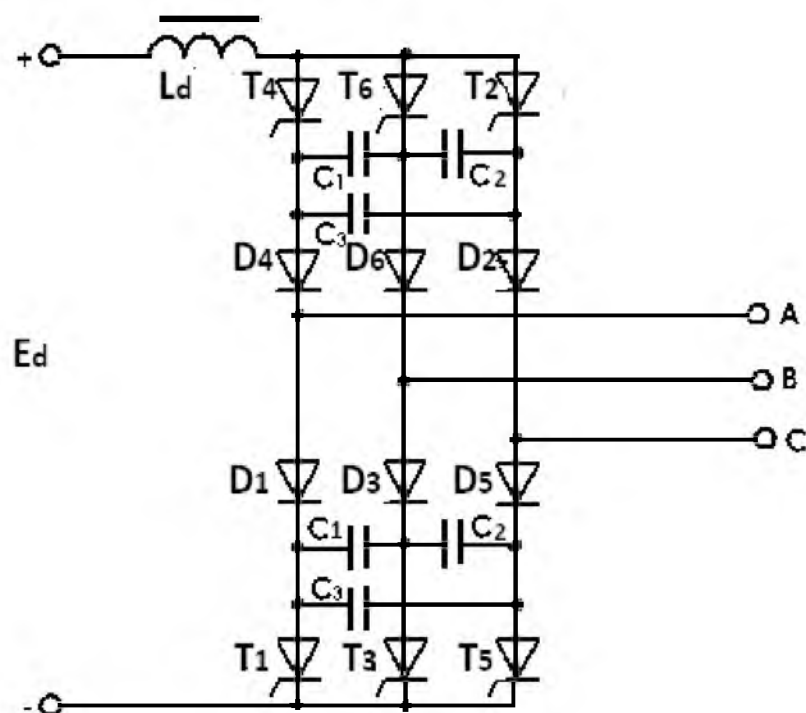
ning kuchlanishi (u_{AB}) bilan va interval $240^\circ - 360^\circ$ tiristor T_5 ishlash davomida kondensator S_A ning kuchlanishi (u_{CA}) bilan aniqlanadi.



20.33 – rasm. a) uch fazali TAI ning sxemasi; b-u) TAI ning ishlash vaqti diagrammasi

Uch fazali va bir fazali TAI larning sxemalarida uzuvchi diodlar qoʻllanilishi mumkin (20.34 – rasm).

Bu sxemada uzuvchi diodlar $D1 - D6$ yuqorida (bir fazali TAI larda) koʻrilgan rostlash diapazonini past chastotalar tomoniga kengaytirish vazifasini bajaradi. Bu sxemada ham diodlarning ishlash davomi faqat kommutatsiya intervali bilan chegaralanadi.



20.34 – rasm. Uch fazali uzuvchi diodli TAI ning sxemasi

REZONANSLI AVTONOM INVERTORLAR

20.10 Rezonans inverterlarining ishlash rejimlari, xarakteristikalari va xususiyatlari

Rezonansli avtonom inverterlar (RAI) o'zgarmas tokni yuqori chastotli o'zgaruvchan tokka (500 - 1000 Gs dan to 5 - 10 kks gacha va undan ham yuqori) aylantiruvchi qurilmalar. Bu diapazondagi iste'molchilar elektrotermiya bilan bog'langan obyektlar (metallarni induksion eritish, elektr pechlar asosidagi turli texnologiyalar va h.k.). Bulardan tashqari RAI lar o'zgarmas tokning sifati oshirilgan o'zgarmas tokka aylantirish rejimlarida ham ishlashi mumkin.

Odatda RAI bir fazali ko'priksimon sxemlar va bir operatsion tiristorlar asosida quriladi. RAI larda kondensator yuklamaga parallel yoki ketma-ket ulanishi mumkin. Ulanishiga ko'ra RAI larning parallel va ketma-ket guruhlari mavjud. Ikkala guruhda ham RAI larning ishlash jarayoni kondensatorlarning tebranuvchi (rezonansli) qayta zaryadlanishiga asoslangan.

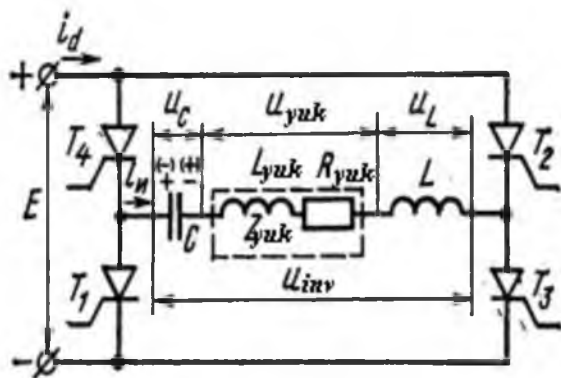
Parallel RAI lar (20.26 - rasm) kelitirilgan sxema bo'yicha quriladi, lekin bularda induktivlik L_d va kondensator C larni tanlashda kondensatorning qayta zaryadlanishi tebranuvchi xarakterga ega bo'lib, tiristorning ishlash chastotasining birinchi yarim davrda tugatilishi talab qilinadi. Shu bilan invertorning chiqishida yarim davrlik kuchlanish hosil bo'ladi. Tiristorlarning navbatdagi juftligi ochilishi bilan kondensatorning tebranuvchi qayta zaryadlanishi teskari yo'nalishga o'tib, chiqish kuchlanishining birinchisiga nisbatan teskari bo'lgan ikkinchi yarim davri hosil bo'ladi. Natijada inverter toki i_{nv} ikki qutbli impulslar bo'lib, sinusoidaning yarim to'liqlik shaklida va kirish toki i_d uzlukli bo'ladi. Tebranuvchi konturning chastotasi inverter ishlash chastotasidan yuqori bo'lganligi uchun manfiy va musbat yarimdavrlar kuchlanishlar orasida pauza hosil bo'ladi. Agar pauzaning intervali kam bo'lsa, yoki umuman bo'lmasa, unda yuklamaning kuchlanishlari sinus signaliga yaqin deb hisoblanadi.

Ketma – ket RAI ning tiristorlar $T_1 - T_4$ asosida tuzilgan bir fazali ko'priksimon sxemasi 20.35a - rasmda keltirilgan. Sxema diagonaliga aktiv - induktiv yuklamaga ketma - ket ravishda kondensator C va qo'shimcha induktivlik L ulangan. Invertorning chiqish tokini $i_{nv}(t)$ (yuklama toki i_{yuk}) hosil qilishda biri biriga yaqin bo'lgan ikkita chastota qo'llaniladi: birinchisi yelka tiristorlarining ochilish chastotasi f ; ikkinchisi kondensator C va induktivliklarning $(L + L_{yuk})$ tebranish chastotasi f_0 . Bunda:

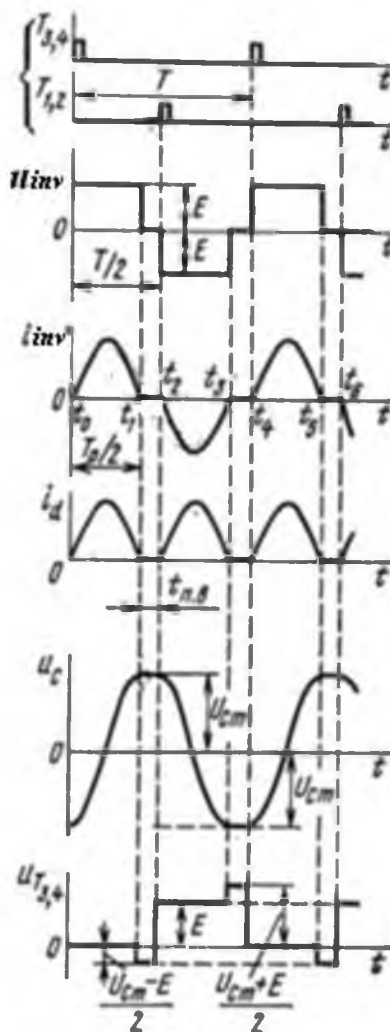
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L + L_{yuk})C}} \quad (20.27)$$

Invertorning ishlash prinsipi diagrammada keltirilgan (20.35 b-rasm).

Diagramma bo'yicha tiristorlar $T_4 T_3$ ulanishi bilan yuklamadan o'tgan tok ta'sirida diagonaliga ulangan $(L + L_{yuk})$ va C reaktiv elementlar tomonidan f_0 chastotali tebranuvchi konturi hosil qilinadi. Tebranishning birinchi yarim davri tugashi bilan tiristorlarning ikkinchi juftligi ulanadi. Invertorning ishlash chastotasi f tebranish chastotasi f_0 dan kichkina bo'lganligi sababli ($f_0 > f$), kondensatorning qayta zaryadlanish jarayoni navbatdagi tiristorlar juftligi ochilishidan ertaroq tugatilib, yuklama tokida pauza hosil qilinadi.



a)



b)

20.35 - rasm . a) RAI ning sxemasi, b) ishlash diagrammasi

Tok pauzasi davomida ishlayotgan tiristorlarga $(U_{cm} - E) / 2$ teng bo'lgan teskari kuchlanish berilib, ularni yopilishga olib keladi. RAI lar ishlashida pauzaning mavjudligi ularning tabiiy kommutatsiya rejimida ishlaydigan qurilmalar safiga kiritadi.

RAI elementlarini hisoblash va tanlash birinchi garmonika usuli asosida o'tkaziladi. Usulni qo'llashda pauza davomiyligi nolga teng deb olinib, invertorning chiqish kuchlanishi quyidagicha aniqlanadi:

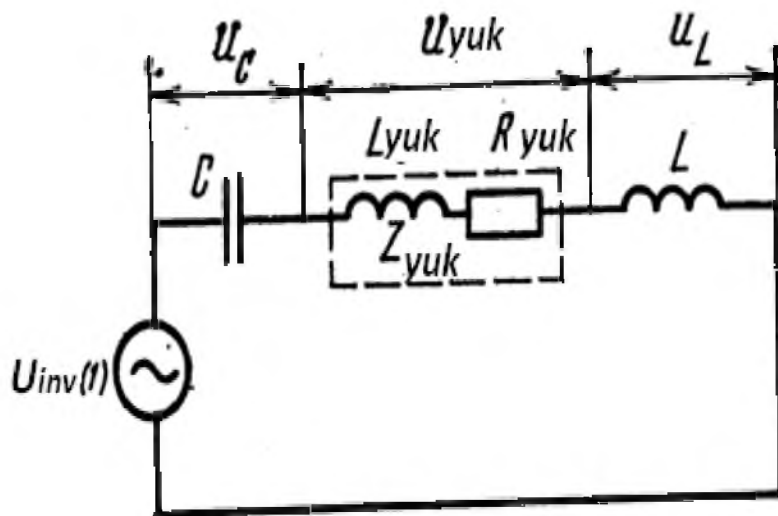
$$U_{yu(1)} = U_{yum(1)} \sin \omega t , \quad (20.28)$$

bu yerda $\omega = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{(L+L_{yu})S}}$ va $U_{yum(1)} = 4E / \pi .$

Birinchi garmonikaning effektiv qiymati

$$U_{yu(1)} = U_{yum(1)} / \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E = 0,9 E. \quad (20.29)$$

Bu tenglamadan invertorning chiqish kuchlanishi sinusoidal deb olinib, uning effektiv qiymati $U_{yu(1)}$ faqat Y_e ga bog'liq bo'lgani uchun invertorning real sxemasini sinusoidal kuchlanish $U_{I(t)}$ bilan ta'minlanuvchi 20.36 - rasmda keltirilgan ekvivalent sxemaga almashtirish mumkin.



20.36 - rasm. RAI ekvivalent sxemasi

Chastotalar $\omega = \omega_0$ bo'lganida invertorning chiqish zanjiri rezonans rejimiga o'tib, induktivlik va kondensatordagi kuchlanishlar teskari fazalarda teng modullar bilan quyidagicha aniqlanadi:

$$U_{L_{yuk}} + U_L = U_C \quad (20.30)$$

Manba $U_{inv(t)}$ dan faqat aktiv energiya iste'mol qilinadi. Yuklama i_{yuk} tokining fazasi kuchlanish $U_{yuk(t)}$ fazasiga mos bo'lganligi tufayli uning qiymati quyidagicha aniqlanadi :

$$I_{yuk} = I_{nv} = U_{inv(t)} / R_{yuk} \quad (20.31)$$

Reaktiv elementlarning parametrlarini aniqlash uchun 20.30 ifodada ularning bag'lanishi aniqlanadi:

$$\omega(L + L_{yuk}) = 1/\omega C \quad (20.32)$$

yoki

$$C = 1 / \omega^2 (L + L_{yuk}) \quad (20.33)$$

Bu ifodalardan zanjirni quyidagicha berilgan sifat darajasini qo'llash bilan

$$Q = Z_c / R_{yuk} \quad (20.34)$$

bu yerda $Z_c = \sqrt{\frac{L + L_{yu}}{C}}$ zanjirni xarakteristik qarshiligi, L va C elementlarning parametrlari aniqlanadi

$$C = 1 / \omega Q R_{yuk} \quad \text{va} \quad L = \frac{Q R_{yu}}{\omega} - L_{yuk} \quad (20.35)$$

Invertorlarning quvvatiga ko'ra sifat darajasi $Q = 2 \dots 10$ sonlar bo'lishi mumkin.

RAI larning tashqi xarakteristikalari

RAI larning aktiv quvvatlar balansi quyidagicha aniqlanadi:

$$E I_d = U_{yuk} I_{nv} \cos \varphi_{yuk} \quad (20.36)$$

Bu ifoda uchun 20.35b- rasmdagi diagrammadan iste'mol qiluvchi tokini o'rtacha qiymati I_d bilan invertor tokining effektiv qiymatining I_{nv} bog'lanishini aniqlab

$$I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{inv} \quad (20.37)$$

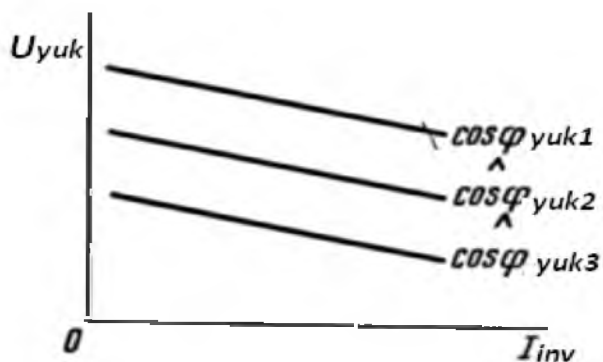
va (20.37) ifodaning (20.36) ga qo'yilishi bilan quyidagi ifodaga kelamiz:

$$U_{yuk} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \frac{1}{\cos \varphi_{yuk}} \quad (20.38)$$

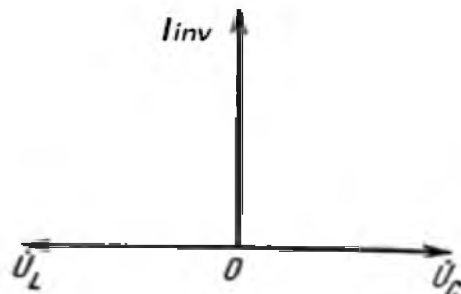
Ifoda (20.38) dan ko'rinib turibdiki, ta'minot manbai E o'zgarmagan holda RAI ning kuchlanishi faqat $\cos \varphi_{yuk}$ qiymatiga bog'liq ekan.

Bu bog'lanish (tashqi xarakteristika) 20.37- rasmda va vektor diagrammasi 20.38- rasmda keltirilgan. Ulardan $\cos \varphi_{yuk}$ ning qiymati kamayishi bilan RAI ning chiqish kuchlanishi oshirilishi xulosasiga kelish mumkin (20.37 – rasm). RAI larni $\cos \varphi_{yuk}$ ning muayyan qiymatlarida tashqi xarakteristikasining pasayishi ventillardagi va

drosselning aktiv qarshiligidagi kuchlanish pasayishlari bilan bog'liq bo'ladi.



20.37-rasm. RAI tashqi tavsiflari



20.38-rasm. Qisqa tutashuv rejimidagi RAI vektor diagrammasi

RAI larning muhim xususiyati – bu ular (KAI va TAI larga nisbatan) yuklamaning qisqa tutashuv rejimida ishchi qobiliyatini saqlab qolishidir.

20.38 -rasmda RAI qisqa tutashuv rejimidagi vektor diagrammasi keltirilgan, bunda $U_L = U_C = I_{inv} \omega L = I_{inv} \frac{1}{\omega C}$.

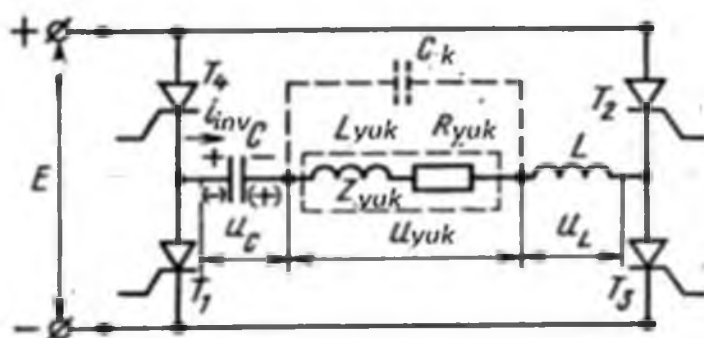
Invertorning toki $I_{inv} = U_{inv}/R_s$ qiymati L drosseli chulg'ami va keluvchi simlarning umumiy aktiv qarshiliklari hamda ventillardagi kuchlanish pasayishi tufayli cheklanib, juda katta bo'lishi mumkin.

Yuklama uzilganida (salt rejim) inverter ishlamaydi, chunki bunda chiqish kuchlanishi (toki) shakllanishi to'xtaydi. Bunda invertorni ishchi holatda saqlash uchun uning chiqishiga kam quvvat iste'mol qiladigan ballast rezistori ulanadi.

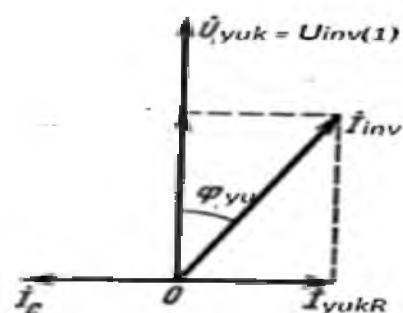
Reaktiv energiani kompensatsiya qiluvchi RAI

RAI larni qo'llashdagi ayrim holatlarda yuklama L_{yuk} katta induktivlikka ega bo'lishi mumkin (masalan, elektrtermik qurilmaning induktori). Shuningdek, yuklamada talab etilgan kuchlanish va quvvatni olishda $\cos \varphi_{yuk}$ kichik qiymatlari tufayli tiristorlari tok va kuchlanish bo'yicha optimal qo'llanmasligi mumkin. Ushbu muammoni hal qilish uchun L_{yuk} bilan rezonansga moslangan kondensator yuklamaga parallel ulanadi (20.39

– rasm). Bundan tashqari parallel ulangan kondensator kuchlanish u_{yu} shaklining sinusoidaga yaqin bo‘lishiga sabab bo‘ladi.



20.39 – rasm. Yuklamaga parallel ulangan kompensatsiyalaydigan kondensatorli RAI sxemasi.



20.40 – rasm. Yuklamaga parallel ulangan kompensatsiyalaydigan kondensatorli RAI sxemasining vektor diagrammasi

Shunday qilib, invertorning chiqish zanjiri bir xil $\omega = \omega_0$ chastotaga moslangan ikkita rezonans konturdan tashkil topadi. Bunda tebranuvchi konturlardan biri (L – C) ketma-ket, ikkinchisi esa ($L_{yuk} - R_{yuk} - C_k$) parallel kontur bo‘ladi. 20.40 – rasmda parallel tebranuvchi kontur uchun vektorli diagramma keltirilgan.

Rezonans paytida ketma-ket tebranuvchi konturda u_c va u_L kuchlanishlar o‘zaro teng $u_c = u_L$ va qarama qarshi fazada bo‘lganligi tufayli parallel tebranuvchi konturga va yuklamaga $u_{yuk} = u_{yuk(1)}$ kuchlanishi beriladi. Parallel tebranuvchi konturda esa rezonans paytida toklarning reaktiv qismlarining o‘zaro tengligi $I_{ck} = I_{yur}$ vujudga keladi va shu tufayli invertorning toki yuklama tokining aktiv qismi $I_{nv} = I_{yuk.a} = I_{yuk} \cos\varphi_{yuk}$ bo‘yicha aniqlanadi. Yuklamaning toki esa quyidagi ifoda bo‘yicha aniqlanadi :

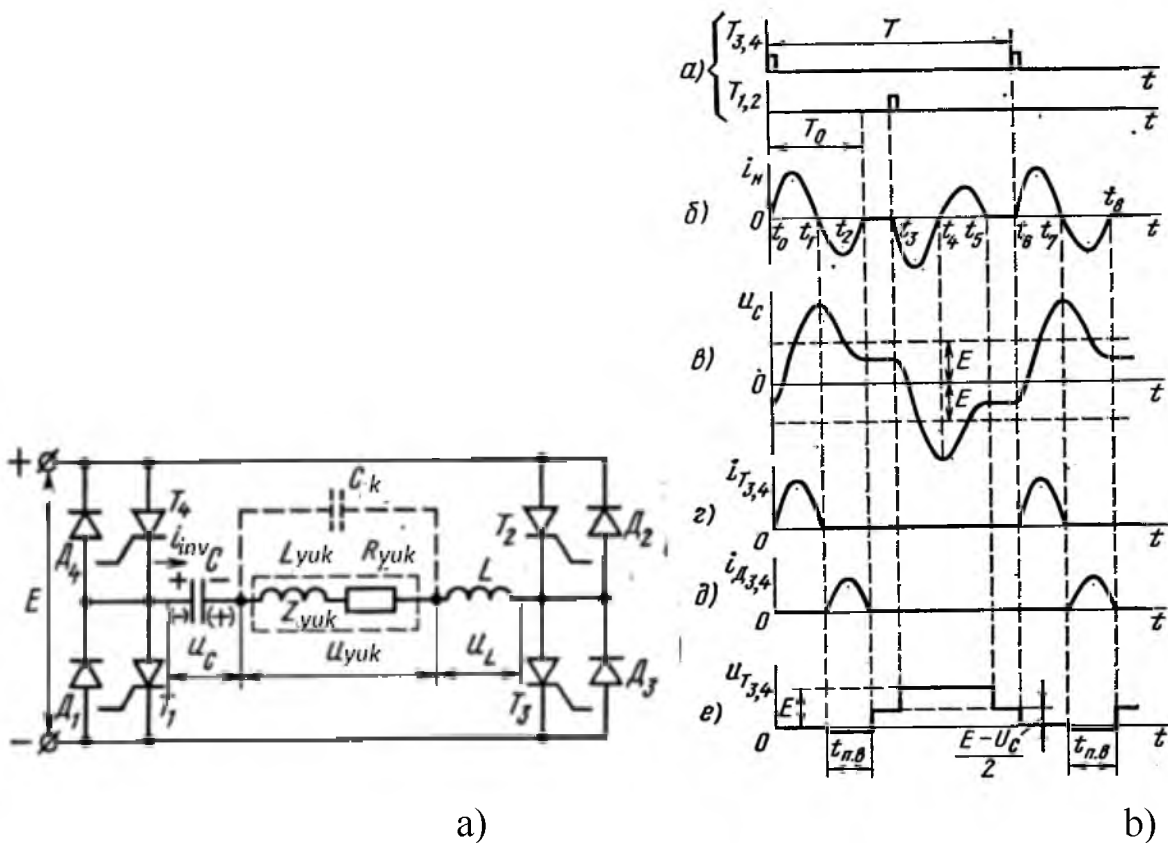
$$I_{yuk} = \frac{U_{yuk(1)}}{\sqrt{(\omega L_{yuk})^2 + R_{yuk}^2}} \quad (20.39)$$

Olingan ifodalarning ko‘rsatishi boyicha kompensatsiya jarayoni inverter toki I_{nv} va tiristorlar toklarini kamaytirishga olib keladi va bu esa o‘z o‘rnida sxemaga beriladigan kuchlanishning qiymatini hamda o‘zgartkichning FIK oshirishga imkoniyatini beradi. Shunday qilib,

erishiladigan ijobiy natijaga ko'ra kompensatsiyalash usuli o'zgaruvchan tokli yuklarni ta'minlashda pasaytiruvchi transformator rejimida ishlashi mumkin.

20.11. Teskari ulangan diodli RAIlar

Yuqorida ko'rib chiqilgan RAI sxemasida ishlayotgan tiristorlarning yopilishi yuklama toklarining pauza intervalida bajariladi deb ko'rsatilgan. Tebranish chastotasi oshgan sari yuklama toklarning pauza intervali kattalashadi va tok $i_{yuk}(t)$ davrning katta qismini egallaydi va shu sababli $i_{yuk}(t)$ ning shakli sinusoidadan katta farq qiladi. Yuqori chastotalar (2-10 kks gacha) sohasiga o'tish mobaynida invertorning ko'rsatkichlarini yaxshilash uchun 20.39 - rasmda keltirilgan invertorning sxemasiga teskari diodlar kiritiladi. Teskari ulangan diodli RAI sxemasi 20.41, a – rasmda va ishlashidagi vaqt diagrammasi 20.41, b – rasmda keltirilgan.



20.41 – rasm. a) RAI ning sxemasi, b) uzluqli tok rejimida ishlayotgan invertorning vaqt diagrammalari

Sxemaga drossel L ikki holatda kiritilishi mumkin: L_{yuk} qiymati kichik bo'lib, kondensator C_k kiritilmaganida hamda va L_{yuk} qiymati katta bo'lib, kondensator C_k kiritilganida.

Sxemada o'tadigan jarayonlarning xususiyati – diagonal tiristorlari ochilishining har bir taktida yuklama toki ikkita yarimto'liqin shaklidan iborat bo'lganligi. Birinchi yarimto'liqin - rezonans konturining tebranishidagi birinchi yarimto'liqini yuklama tasiri natijasida hosil boladi (bu etapda kommutatsiya kondensatori zaryadlanadi) va ikkinchisi - konturining tebranishining ikkinch yarimto'liqin tasirida hosil boladi (bu etapda ulangan teskari diodlar orqali kommutatsiya kondensatori qayta zaryadlanadi). Diagrammada (20.41b -rasmda) keltirilishi bo'yicha $t_0 - t_1$ intervalda birinchi yarimto'liqin va $t_1 - t_2$ etapda ikkinchi yarimto'liqinli toklarni tiristorlarning bir takt ishlash davomida vujudga kelishi ko'rsatilgan. Interval $t_2 - t_3$ da pauza hosil bo'lib, manba toki uzlukli bo'ladi.

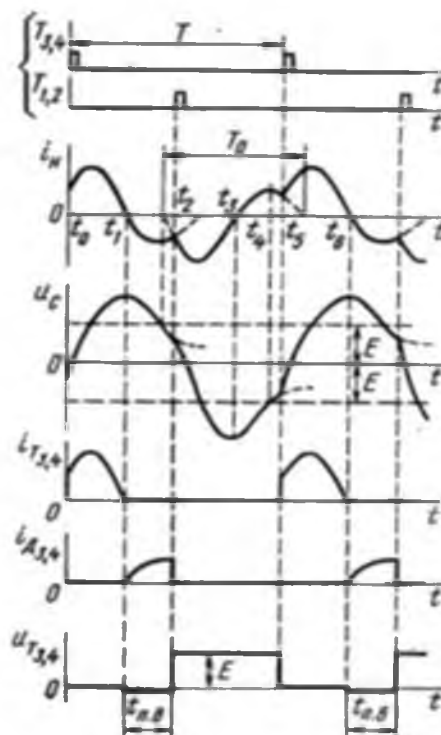
Suni aytib o'tish kerakki, diodsiz sxemalarda rezonans tebranuvchining yuklamaga faqat birinchi yarim to'liqin tasirini o'tkazadi va ularda ham pauza intervali hosil boladi (20.35,b -rasm) . Ammo, rezonans konturining tebranish chastotasi invertorning ishlash chastotasiga yaqin bo'lganligi tufayli pauza intervali chiqish parametrlarining sifatiga ta'siri kam bo'ladi.

Yuqorida keltirilgan fikrlar bo'yicha pauza intervalining xususiyatlariga ko'ra inverter ikki xil rejimda ishlashi mumkin: yuklama toki uzlukli va uzluksiz xarakterga ega bo'lganida.

Uzlukli tok rejimi chastotalar qiymati $\omega_0 > 2\omega$ bo'lganida sodir bo'ladi. Bunda $\omega_0 = 2\pi/T_0$ chiqish zanjirining rezonans chastotasi va $\omega = 2\pi/T$ invertorning chiqish-chastotasi. RAI ning bu rejimda ishlash diagrammasi 20.41,b – rasmda keltirilgan. Diagrammada invertorning birinchi taktida ishlashi T_3 va T_4 tiristorlar t_0 ochilish momentidan boshlab t_3 momentidacha davom etadi. Bunda $t_0 - t_1$ davomida tiristorlar T_3 T_4 , $t_1 - t_2$ davomida diodlar D_3 D_4 , $t_2 - t_3$ - pauza, va t_3 dan boshlab ikkinchi taktida jarayonlar teskari ravishda takrorlanadi. Moment t_3 dan T_1 va T_2 tiristorlari ochiladi va kondensatorning qayta zaryadlanish jarayoni sodir bo'ladi: $t_3 - t_4$ intervalida T_1 va T_2 tiristorlari ochiq paytida va $t_4 - t_5$ intervalida D_1 va D_2 diodlardan

tok o'tganida. Bunda T_3 va T_4 tiristorlarga to'g'ri yo'nalishda T kuchlanish beriladi. Keyinchalik sxemada jarayonlar qaytariladi.

Uzluksiz rejimda inverter ishlashini ta'riflovchi vaqt diagrammalari 20.42- rasmlarda keltirilgan. Bu rejimda chiqish zanjirining rezonans chastotasi va boshqarish impulslarining kelish ketma-ketligining



20.42 – rasm. Uzluksiz rejimda inverter ishlashini ta'riflovchi vaqt diagrammalari

(chastotasining) o'zaro bog'liqligi $\omega_0 < 2 \omega$ yoki $T_0 > T/2$ bo'ladi. Bunda navbatdagi tiristorlarning ochilishi teskari diodli zanjirda kondensatorning qayta razryadlanishi tugagunigacha amalga oshiriladi. Shuning uchun yuklama toki va kondensator kuchlanishining shakllari sinusoidaga yaqin bo'ladi (20.42 – rasmlar). Tiristorlarni o'tkazish intervali tugaganidan so'ng ularning yopilishini ta'minlovchi kerakli sharoitlar teskari diodlar tok o'tkazadigan paytda ularda hosil bo'lgan kuchlanish hisobiga amalga oshiriladi.

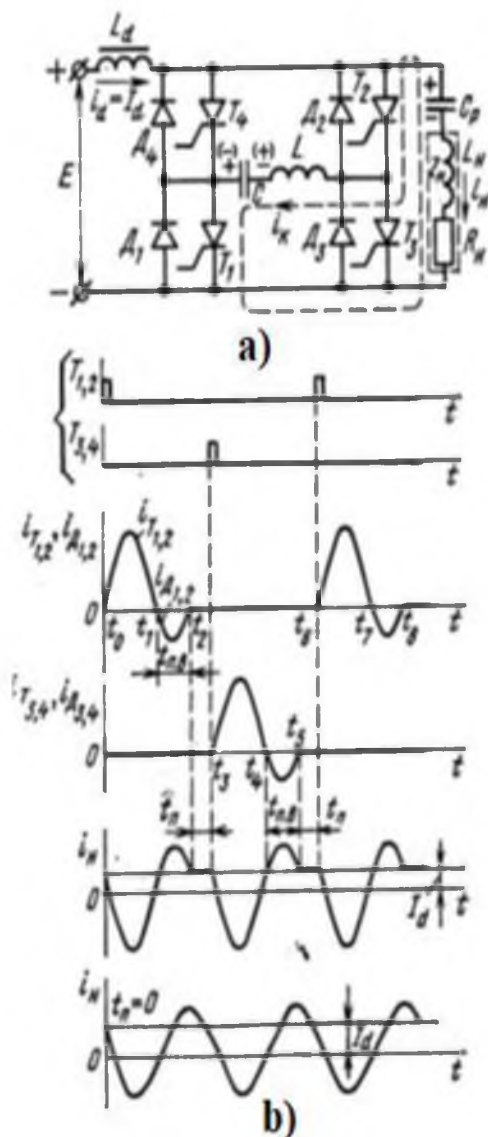
Yuklama toki $i_{yuk}(t)$ shakli sinusoidaga ancha yaqin bo'lganligi va tiristorlarning tok bo'yicha yaxshiroq ishlatilganligi tufayli yuklama tokining uzluksiz rejimi amaliyotda keng qo'llaniladi.

20.12. Chastotani ikki barobar ko'paytiruvchi RAI lar

Chastota bo'yicha RAI qo'llashdagi cheklashlarga sabab, ularni tiristorlari ochilish-yopilish davridagi isrofliklar quvvati ko'payib ketishida hamda tiristorlarning o'chirish vaqti qisqaligida.

Ishchi chasotasini ko'patirishning samarali usullaridan biri – bu invertor tiristorlarini ochilish-yopilish chastotasi f_I va yuklama tokining chastotasi f quyidagi ifoda bo'yicha $f = 2 f_I$ o'zaro bog'liqligini ta'minlash. Bunday rejimda chastotani ikki barobar ko'paytiruvchi RAI lar ishlaydi.

20.43, a – rasmda chastotani ikki barobar ko'paytiruvchi RAI sxemasi keltirilgan.



20.43 – rasm. Chastotani ikki barobar ko'paytiruvchi RAI sxemasi (a) va uning vaqt diagrammalari

Sxema tarkibini $T_1 - T_4$ tiristorlar va $D_1 - D_4$ diodlar asosidagi invertorli ko‘prik, S kondensator va ko‘prik diagonaliga ulangan L drossel tashkil etadi. Ko‘prikning ikkinchi diagonaliga C_p bo‘luvchi kondensator orqali aktiv-induktiv yuklama Z_{yu} ulangan. Bunda C va C_p kondensatorlarning sig‘imi teng bo‘ladi. Invertorning o‘zgaras tok zanjirida silliqlovchi drossel L_d joylashtiriladi. Uning induktivligi L va L_{yuk} induktivligidan katta bo‘ladi. Sxemada kechadigan jarayonlarni ifodalaydigan vaqt diagrammalari 20.43 *b* rasmlarda keltirilgan.

Sxemaning ishlash prinsipi T_1, T_2 va T_3, T_4 tiristorlarining navbat bilan ishlashida C kondensatorni va L drosselini invertorning chiqish zanjiriga parallel ulashiga asoslangan. Yuklamadagi $i_{yuk}(t)$ tokining qiymati invertorning ochiq tiristorlar konturidagi ta‘minot manbaining toki ($i_d = I_d$) va C va C_p kondensatorlarning qayta razryadlanish tokining o‘zaro ayirmasiga teng bo‘ladi. Tiristorlar T_1 va T_2 ochiq holatida t_0 momentidan boshlab i_{yuk} tokini yarimto‘lqinining shakllanishi Z_{yu} yuklama va L drosselar kiradigan zanjirda C va C_p kondensatorlarning tebranuvchi qayta zaryadlanish konturi bilan bog‘liq bo‘ladi (qayta zaryadlanish konturi 20.43, a – rasmda punktir chiziq bilan ko‘rsatilgan). Qayta zaryadlanishdan avvalgi C kondensatori kuchlanishining qutbliligi sxemada qavssiz ko‘rsatilgan. Qayta zaryadlanish jarayoni ikki bosqichda o‘tadi. Birinchi bosqichda ($t_0 - t_1$ intervalida) tebranuvchi konturining toki i_k tiristorlar T_1 va T_2 orqali o‘tishi bilan bog‘liq bo‘ladi. Ikkinchi bosqichda esa i_k tokining yo‘nalishi o‘zgarganida tiristorlarni shuntlovchi D_1 va D_2 diodlardan o‘tishi bilan bog‘liq. Yuklama zanjiriga kondensatorlar tomonidan energiyaning berilishi tufayli qayta zaryadlanish jarayoni so‘ndiriluvchi xarakterga ega bo‘ladi. Shuning uchun teskari diodlar orqali i_k tokining o‘tish bosqichida uning amplitudasi kamayadi. $t_1 - t_2$ intervalida avval ishchi holatida bo‘lgan tiristorlar T_1 va T_2 yopilishi uchun kerakli sharoitlar yaratiladi. Tiristorlarga D_1 va D_2 diodlardagi kuchlanish pasayishiga teng bo‘lgan teskari kuchlanish beriladi. $t_2 - t_3$ intervalida invertorning tiristorlari yopiq bo‘ladi. Bu intervalda yuklama tokining qiymati C_p kondensatorlarning zaryadlanish toki $i_d = I_d$ bilan aniqlanadi. t_0 momentidan boshlab i_{yuk} tokini yarimto‘lqinining shakllanishiga T_3 va T_4 tiristorlarining ochilishi sabab bo‘ladi va C va C_p kondensatorlarning qayta zaryadlanish jarayoni bilan bog‘liq bo‘ladi. Qayta zaryadlanishdan avvalgi C

kondensatori kuchlanishining qutbliligi 20.43,a, – rasmda qavs ichida ko‘rsatilgan. Keyinchalik sxemadagi jarayonlar qaytariladi.

Invertorning ko‘rib chiqilgan ushbu rejimi $C - L$ konturidan oqayotgan i_k tokida pauza intervallari t_p mavjudligi bilan xarakterlanadi.

Yuklama $i_{yuk}(t)$ toki shaklini sinusoidaga yaqinlashtirish uchun kontur elementlarining $t_p = 0$ holati bo‘yicha tanlanadi. Bunga erishish uchun chastotalar nisbati $f = 2f_0$ teng qilib olinadi. Bu ifodada

$$f_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{(L_{yu} + L) \frac{SS_r}{S + S_r}}} \quad (20/40)$$

Ko‘rib chiqilgan sxemani muhim xususiyati – bu sxemaning chiqish zanjirida qisqa tutashuv rejimi bo‘lsa, shuningdek ballast qarshiligi mavjudligida salt rejimida ham ishchi holatini yo‘qotmasligidir.

Nazorat savollari

- 1) KAI larning qanaqa tiplarini bilasiz?
- 2) KAI larda teskari ulangan diodlarning vazifasi nimalardan iborat?
- 3) KAI larning rostdash uaullarini ta’riflang;
- 4) IKR va IKM rostdash metodlarini farqi nimada?
- 5) KAI arning 120^0 va 180^0 ishlash rejimlaridagi ventillarning ulanish ketma- ketligini ta’riflang;
- 6) Ikki pog‘onali kommutatsiya rejimini ta’riflang;
- 7) Uch fazali KAI ning tashqi xarakteristikasini ta’riflang.
- 8) TAI larda qo‘llaniladigan L_d va C_k elementlarning fazifasini ta’riflang;
- 9) TAI larda uzuvni diodlar nima vazifani bajaradi?
- 10) TAI larda chastota diapazonini kengaytirish uchun qanaqa chegaralar ko‘riladi?
- 11) Uch fazali TAI larda C_k qanday ulanadi?
- 12) TAI larda boshqariluvchi elektron asboblari qo‘llanishi mumkinmi?
- 13) TAI larda teskari ulangan diodlar qo‘llanishi mumkinmi?
- 14) RAI larda rezonans chastotasi bilan invertorning ishlash chastotasi teng bo‘lishi mumkinmi?
- 15) Parallel va ketma-ket rezonansli RAI larning farqi nimada?

O'ZGARMAS KUHLANISH O'ZGARTKICH QURILMALARI (DC – DC O'ZGARTKICHLAR)

21.1. O'zgarmas kuchlanishning impulsli o'zgartkichlari

O'zgarmas kuchlanish o'zgartkichlarining (O'KO') asosiy vazifasi - bu bir qiymatli o'zgarmas kuchlanishni boshqa qiymatli o'zgarmas kuchlanishga o'tkazish. Bu vazifani bajaruvchi o'zgarmas kuchlanishning o'zgartkichlari sanoat elektronika qurilmalarida DC – DC sinfiga kiradi. Ishlash rejimi bo'yicha O'KO' lar parametrik va impuls rejimida ishlovchi qurilmalarga ajratiladi. Parametrik qurilmalarning rejimlari ularning ichki parametrlariga va elementlarining xususiyatlariga asoslanadi. Ko'pincha ular analogli elementlar bazasida tuziladi. Hozirgi vaqtda o'zgartkichlarning foydali ish koeffitsiyentini oshirish maqsadida impuls rejimida ishlaydigan O'KIO' qurilmalari keng qo'llanmoqda. Odatiy vazifalarni bajarishda ular uchta turga ajratiladi: birlamchi manbani pasaytiruvchi, oshiruvchi va inverslovchi impulsli O'KIO' qurilmalari.

Pasaytiruvchi O'KIO' larning sxemasi 21.1, *a* - rasmda va ishlash diagrammasi 21.1, *b* - rasmlarda keltirilgan. Diagrammani tuzishda tranzistor va diodning ideal xarakteristikalari qo'llanilgan, kondensator $C_f = \infty$, va yuklamaning toki uzluksiz deb olingan. Sxemaning ishlashini quyidagicha ta'riflash mumkin: VT tranzistor t_1 momentda ochilishi bilan diod VD yopiladi va yuklamaga ta'minot manbaining kuchlanishi ulanadi. Moment t_2 dan boshlab tranzistor yopilishi bilan induktivlik L_{yuk} kuchlanishi ishorasining keskin o'zgarishi hisobiga diod VD ochiladi va L_{yuk} yig'ilgan energiya diod orqali yuklamaga ulanadi. Moment t_3 dan boshlab jarayonlar takrorlanadi.

O'KIO' ning chiqishdagi kuchlanishini rostlash tranzistorning ochilgan holatini o'zgartirish bilan bajariladi. Ya'ni, o'zgartkichni impulsli rostlash yuklamaga beriluvchi impulslarning chastotasi saqlanib qolib, ularning kengligini o'zgartirish bilan bajariladi. O'KIO' larda bu usul impuls kengligini rostlash (IKR) usuli deb aytiladi (o'zgaruvchan toklar uchun bu metod 5.2- paragrafda keltirilgan).

IKM usulidan tashqari o'zgarmas tok qurilmalarida chastota impulsli modulyatsiya usuli (ChIM) ham qo'llanishi mumkin. Bu usulda impulslarning kengligi va davri o'zgarmasdan chiqishdagi kuchlanishlarning o'rtacha qiymati impulslarning chastotasini o'zgartirish bilan o'zgartiriladi.

O'KIO' larning IKR usuli qo'llanishdagi chiqish toki va kuchlanishning t_i bilan bog'lanishini ko'rib chiqamiz.

Qancha impulsning kengligi (t_i) uning davriga (T) nisbatan katta bo'lsa, shuncha yuklamaning o'rtacha kuchlanishining qiymati U_{yuk} katta bo'lishi kutiladi.

$$U_{yuk} = \gamma U_d, \quad (21.1)$$

bunda: γ – impuls kengligi davriga nisbatan bo'lgan to'ldirish koeffitsiyenti.

$$\gamma = \frac{t_i}{T}. \quad (21.2)$$

Ifoda (21.2) da koeffitsiyent $\gamma < 1$ bo'lgani uchun bu turdagi o'zgartkichlar pasaytiruvchi o'zgartkichlar vazifasini bajaradi.

Nisbatan birliklarda pasaytiruvchi O'KIO' rostlagich xarakteristikasi quyidagicha aniqlanadi:

$$\frac{U_{yuk}}{U_d} = \gamma. \quad (21.3)$$

Agar ventillar ideal elementlar deb olinsa, unda ularning foydali ish koeffitsiyenti birga teng bo'lib, manbadan iste'mol qilinuvchi quvvat yuklamada sarf qilinuvchi quvvatga teng bo'ladi va quyidagi tenglama o'rinli

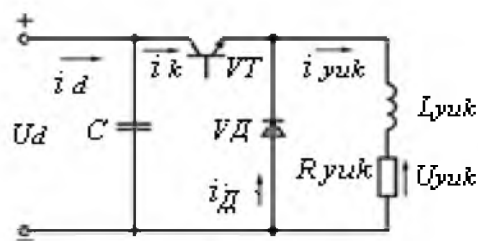
$$U_{yuk} I_{yuk} = U_d I_d. \quad (21.4)$$

bunda: I_d, U_d - ta'minot manбайдan istemol qilinuvchi tok va manba kuchlanishi; I_{yu}, U_{yu} - yuklama toki va yuklama kuchlanishi.

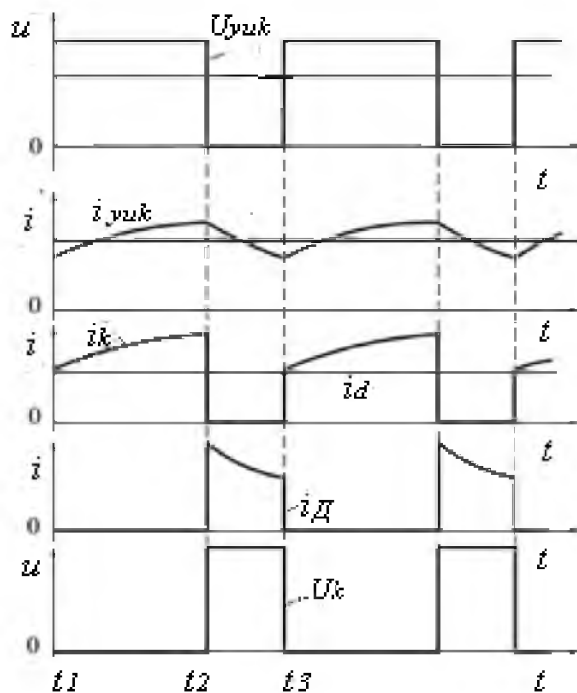
(21.3) va (21.4) ifodalarga ko'ra yuklama toki quyidagicha aniqlanishi mumkin:

$$I_{yuk} = I_d \frac{U_d}{U_{yuk}} = \frac{I_d}{\gamma}. \quad (21.5)$$

Pasaytiruvchi o'zgartkichlarda (21.3) ifodadan rostlash diapazonida koeffitsiyent γ oshishi bilan yuklama kuchlanishi oshishi va (21.4) dan yuklama tokining kamayishi ko'rinib turibdi.



a)

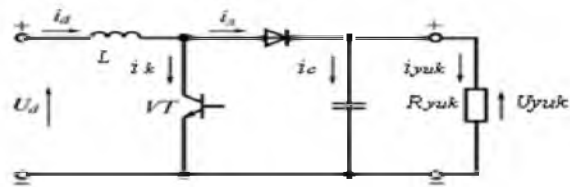


b)

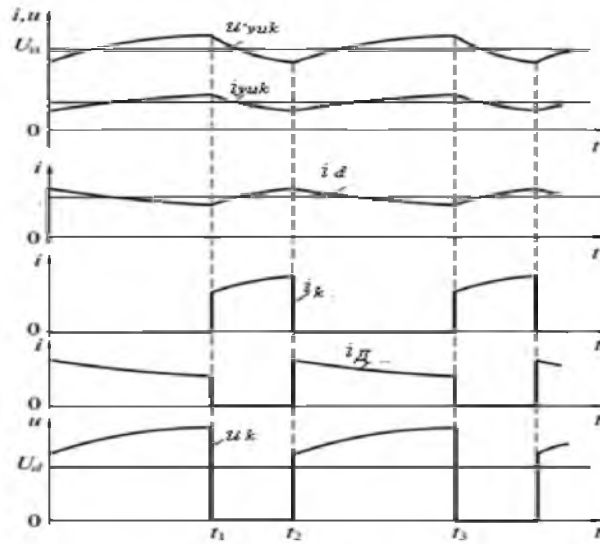
21.1- rasm. Pasaytiruvchi O'KIO': a) sxemasi; b) vaqt diagrammasi.

Oshiruvchi O'KIO' sxemasi 21.2,a – rasmda keltirilgan. Sxemaning ishlashida t_1 momentda tranzistor VT ochiladi va drossel L dan tok o'tib boshlaydi. Tranzistor yopilishi bilan t_2 momentda ta'minot manbai kuchlanishi U_d va induktivlik L da o'zinduksiyaning ta'sirida yig'ilgan EYuK ning yig'indilari hisobiga ventil VD orqali kondensator C_k zaryadlanadi va ta'minot manбайдan iste'mol qiluvchi tok pasayadi.

Moment t_3 dan boshlab jarayonlar takrorlanadi. Bu sxemani pasaytiruvchi sxemadan farqi shundaki, tranzistorning har bir navbatdagi ochilishida yuklamaga ta'minot manbai kuchlanishidan tashqari induktivlikda yig'ilgan EYuK ham qo'shiladi. Natijada O'KIR yuklama kuchlanishini faqat oshirishga ishlaydi.



a)



b)

21.2- rasm. Oshiruvchi O'KIO' va uning ishlash diagrammasi

Shunday qilib, t_i - impuls davomida tok i_d , tranzistordan o'tish natijasida induktivlikda energiya yig'iladi. Keyinchalik, $T - t_i$ intervalida tok i_d diod orqali kondensatorni zaryadlab, yuklamadan o'tadi. Tok i_d ning o'zgarmas qismi kondensatordan o'tmaganligi uchun yuklamadan o'tuvchi tokning o'rtacha qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$I_{yuk} = I_d \frac{T-t_i}{T} = I_d (1 - \gamma) . \quad (21.6)$$

Kirish va chiqishdagi quvvatlarining tengligi inobatga olinsa, (21.4- ifoda) quyidagi ifodani yozish mumkin:

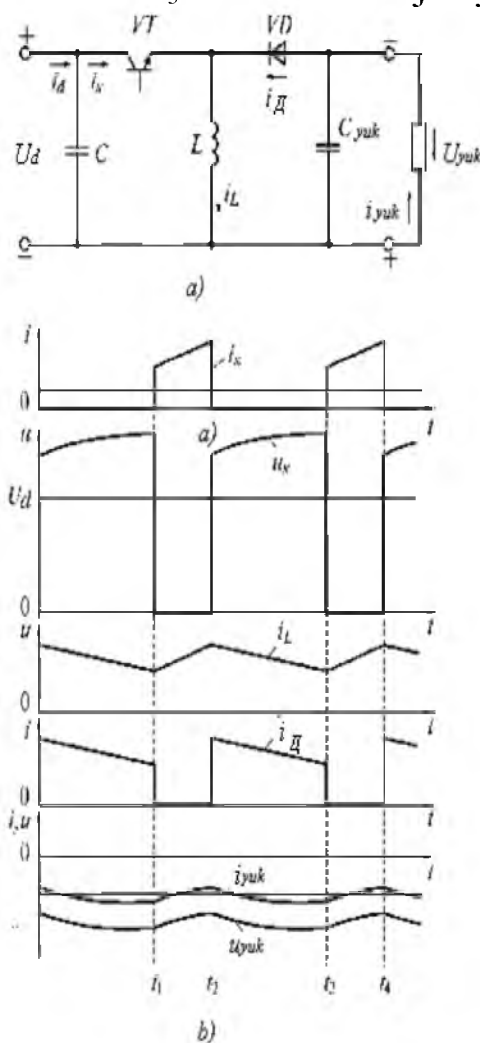
$$U_{yuk} = \frac{1}{1-\gamma} U_d . \quad (21.7)$$

Bunda, nisbiy birliklarda, roslash xarakteristikasining tenglamasi

$$\frac{U_{yuk}}{U_d} = \frac{1}{1-\gamma} . \quad (21.8)$$

Ifoda (21.8) dan yuklama kuchlanishini cheksiz oshirish imkoniyati ko‘rinib turibdi. Ammo, koeffitsiyent γ – ni oshirish bilan drosselda sarf qilinadigan energiya ham oshadi va shu sababli amalda yuklama kuchlanishini cheksiz oshirish mumkin emas (tavsiya qilinishicha 3 - 4 marotaba oshirish mumkin).

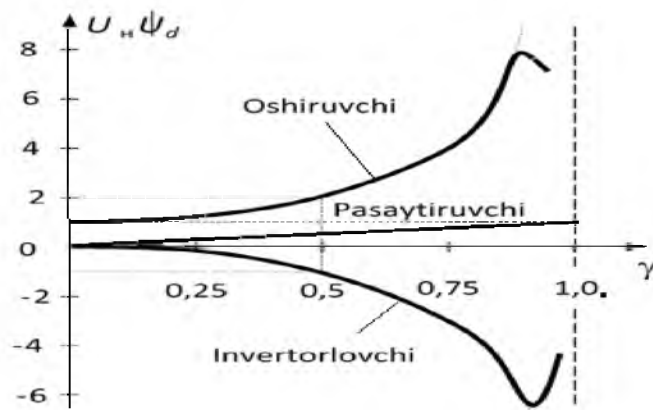
Inverslovchi O‘KIO‘ ning sxemasi va ishlash diagrammasi 21.3 - rasmda keltirilgan. Sxemaning ishlash jarayonida moment t_1 da tranzistor ochiladi va induktivlikdan tok o‘tishga boshlaydi. Moment t_2 da tranzistor yopiladi va induktivlik kuchlanishining ishorasini keskin o‘zgartiradi. Bu ishora manba ishorasiga teskari bo‘lib, diod VD ochiladi va induktivlik L da yig‘ilgan energiya L, C, VD zanjirdan tok o‘tadi. Interval $t_1 - t_2$ da kondensator C zaryadlanishi bilan R -yuklamada manbaga nisbatan teskari (inverslangan) kuchlanish qo‘yiladi. Natijada o‘tayotgan tok pasayadi. Moment t_3 dan boshlab jarayonlar takrorlanadi.



21.3 - rasm. Invertorlaydigan O‘KIO‘ sxemasi (a) va uning ishlash diagrammasi (b).

Bu O‘KIO uchun nisbiy birliklarda roslash tenglamasini quyidagicha keltirish mumkin:

$$\frac{U_{yuk}}{U_d} = \frac{\gamma}{1-\gamma} \quad (21.9)$$



21.4 – rasm. O‘KIO‘ larning asosiy turlari uchun tuzilgan roslash xarakteristikalari

21.2 O‘zgarmas kuchlanishni reversiv o‘zgartkichlari

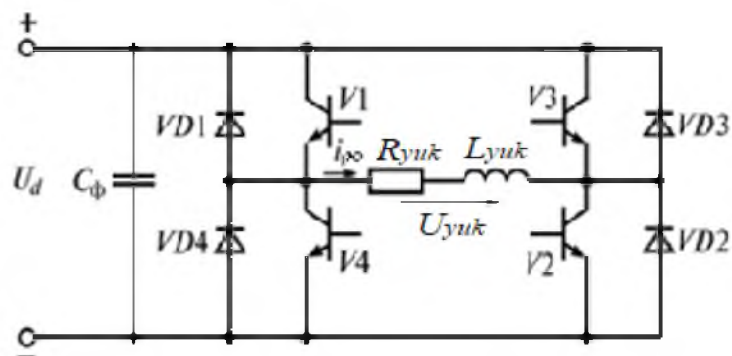
Elektr yuritmalarda reversiv O‘KIO‘ yuklamaga berilgan kuchlanishning qiymatini o‘zgartirish bilan birga ishorasini ham o‘zgartirish imkoniyatini beradi. 21.5 – rasmda o‘zgartkich texnikasida keng qo‘llanadigan reversiv O‘KIO‘ sxemasi keltirilgan. Bu sxemada $V1$, $V2$ yoki $V3$, $V4$ juftliklarni ulanishida yuklamada teskari ishorali kuchlanishlar hosil bo‘ladi. Sxema ishlash davomida simmetrik yoki nosimmetrik uslublari bilan boshqarilishi mumkin.

Agar ko‘prik diagonalidagi tranzistorlar bir vaqtda ulanadigan bo‘lsa, unda O‘KIO‘ simmetrik uslubida boshqariladigan bo‘ladi. Bunda yuklamadagi kuchlanish ikki qutbli bo‘lib, yuklama tokining ikkita tranzistor yoki ikkita diod o‘tkazadi.

Agar diagonaldagi tranzistorlarning ulanish vaqti bir xil bo‘lmasa, unda boshqarish nosimmetrik uslubida o‘tkazilgan bo‘lib, yuklama kuchlanishlari bir qutbli bo‘ladi.

Nosimmetrik boshqarishda ikkita ulanish rejimi qo'llaniladi: birinchisi – bitta ustunga tegishli ketma ket ulangan tranzistorlardan biri yoki ikkalasi ham ochilib - yopilib kalit rejimida ishlaydi va ikkinchisida – juft va toq davrlarda har bir ustundan bittadan tranzistor ishlaydi.

Reversiv simmetrik boshqarishni yuklama aktiv - induktiv bo'lib, toklar uzluksiz bo'lganidagi ishlashini ko'rib chiqamiz. Bu uslubda tranzistorlar juftliklari $V1, V2$ va $V3, V4$ bir davr davomida navbat bilan ochiladi.

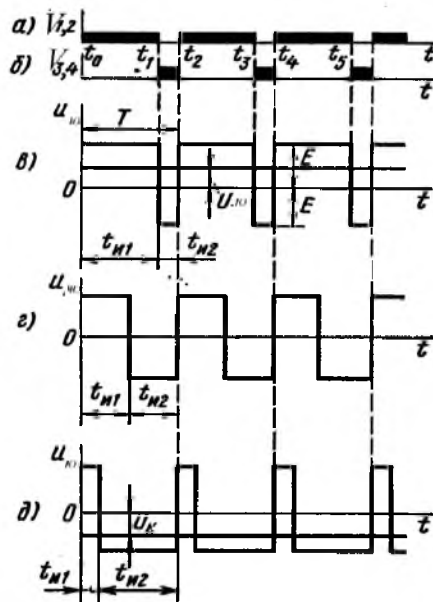


21.5. - rasm. Tranzistorli reversiv o'zgartkich sxemasi

Qaysi bir juftlikning ishlash davomining (t_i) qiymati kattaroq bo'lsa, unda chiqishdagi kuchlanishning o'rtacha qiymati shu juftlikning ishorasida bo'ladi (21.6 - rasm). Chiqishdagi kuchlanishning o'rtacha qiymati quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$U_{yu} = \frac{t_{i1} - t_{i2}}{t} U_e . \quad (21.10)$$

Bunda t_{i1} – $V1, V2$ tranzistorlarning va t_{i2} – $V3, V4$ tranzistorlarning ishlash intervallari. Interval $t_{i1} > t_{i2}$ bo'lganida chiqish kuchlanishi musbat ishoraga ($U_d > 0$), $t_{i1} = t_{i2}$ ($U_d = 0$), $t_{i1} < t_{i2}$ manfiy ishorali ($U_d < 0$) bo'ladi.



21.6 - rasm. Reversiv O'KIO' ishlash diagrammasi

Reversiv simmetrik uslubning kamchiligi - uning chiqishidagi pulsatsiya koeffitsiyentining kattaligida. Bu kamchilik O'KIO' ning chiqishda katta silliqlovchi drossel ulanishini talab qiladi.

21.3 Tiristorli o'zgarmas kuchlanish o'zgartkichlari

Tiristorli o'zgartkichda ikki operatsion tiristorlar qo'llanilsa, unda ularni ishlash prinsiplari yuqorida ko'rilgan sxemalarning ishlashidan deyarli farq qilmaydi. Bir operatsiyali tiristorlar qo'llanganda ularni yopish uchun ikkita shart bajariladi: birinchisi - tiristordan o'tayotgan tokning qiymatini nolga tushirish va ikkinchisi - toki nolga tushirilgan tiristorga ma'lum vaqt davomida (tiristorning tiklanish vaqti davomida) unga teskari kuchlanishni ulash. Tiklanish vaqti davomida bazada yig'ilgan oshiqcha tashuvchilarning soni kamayib, boshqariluvchi *p-n* o'tishning yopilish holatiga olib keladi.

To'g'rilagichlarda va invertorlarda ishchi holatdagi tiristorning yopilishi va navbatdagi tiristorning ochilishi tarmoq kuchlanishining ishorasi o'zgarishi ta'sirida o'tkaziladi. Tarmoq kuchlanishi ta'siridagi tiristorlarning yopilishi va ochilishi **tabiiy kommutatsiya** jarayoni deyiladi.

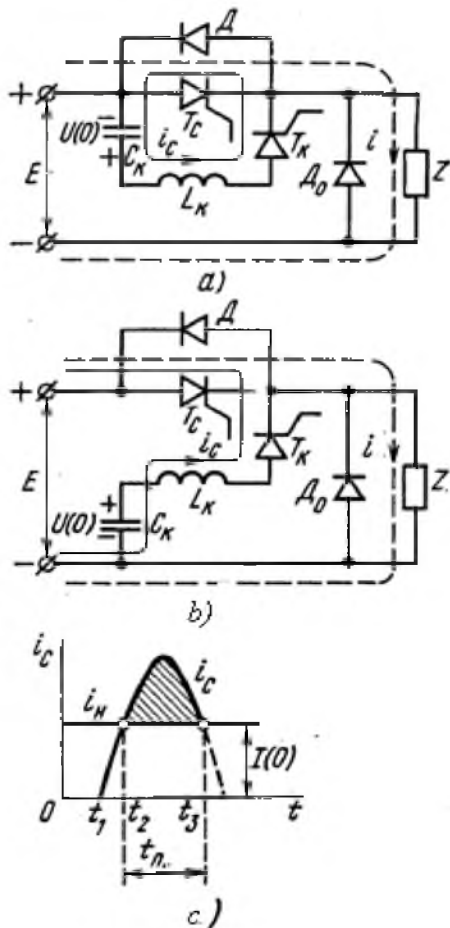
Tiristorli o'zgarmas kuchlanish qurilmalarida ochilgan tiristorni yopish uchun majburiy ravishda, qo'shimcha sxemalar yordamida, ularga teskari kuchlanishli impulslar berilishi talab qilinadi. Bu prinsipdagi kommutatsiya **sun'iy (majburiy) kommutatsiya** deyiladi. Sun'iy kommutatsiya qurilmalari faqat O'KO' larda emas, balki ular avtonom invertorlarda va o'zgarmas tok uzgichlarida ham keng qo'llaniladi. Sun'iy kommutatsiyani bajaruvchi maxsus qurilmalarning tarkibiga qo'shimcha manbalar, kommutatsiyalovchi kondensatorlar, tiristorlar, diodlar, induktivliklar va boshqa elementlar kiritilishi mumkin. Bu qurilmalar tiristorli O'KO' ning ishga tushirilishini, kommutatsiyalovchi kondensatorlarning boshlang'ich zaryadlanishini va keyinchalik qayta zaryadlanishini ta'minlaydi.

Maxsus kommutatsiya qurilmalari yuklamaga va asosiy ishlovchi tiristorlarga nisbatan parallel yoki ketma - ket ulanish prinsiplari bo'yicha tuziladi. Misol sifatida 21.7 - rasmda parallel ulangan va 21.8 - rasmda ketma - ket ulangan kommutatsiya qurilmalarining ikkitadan sxemalari hamda ularning kommutatsiya grafiklari keltirilgan [2,3].

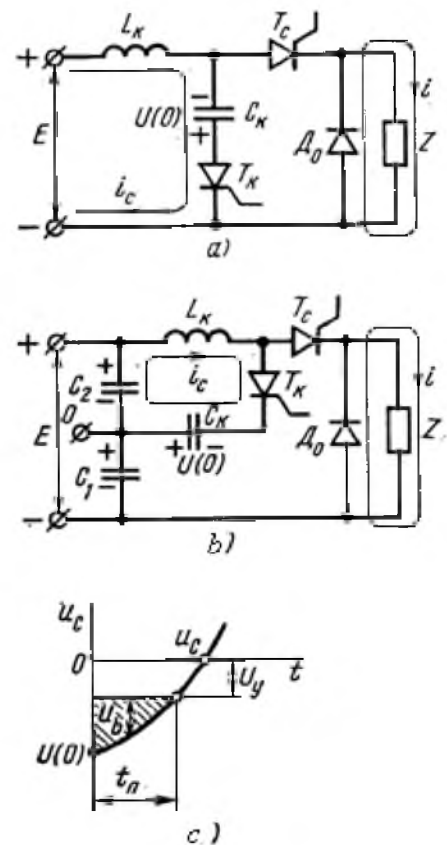
21.7, a - rasmda sxemasi keltirilgan **Yuklamaga parallel ulangan** kommutatsion qurilmaning ishlashini ko'rib chiqamiz. Bu qurilmaning tarkibiga quyidagi elementlar kiradi: L_k - kommutatsion induktivlik; C_k - kommutatsion kondensator, sxemada ko'rsatilgan ishoralar bo'yicha $U(0)$ kuchlanishgacha oldindan zaryadlangan; T_c - o'zgartkichning kuch tiristori; T_k - asosiy kuch tiristorining yopilish momentini boshqaruvchi kommutatsion tiristor; D - kuch tiristoriga qarama - qarshi parallel ulangan diod.

Kommutatsion qurilmaning ishchi holatdagi kuch tiristori T_c yopilishi davomidagi ishlash jarayonining vaqt diagrammasi 21.7,c - rasmda keltirilgan. Kondensator C_k ning boshlang'ich zaryadini beruvchi va keyinchalik qayta zaryadlantiruvchi zanjirlar sxemada ko'rsatilmagan. Kondensatorning boshlang'ich zaryadi $E < U(0)$. Ochiq holatdagi yuklama tokining o'tkazuvchi kuch tiristorini yopish uchun t_1 momentida kommutatsion tiristor T_k ga ochilish impulsi beriladi. Tiristor T_k ochilishi bilan elementlar C_k , L_k , T_k va ketma - ket parallel ulangan T_c va D orqali tebranuvchi kontur hosil bo'ladi. Bu konturning birinchi yarim davrida tiristor T_s toki i_s rasmda ko'rsatilgan yo'nalishda

harakatlanadi. Interval $t_1 - t_2$ da tok i_c ochilgan tiristor T_s dan yuklama toki i_{yuk} ga teskari yo‘nalishda harakatlanadi. Bu intervalda tok i_c oshishi bilan yuklama toki kamayib boshlaydi va t_2 momentda $i_c = i_{yuk}$ bo‘lganida kuch tiristorining toki nolgacha tushadi. Tebranish konturini birinchi yarim



21.7 – rasm. a,b) parallel sxemalar c) kommutatsiya diagrammasi



21.8 – rasm. a,b) ketma - ket sxemalar c) kommutatsiya diagrammasi

davrda yo‘nalishini davom etuvchi i_c toki t_2 momentdan boshlab diod D dan o‘tishga boshlaydi. Interval $t_2 - t_3$ davomida diod D ni toki $i_c - i_{yuk}$ teng bo‘lib, uning natijasida diodda hosil bo‘lgan kuchlanish teskari ravishda yopiluvchi kuch tiristoriga beriladi. Ko‘rsatilgan interval $t_2 - t_3$ tiristorga teskari kuchlanish berilgan davr uning yopilish xususiyatini tiklash vaqti hisoblanadi. Yopilish sharti interval $t_2 - t_3 > t_{tik}$. Bunda t_{tik} - ma’lumotnomalarda ishlab chiqiriluvchi tiristorlar uchun beriladigan tiklanish vaqti.

21.8 - rasmda **Yuklamaga ketma - ket** ulangan kommutatsion qurilmalarning sxemalari va vaqt diagrammasi keltirilgan. Bu sxemalarda kommutatsion tiristor T_k ochilishi bilan kondensator C_k ning kuchlanishi diod D_0 orqali kuch tiristori T_c ga teskari ishora bilan ulanib, tiristor tokining juda tez vaqt davomida nolga tushishiga sabab bo'ladi. Toki nolga tushgan kuch tiristoriga 21.8, *a* - rasmdagi sxemadagi kondensator S_k ning kuchlanishi $U(0)$ dan tashqari kommutatsiya zanjiriga kiruvchi katta sig'imli kondensator C_l ni $0,5 E$ ga teng bo'lgan kuchlanishi ham kiradi.

Sxemalardagi tebranuvchi konturning kondensatorlarining razryadlanishi kuchlanish $U(0)$ dan boshlanadi. Razlyadlanish davomida kuch tiristorida kondensator kuchlanishi u_b (5.8, *c* - rasm shtrixlangan shakl) tiristor to'liq yopilgunicha saqlanib qoladi. Teskari kuchlanishni ta'sir qilish vaqti 21.8,*a* -rasmdagi sxemada kondensatorning kuchlanishi nolga teng bo'lgunicha va 21.8,*b* - rasmdagi sxemada $U_{C_l} = 0.5 E$ gacha saqlanib qoladi (21.8,*c* - rasm).

Nazorat svollari

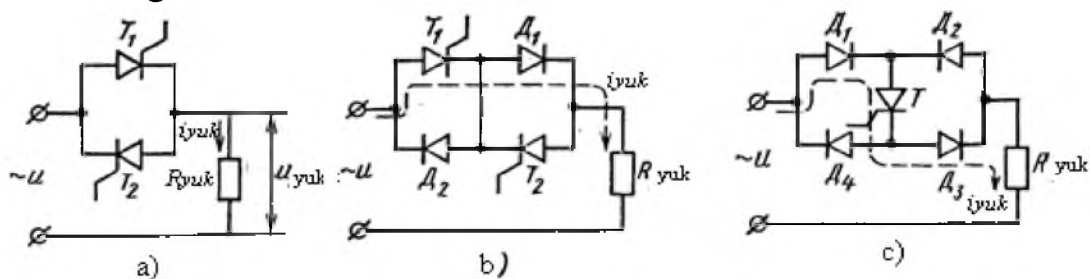
- 1) O'zgarmas kuchlanish o'zgartkichlari (O'KO') qo'llanish sohalarini ta'riflang;
- 2) Pasaytiruvchi va oshiruvchi O'KO' larning ta'riflang;
- 3) Revers rejimida ishlovchi O'KO' larning ta'riflang ;
- 4) Tiristorli O'KO' larning yuklamaga ulanish prinsiplarini ta'riflang.

22. O'ZGARUVCHAN KUCHLANISH ROSTLAGICHLARI (AC-AC O'ZGARTKICHLAR)

22.1 O'zgaruvchan kuchlanishni fazoviy usul bilan rostlash

O'zgaruvchan tokni rostlash qurilmalarida o'zgaruvchan tok manbai va yuklama orasidagi kuchlanish ikkita qrama - qarshi parallel ulangan tiristorlarning ochilish burchagini rostlash bilan amalga oshiriladi. Bu qurilmalarni boshqarishda asosan fazoviy, pog'onali, faza-pog'onali, impuls kengligini o'zgartirish va boshqa usullar qo'llaniladi. Shu usullardan asosiylarini ko'rib chiqamiz.

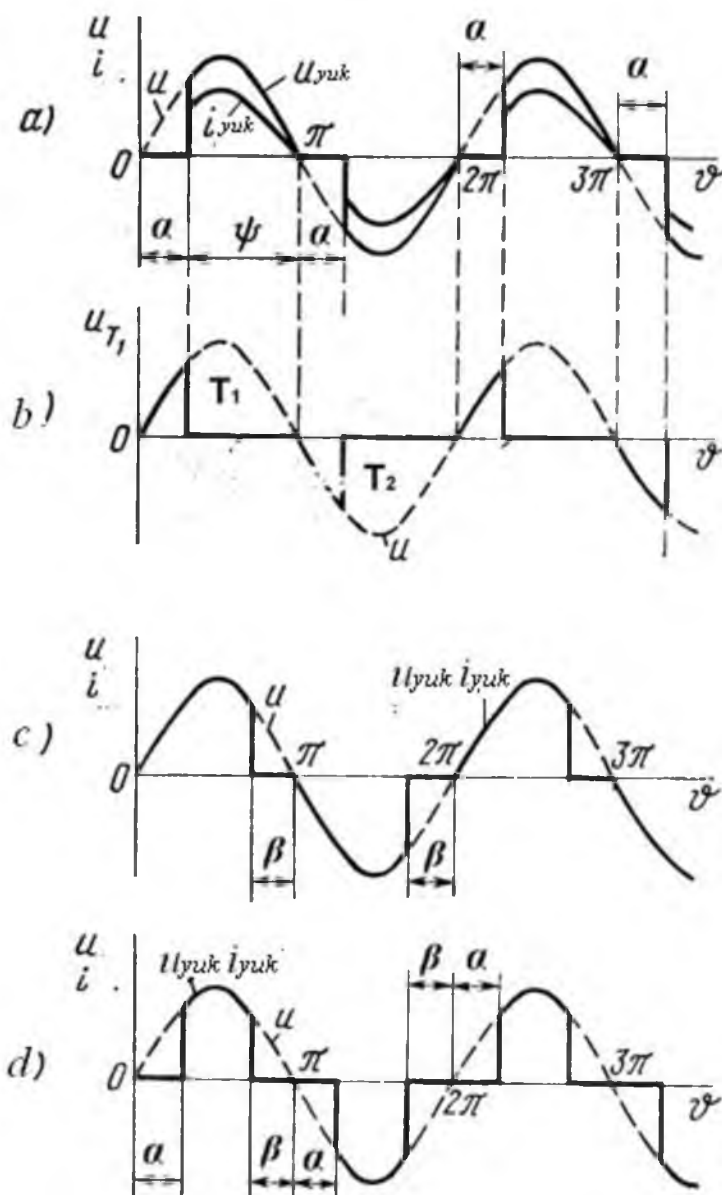
O‘zgaruvchan tokni fazoviy usul bilan rostlash. Usul yuklamadagi kuchlanishning effektiv qiymatini o‘zgartirishga asoslangan. Bu amal tarmoq chastotasini yarim davrida qarama - qarshi parallel ulangan tiristorlar dan birining ochilgan holatini o‘zgartirish bilan amalga oshiriladi. 22.1 - rasmda bir fazali rostlagichlarning uch sxemasi keltirilgan. Asosiy sxemalar 22.1, a – rasmda keltirilgan bo‘lib, uning turli bir fazali variantlari 22.1 b, c - rasmda ko‘rsatilgan.



22.1 – rasm. O‘zgaruvchan kuchlanishning o‘zgartkich sxemalari: a) bir fazali oddiy sxemasi; b) tiristor diodli shuntlangan sxemasi; c) umumiy tiristorli sxemasi

22.2 - rasmda bir fazali o‘zgaruvchan tok o‘zgartkichining aktiv yuklamada ishlashidagi vaqt diagrammalari keltirilgan. Fazoviy boshqarish kechikuvchi α burchakni (22.2, a - rasm) yoki o‘zuvchi β burchakni (22.2, b - rasm) yoki ikki tomonlama (22.2, g - rasm) burchaklarni o‘zgartirish bilan amalga oshiriladi. Bu diagrammalardan o‘zgaruvchan kuchlanishni fazoviy rostlash usuli boshqariluvchi to‘g‘rilagichlarning rostlash prinsiplariga to‘g‘ri kelishi ko‘rinib turibdi. Farqi, tiristorlarning ulanish xususiyatiga ko‘ra, boshqariluvchi to‘g‘rilagichlarning chiqishda olingan kuchlanish bir ishorali va o‘zgaruvchan tok qurilmalarida ikki ishorali bo‘ladi.

22.2, a - rasmda keltirilgan rostlashning birinchi usulida tiristorlarning yopilish vaqti har yarim davrning tugashi bilan $\pi, 2\pi, 3\pi \dots$ intervallarda berilgan o‘zgaruvchan kuchlanishning ishorasi o‘zgarishi bilan aniqlanadi. 22.2- b va c rasmlarda ishlayotgan tiristorlarga berilgan kuchlanishni yarim davrli intervali tugashidan oldin yopish talab qilindi. Bu masala faqat tiristorlarning sun‘iy kommutatsiya qilish sxemalari yordamida yoki bir operatsiyali tiristorlarni ikki operatsiyali tiristorlar bilan almashtirish natijasida yechiladi.



22.2 rasm. Fazoviy uslub qo‘llangandagi vaqt diagrammalari: a va b) tiristorlarni α burchak bilan boshqarilishi; c) β burchak bilan boshqarilishi; d) ikki tomonlama boshqarilishi.

Yuklama kuchlanishning effektiv qiymatini boshqariluvchi α burchak bilan bog‘lanish xarakteristikasi (o‘zgartkichning rostlash xarakteristikasi) 22.2, a,b -rasmlarda keltirilgan bir tomonlavma rostlash usullari uchun quyidagi ifodalar bilan:

$$U_{yuk} = \sqrt{\int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{\pi} (\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} ; \quad (22.1)$$

$$U_{yuk} = \sqrt{\int_0^{\pi-\alpha} \frac{1}{\pi} (\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} . \quad (22.2)$$

va ikki tomonlama rostlash usulida ifodaga:

$$U_{yuk} = \sqrt{\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \frac{1}{\pi} (\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} . \quad (22.3)$$

bilan aniqlanishlari mumkin.

Bu ifodalarda U – sxemaning kirishdagi o‘zgaruvchan kuchlanishni effektiv qiymati bo‘lib u chiqishdagi kuchlanishning $\alpha = 0$ qiymatiga teng.

Keltirilgan ifodalarda $\pi - \alpha = \beta$ tengligi inobatga olingan. Har bir rostlash xarakteristikalarini nisbiy olingan parametrlar uchun qurilishi qulay bo‘lganligi uchun yuqorida keltirilgan ifodalarni quyidagicha nisbiy kuchlanishlar uchun keltirish mumkin:

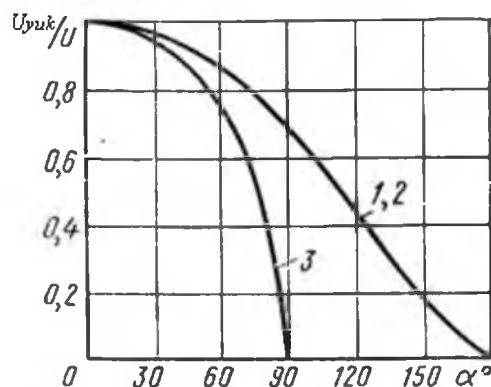
- bir tomonlama rostlanish uchun

$$U_{yuk}/U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} \quad (22.4)$$

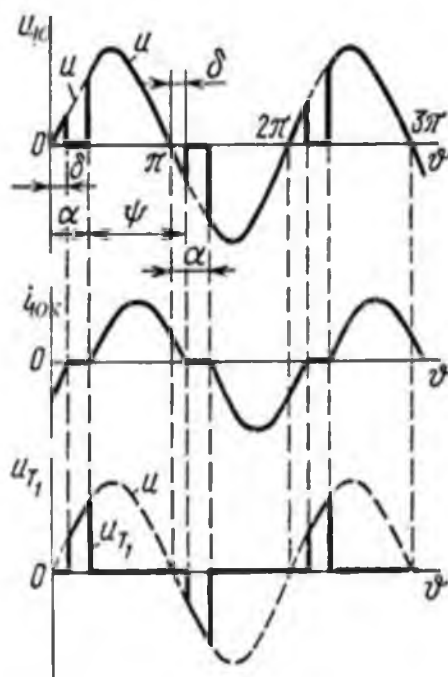
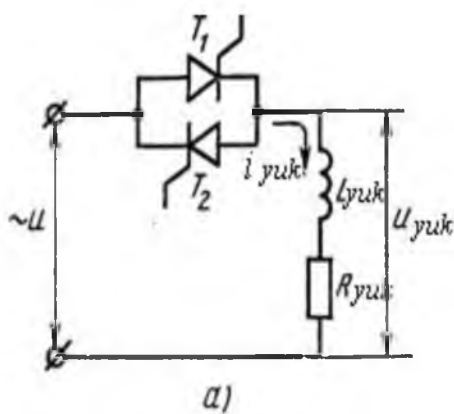
- va ikki tomonlama rostlash uchun

$$U_{yuk}/U = \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)} \quad (22.5)$$

Keltirilgan ifodalar bo‘yicha qurilgan rostlash xarakteristikalarini 21.3 - rasmda keltirilgan



22.3 - rasm. Rostlash xarakteristikalarini: 1 va 2 – bir tomonlama rostlash; 3) ikki tomonlama rostlash



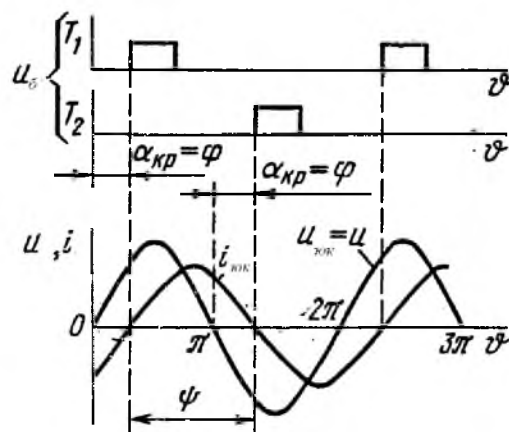
22.4 - rasm. a) o'zgaruvchan kuchlanishning rostlagich sxemasi; b) sxemaning ishlash diagrammasi

22.1, *a* - rasmda keltirigan sxemaning diagrammasidan (22.3 - rasm) ko'rinib turibdiki aktiv yuklamada tarmoq toki, yuklama toki va yuklama kuchlanishi $0 \leq \alpha$ qiymatlarida ham bir xil shaklda o'zgaradi. Yuklama *RL* bo'lganida (22.4, *a* - rasm) induktivlik L_{yuk} tiristorlarning ochilish davomida yuklama tokining oshishiga va yopilish davomida tokning pasayishiga yo'l qo'ymaydi. Buning natijasida diagrammada 22.4, *b* - rasm) interval δ hosil bo'lib, yuklamaning toki va kuchlanishining shaklini o'zgartiradi, ya'ni tiristorlarning o'tkazish intervali δ burchakka oshishi bilan $\psi = \pi - \alpha + \delta$ intervalga teng bo'ladi. Natijada tiristorga berilgan kuchlanish shakli 22.4, *c* - rasmdagi shaklga keladi.

Yuklamadagi kuchlanishni effektiv qiymati quyidagi ifoda bo'yicha aniqlanadi:

$$U_{yuk} = \sqrt{\int_{\alpha}^{\pi+\delta} \frac{1}{\pi} (\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} . \quad (22.6)$$

Yuklama aktiv – induktivlik xarakteriga ega bo'lganida boshqaruv burchakning kritik qiymati alohida ahamiyatga ega. Kritik qiymatida interval δ boshqaruvchi burchak α intervalini to'liq egallaydi. Bu holatda (22.5 - rasm) [3.8] tok i_{yuk} $\vartheta = \pi + \alpha$ interval davomida nolgacha pasayadi, tok i_{yuk} va kuchlanish u_{yuk} o'zgarishlarida pauza bo'lmasdan, har bir tiristorning o'tkazuvchan holati $\psi = 180^0$ teng bo'ladi.



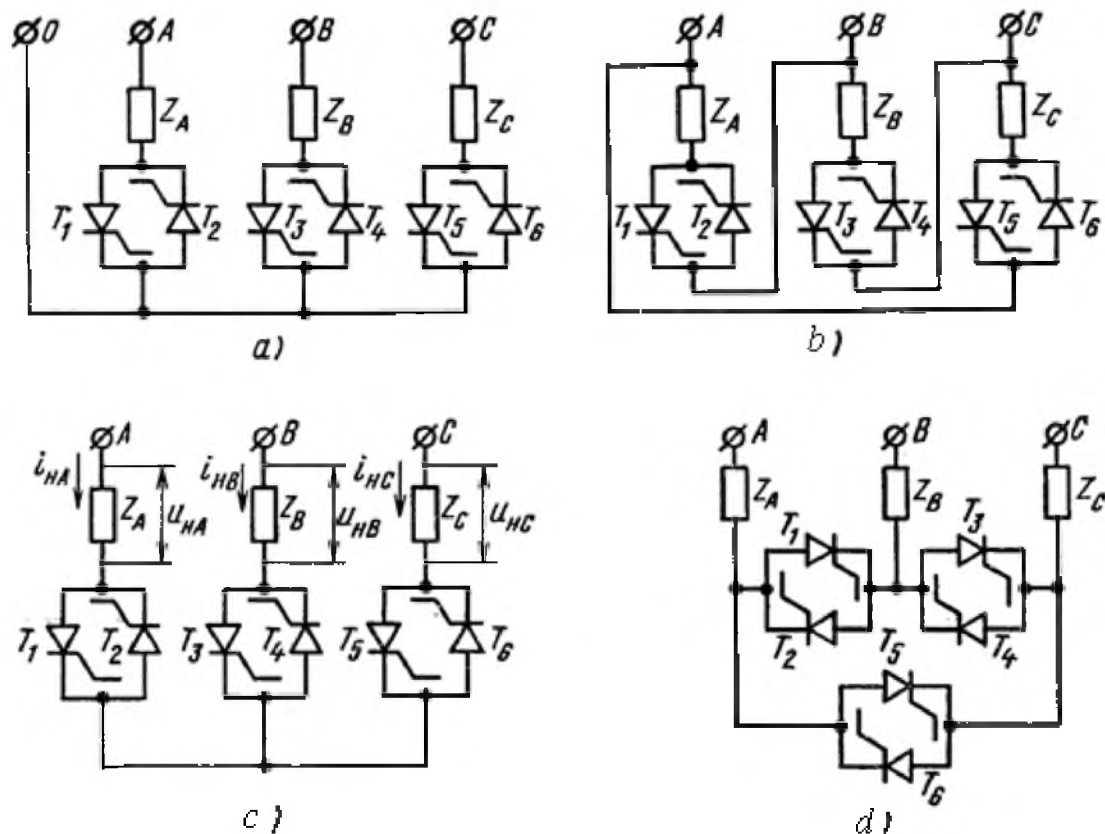
22.5- rasm. Boshqarish burchagining kritik qiymatdagi vaqt diagrammasi

Bu rejimda quyidagi tenglik saqlanadi:

$$\alpha = \alpha_{kr} = \phi = \delta = \arctg \frac{\omega L_{yuk}}{R_{yuk}} , \quad (22.7)$$

va bu tenglikda tok i_{yuk} shakli uzluksiz va sinusoidal ko'rinishga kelib, quyidagicha aniqlanadi:

$$i_{yuk} = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R_{yuk}^2 + \omega^2 L_{yuk}^2}} \sin(\vartheta - \varphi) . \quad (22.8)$$



22.6- rasm. Uch fazali rostlagichlarning sxemalari: a) fazalari yulduzli ulangan mustaqil boshqariluvchi sxema; b) uchburchakli ulangan sxema; c) fazalari bog‘langan yulduzli sxema; d) fazalari bog‘langan uchburchak sxema.

Burchak α noldan boshlab α_{kr} gacha rostlagichlarning boshqaruvsiz hududi hisoblanadi. Bu zonada α o‘zgarishi bilan tok va kuchlanishning effektiv qiymatlari o‘zgarmaydi. Boshqaruvsiz hududda (burchak $\alpha < \alpha_{kr}$ bo‘lganda) yuklama tokining uzluksiz rejimini ta’minlash uchun tiristorlarni ochuvchi impulslarning kengligi yopiluvchi tiristorning toki nol bo‘lib, navbatdagi tiristor to‘liq ochilguncha davom etishi talab qilinadi. Ya’ni, boshqariluvchi impulslarning kengligi yuklama tokining noldan o‘tish momentini qoplashi lozim. Aks holda navbatdagi ochiluvchi tiristorga beriluvchi impuls parallel ishlaydigan tiristorning toki nolga teng bo‘lmasdan oldin tugab qoladi va natijada keyingi tiristor ochilmasdan qoladi. Burchak α ning eng kichik qiymati $\alpha = 0$ deb faraz qilsak, unda boshqaruvchi impulslarning kengligi ϕ burchakdan kam bo‘lmasligi talab qilinadi.

Keltirilgan tahlil 22.1 - rasmda ko'rsatilgan bir fazali rostlagichlarning boshqa sxemalarida ham qo'llanilishi mumkin.

Uch fazali o'zgaruvchan tok rostlagichlarini fazoviy rostlashda 22.6 - rasmda keltirilgan sxemalar qo'llanadi. Bu sxemalar fazalari mustaqil boshqariluvchi (22.6 *a, b* - rasmlar) va fazalari bog'langan yulduzli va uch burchak sxemalar (22.6 *c, d* - rasmlar).

Uch fazali qurilmalarning ishlash shartlariga ko'ra har bir davrda fazalarning tiristoridan bittasi ochilgan holatda bo'lib, rostlash davomida jami uchta tiristor barobariga ishlaydi. Bunda har bir fazani 360° davomida boshqarish uchun tiristor 180° davomida boshqarilish imkoniyatiga ega bo'lishi kerak. Ya'ni bu sxemalarda tiristorlarni boshqarish impulslarining kengligi 180° tashkil qilishi lozim.

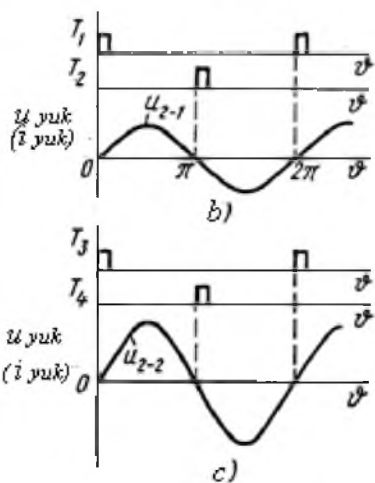
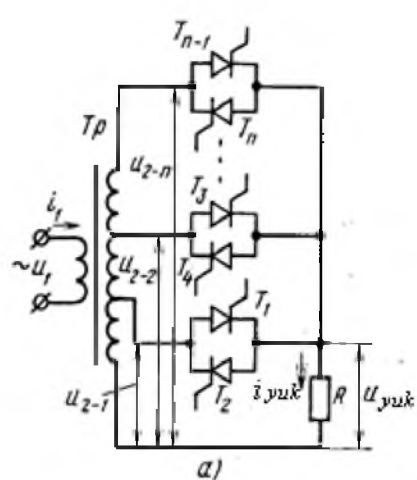
22.2 O'zgaruvchan kuchlanishni pog'onali va faza - pog'onali usullari bilan rostlash

Pog'onali rostlash usulida yuklamaga berilgan o'zgaruvchan kuchlanish shaklini saqlab qolinganda amplitudasini (effektiv qiymatini) pog'onali o'zgartirish orqali bajariladi. Usulni qo'llash transformatorning ikki va undan ko'p bo'lgan ikkilamchi chulg'amlarida hosil bo'lgan kuchlanishlarning yig'indisi qarama-qarshi parallel ulangan tiristorlar orqali yuklamada geometrik qo'shish natijasida o'tkaziladi (22.7, *a* - rasm).

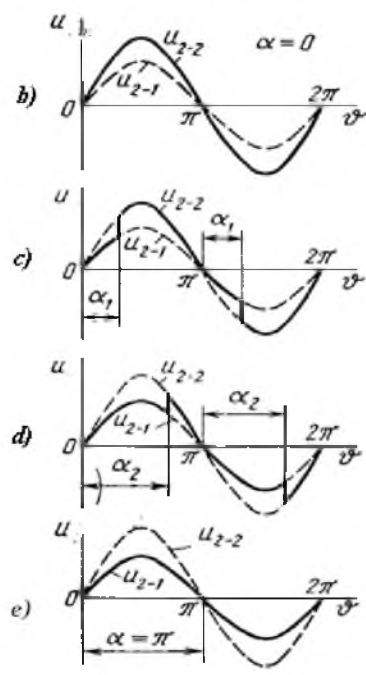
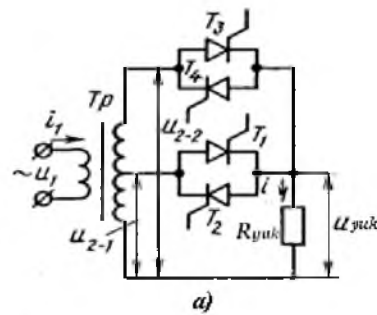
22.7, *b* - rasmdagi diagrammada tiristorlar T_1, T_2 ishlashi natijasida $\alpha = 0$ qiymatida u_{2-1} ga teng bo'lgan kuchlanish yuklamada hosil bo'ladi. Bu holda qolgan tiristorlarga ochilish impulsi berilmaganligi sababli yuklama faqat 2-1 chulg'aming konturiga ulangan bo'ladi. Tiristorlar T_3, T_4 ochilishi va T_1, T_2 yopilishi bilan yuklama u_{2-2} kuchlanishning konturiga ulanadi va natijada undagi kuchlanish u_{2-2} ga teng bo'ladi (22.7, *c* - rasm). Kuchlanishlarning keyingi oshirish bosqichlarida ham shu tartib saqlanib qoladi va transformatorning ikkilamchi chulg'amlari soni ko'payib boraveradi.

Bu usulning asosiy kamchiligi kuchlanishning silliq rostlash imkoniyati bo'lmaganligida, va transformatorning konstruksiyasi murakkabligida. Qulay bo'lgan joyi - bu tarmoqdan iste'mol qilinadigan tok shaklining

o'zgarishdan qolishi va aktiv yuklamalarda rostlash davomida fazaviy siljish yo'qligi.



22.7 – rasm. Pog'onali rostlash usuli



22.8 – rasm. Faza-pog'onali rostlash usuli

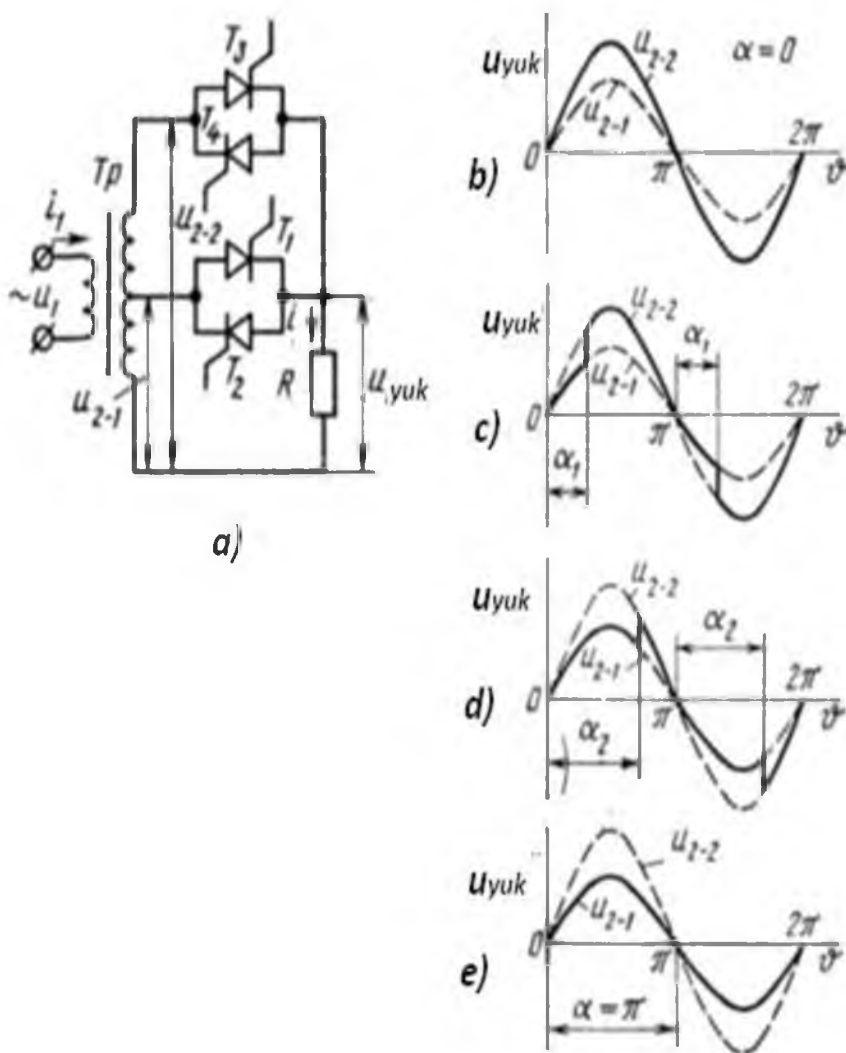
Faza- pog'onali rostlash usuli fasoviy va pog'onali usullarni birgalikda qo'llashga asoslangan. Bu metodni qo'llashning ikki pog'onali cxemasi 22.9 – rasmda keltirilgan. Ishlash prinsipini ko'rib chiqamiz.

Past pog'onali tiristorlar T_1 va T_2 larga ochuvchi impuls manba kuchlanishi noldan o'tish momentlarida beriladi. Yuqori pog'onali tiristorlar T_3 va T_4 larga ochilish impulslari ko'rsatilgan momentdan α burchakka kechikib beriladi.

Burchak $\alpha = 0$ bo'lganida ochuvchi impulslarning berilish vaqti ikkala guruh tiristorlari ham bir yo'nalishda tok o'tkazishga imkon beradi. Ammo, boshqaruvchi impuls faqat yuqori guruh tiristorlarining ochilishiga olib keladi. Tiristorlar T_1, T_2 kuchlanishlar $u_{2-2} - u_{2-1}$ farqi

ta'sirida yopilgan holatda qoladi. Shunday qilib $\alpha = 0$ bo'lganida yuklamadagi kuchlanish yuqori pog'onadagi u_{2-2} ga teng bo'ladi (7.9 b-rasm). Musbat yarim to'liqin u_{yuk} tiristor T_3 ochilishi bilan va manfiy yarim to'liqin tiristor T_4 ochilishi bilan vujudga keladi.

Burchaklar $\pi > \alpha > 0$ bo'lganida (22.9c,d - rasm) tiristorlar T_3, T_4 ochuvchi impulslar T_1, T_2 tiristorlarning beriladigan ochilishi impulslardan kechikibroq beriladi. Burchak α davomida musbat kuchlanishlarda tiristor T_1 va manfiy



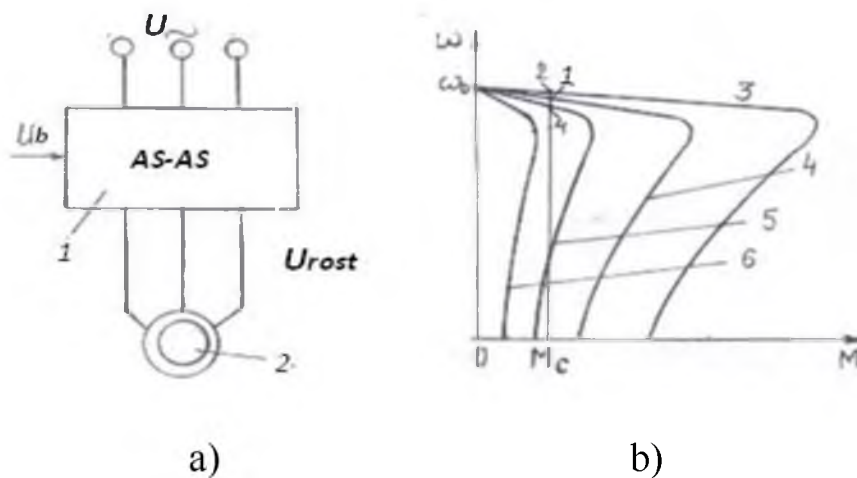
**22.9- rasm. Ikki pog'onali fazoviy o'zgaruvchan tok rostlagichi
a) rostlagich sxemasi, b-e) sxemaning ishlash diagrammalari**

kuchlanishlarda tiristor T_2 ishlashlari natijasida yuklamada u_{2-1} ga teng bo'lgan yuklama kuchlanishi u_{yuk} vujudga keladi. Demak ko'rsatilgan intervalda kuchlanish u_{yuk} sinusoidaning u_{2-1} ni bir qismi bilan aniqlanadi.

Shunday qilib burchak α ni rostlash davomida yuklama kuchlanishining effektiv qiymatini u_{2-1} dan u_{2-2} gacha boshqarish imkoniyati tugʻiladi.

22.3. Asinxron motorli yuritmalarini AS-AS oʻzgartkichlari bilan rostlash

Asinxron motorning koordinatalarini rostlashda yuqorida keltirilgan bir va uch fazali boshqaruvchi AS-AS oʻzgartkichlar sxemalarining qoʻllanishi bilan, stator chulgʻamiga berilayotgan kuchlanishni oʻzgartirib, amalga oshirish mumkin. Bu usulning rotori qisqa tutashtirilgan asinxron motor koordinatalarini rostlash sxemasi 22.10 a – rasmda keltirilgan. Sxemada asinxron motor 2 bilan tarmoq oʻrtasida tok oʻzgartkichi 1 boʻlib, uning chiqish qismidagi rostlanuvchi kuchlanish U_{Irost} boshqaruv signali U_b ga proporsional oʻzgaradi. Stator chulgʻamidagi kuchlanish 0 dan to $U_{I_{max}}$ gacha oʻzgargan holda uning chastotasi $f = 50$ Gs oʻzgarmay qolaveradi.

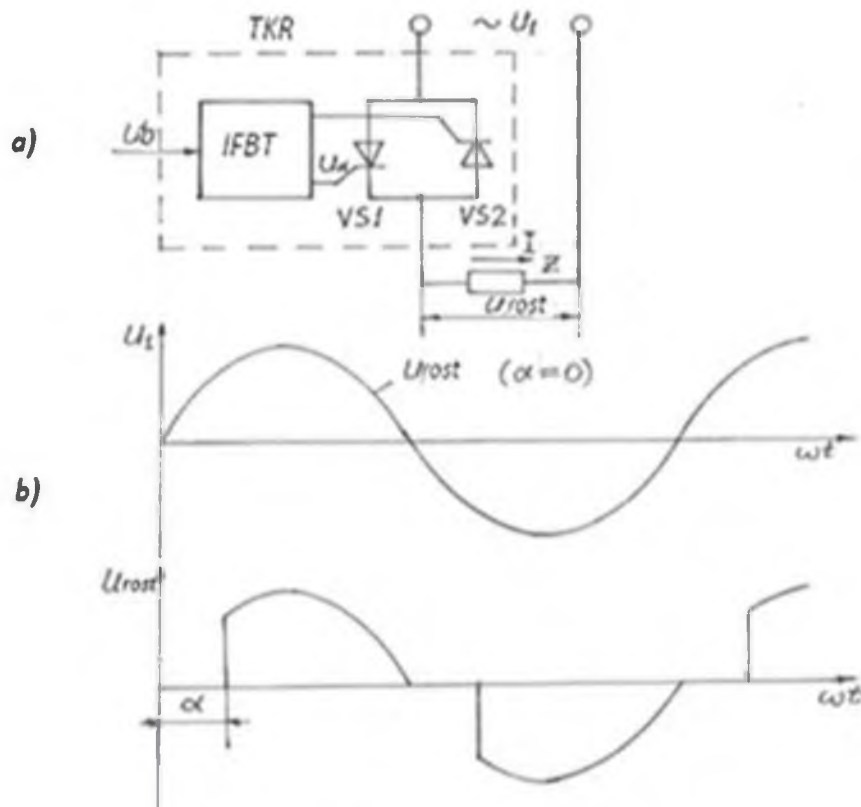


22.10 – rasm. a) Asinxron motorning stator chulgʻamidagi kuchlanishni oʻzgartirib koordinatalarini rostlash sxemasi, b) asinxron motorning mexanik tavsiflari

Stator chulgʻamidagi kuchlanishning oʻzgarishi ideal salt yurish tezligini oʻzgartirmaydi, chunki, bu tezlik kuchlanish chastotasiga toʻgʻri proporsional boʻlib, qutblar soniga teskari proporsionaldir. Sirpanishning kritik qiymati esa motor chulgʻamlarining qarshiliklari qiymatiga va motorning yuklanish darajasiga bogʻliq. Motorning maksimal momenti esa kuchlanishning kvadratiga toʻgʻri proporsionaldir.

Shu sababli $U_{1 \text{ rost}} = \text{var}$ uchun qurilgan mexanik tavsiflar asinxron motor tezligini rostlash uchun yaramaydi (22.10b - rasm), chunki kuchlanish qiymati kamaygan sari uning yuklanish darajasi kamayib boradi va rostlanish diapazoni ham juda kichik bo'ladi. 3, 4, 5, 6 tavsiflar kuchlanishning U_{IN} , $0,8U_{IN}$, $0,6U_{IN}$, $0,4U_{IN}$, qiymatlari uchun qurilgan. Shu sababli ham 7,10a – rasmdagi asinxron elektr yuritma tizimini asinxron motorning o'tkinchi jarayonlarida, texnologik talablardan kelib chiqqan holda, moment va tok qiymatlariga ta'sir etish uchun qo'llash mumkin.

Boshqariluvchi o'zgaruvchan tok o'zgartkichi sifatida avtotransformator, boshqariluvchi transformator, induksion regulyator va tiristorli kuchlanish rostlagichlar (TKR) qo'llaniladi. Hozirgi paytda asosan TKR lar qo'llanilmoqda. Chunki boshqa o'zgartkichlarga nisbatan TKR yuqori FIK ga ega bo'lishi bilan bir qatorda asinxron motorlarni boshqarishda avtomatik tizimlarni qo'llash uchun qulay hamdir.



22.11 – rasm. Bir fazali tiristorli kuchlanish rostlagichining kuch sxemasi (a) va kuchlanish tavsiflari (b)

Keng tarqalgan «**Tiristorli kuchlanish rostlagich – asinxron motor**» tizimi asosini tashkil etuvchi TKR ning ishlash prinsipini ko'rib chiqamiz.

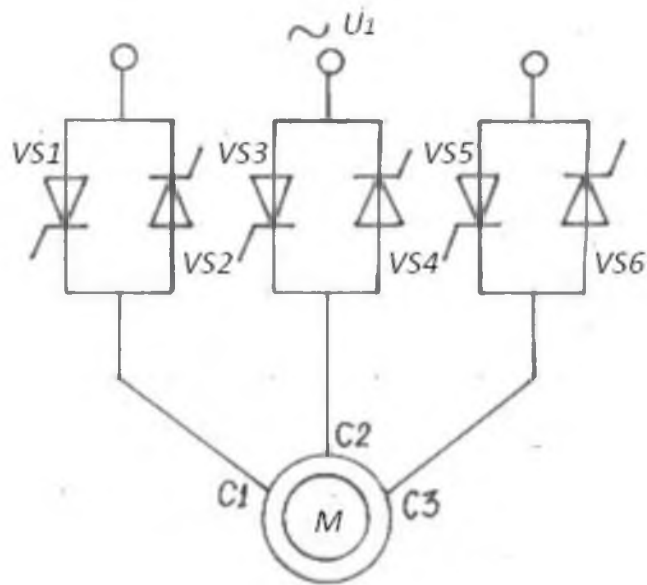
22.11a – rasmda bir fazali o‘zgaruvchan tokning yuklanishi Z_{yuk} bo‘lgan tiristorli kuchlanish rostlagichning kuch sxemasi keltirilgan. TKR ning kuch sxemasi ikki o‘zaro parallel qarama – qarshi ulangan VS1 va VS2 tiristorlardan iborat bo‘lib, kuchlanish U_1 ning har ikki yarim davrida yuklanishdan tok o‘tishini ta’minlaydi. Impulsli faza boshqaruv tizimi (IFBT) ning kirish signali U_b ta’sirida uning chiqish qismida boshqaruv kuchlanishi U_α hosil qilinadi va bu signal bilan tiristorlarning ochilish burchagi α ning qiymati rostlanadi.

Agar VS1 va VS2 tiristorlarga berilayotgan signal $U_\alpha = 0$ bo‘lsa, ular yopiq holatda bo‘ladi va TKR ning chiqish qismidagi kuchlanish ham $U_{rost} = 0$ bo‘ladi. Agar tiristorlarga berilayotgan signal U_α ning qiymati $\alpha = 0$ ga mos bo‘lsa, ya’ni $U_\alpha = U_{\delta MAX}$ bo‘lganida TKR ning chiqish qismidagi kuchlanish eng katta qiymatiga ega bo‘ladi, ya’ni $U_{rost} = U_1$ bo‘ladi (22.11b - rasm). Agar U_α signal qiymati $\alpha \neq 0$ ga mos bo‘lsa, u holda yuklanishga U_1 kuchlanishning ma’lum bir qismi ulangan bo‘ladi (22.11 b – rasm). Shunday qilib, boshqaruv burchagi α ni 0 dan π gacha o‘zgartirganimizda o‘zgartirgichning chiqish qismidagi kuchlanish U_1 dan 0 gacha o‘zgaradi.

Bir fazali TKR sxema asosida yaratilgan uch fazali TKR ning kuch sxemasida oltita VS1 – VS6 tiristorlari bo‘ladi (22.12 – rasm). Bunday TKR larda parallel qarama – qarshi ulangan tiristorlar o‘rniga xuddi shu funksiyalarni bajaruvchi simistorlarning qo‘llanishi kuch sxemasini soddalashtirishga olib keladi.

TKR dan chiqayotgan kuchlanishning formasi nosinusoidal ko‘rinishga ega bo‘ladi. Bu nosinusoidal kuchlanish turli chastotali va amplitudali garmonik tashkil etuvchilardan iborat bo‘ladi. Asosiy ya’ni birinchi garmonik tashkil etuvchining chastotasi U_1 ning chastotasiga teng bo‘lib, qolganlarining chastotasi undan ko‘p bo‘ladi. Odatda birinchi garmonik tashkil etuvchining amplitudasi eng katta bo‘lib hamma asosiy hisoblar shu garmonika bo‘yicha amalga oshiriladi.

Asinxron elektr yuritmalarini boshqarishda TKR larni qo‘llash motorlarni revers qilish imkonini beradi; majburiy elektr tormozlash mumkin; elektr yuritmaning o‘tkinchi jarayonlari ko‘rsatkichlarini rostlash hamda energiya tejamko‘r ish rejimlarini amalga oshirish kabi funksional imkoniyatlarini oshiradi.



22.12 – rasm. Uch fazali tiristorli kuchlanish rostagichning kuch sxemasi

Nasorat savollari

- 1) Rostlash davomida kritik burchak nimani bildiradi?
- 2) O‘zgaruvchan kuchlanishni fazoviy usul bilan rostlashni ta’riflang;
- 3) O‘zgaruvchan kuchlanishni pog‘onali usuli bilan rostlashni ta’riflang;
- 4) Bir va ikki tomonlama rostlash xarakteristikalarini keltiring.
- 5) O‘zgaruvchan kuchlanishni faza - pog‘onali usuli bilan rostlashni ta’riflang ;
- 6) Bir fazali tiristorli kuchlanish rostagichining kuch sxemasini keltirig va tariflang;
- 7) Uch fazali rostagichlarning sxemalarini sxemasini keltirig va tariflang;

23. CHASTOTA O'ZGARTKICHLARI

23.1. Kuchlanish inverterlari asosidagi bilvosita chastota o'zgartkichlari

Chastota o'zgartkichlari (CHO') ma'lum bir chastotada berilgan o'zgaruvchan tokni (kuchlanishni) boshqa chastotaga o'tkazuvchi qurilmalar vazifasini bajaradi. Chastotaviy rostlanuvchi elektr yuritmalarida chastota o'zgartkichlari tarmog'idan olingan elektr energiyasining berilgan qonun bilan o'zgaruvchi chastota va kuchlanishlarga aylantirish imkonini beradi.

Chastota o'zgartkichlari ikki prinsip bo'yicha tuzilishi mumkin:

- 1) Bilvosita (ikki zvenoli) chastota o'zgartkichlari;
- 2) bevosita chastota o'zgartkichlari.

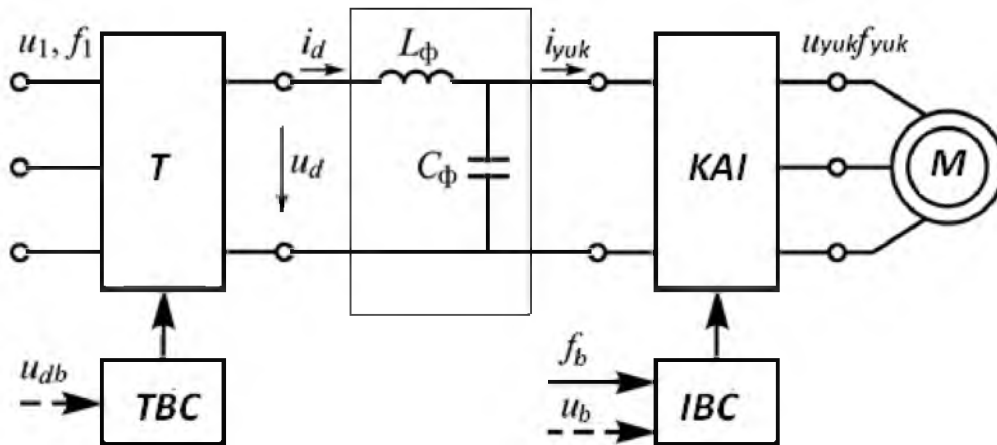
Bilvosita chastota o'zgartkichlarida birinchi zveno chiqishiga filtr ulangan to'g'rilagichlardan va ikkinchi avtonom inverterlardan tashkil qilinadi. Shunday qilib bilvosita CHO'larda yuklama tashqi elektr tarmog'i bilan ikkita zvenolar orqali ulanishi natijasida elektr yuritmalarini boshqarishda energiya ikki marotaba o'zgartiriladi. Ikkinchi zveno kuchlanish avtonom inverterlari (KAI) yoki tok avtonom inverterlari (TAI) asosida bajarilgan bo'lishi mumkin.

Bilvosita chastota o'zgartkichlarida chiqish chastotasi kirish chastotasidan katta bo'lishi ham kichik bo'lishi ham mumkin. Bevosita o'zgartkichlarda chiqish chastotasi kirish chastotasidan doim kichkina bo'ladi.

KAI asosida tuzilgan bilvosita CHO'ni ko'rib chiqamiz (23.1 rasm). Ularning tarkibiga to'g'rilagich (T), silliqlovchi (LS) filtr va kuchlanish avtonom inverteri (KAI) kiradi. TBS, IBS - to'g'rilagich va inverterning boshqarish sxemalari. Punktir bilan belgilangan (u_b) boshqarish signallar teskari bog'lanish signallari bo'lishi mumkinligini ko'rsatadi.

Odatda silliqlovchi filtr sifatida Γ - shakldagi LC- filtrdar qo'llaniladi. Agar kuchlanishni rostlash funksiyasi KAI'larga berktirilgan bo'lsa, to'g'rilagichlar boshqariluvli yoki boshqaruvsiz qurilmalar bo'lishi mumkin. Agarda yuklama energiyasi ta'minot manbaiga qaytarish talab qilinsa, to'g'rilagichlar energiyani ikki tomonlama almashtiruvchi, ikki komplektli reversiv o'zgartkichlar bo'ladi, yoki reversiv o'zgartkichlarning o'rniga

qaytaruvchan rejimida ishlovchi o'zgartkich sifatida ikkinchi KAI qo'llanilishi mumkin.



23.1.- rasm. KAI asosidagi o'zgaruvchan tok dvigateliga ishlovchi bilvosita CHO' ning funksional sxemasi

Shunday qilib CHO' chiqishidagi kuchlanishni rostlash uning tarkibidagi boshqariluvchi to'g'rilagichlar bilan, yoki kengligini rostlovchi impulslar bilan boshqariluvchi KAI lar bilan bajarilishi mumkin.

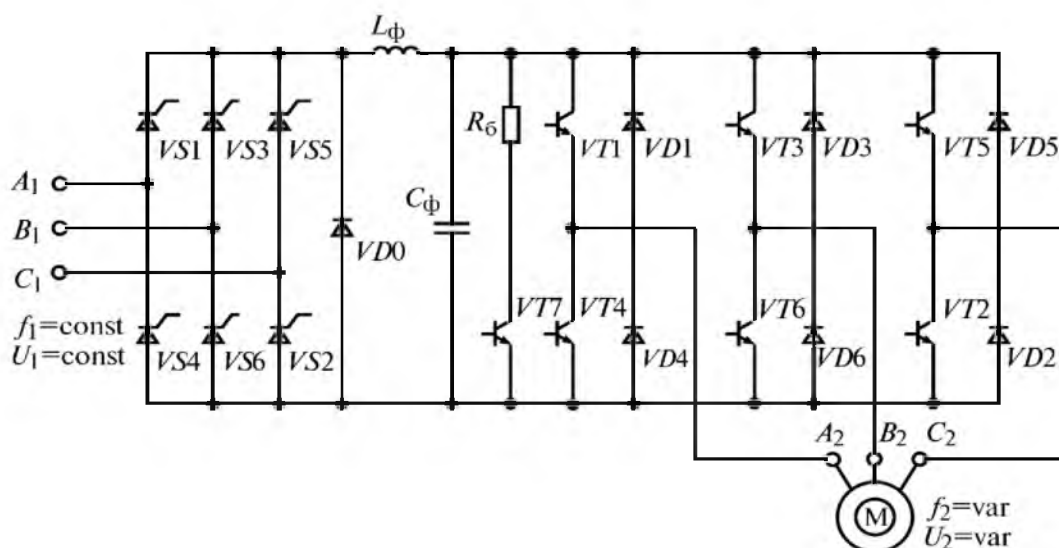
KAI asosida tuzilgan CHO' ning prinsipial sxemasi 23.2 - rasmda keltirilgan. Bu sxemaning birinchi zvenosi sifatida uch fazali VS1 - VS6 tiristorli to'g'rilagichlar va ikkinchi zvenosida VT1 - VT6 tranzistorlari asosida tuzilgan avtonom invertorlar qo'llanilgan. Filtr $L_f C_f$ to'g'rilagichning chiqish kuchlanishini silliqlash vazifasini va diodlar VDI-VD6 – tranzistorlarning yopilishi davomida toklarni o'tkazish vazifasini bajaradi. Shu bilan birga diodlar dvigatelni tormozlash rejimida teskari to'g'rilagich vazifasini ham bajaradi. Diod VD0 chuqur rostlash rejimlarida quvvat koeffitsiyentini oshirish uchun ulanadi. CHO' chiqishidagi kuchlanishni rostlash boshqariluvchi to'g'rilagichlar asosida bajariladi.

Tormozlash rejimi filtrning kondensatoriga parallel qilib ulangan tormozlash rezistori R_b va tranzistor VT7 ning ulanishi bilan bajariladi. Agar kondensatorga qo'yilgan kuchlanish mo'ljallangan kuchlanishdan oshgan bo'lsa, tranzistor VT7 ochilib, elektr mashinasida yig'ilgan energiya

tormozlash rezistorida sarf qilinadi. Bu holatda CHO‘ kirishidagi to‘g‘rilagich bir komplektli (bir tomonlama ishlovchi) sxemasida bajariladi.

Keltirilgan KAI asosidagi CHO‘ning kamchiliklari: tormozlash rejimida yuklama energiyasini tarmoqqa rekuperatsiya qilish imkoniyati yo‘qligida; rostlash davomida quvvat ko‘effitsiyentining pasayishida; chiqish kuchlanishiga yuqori garmonikalarining ta‘siri kattaligida va alohida ikkita boshqarish sistemalarining mavjudligida.

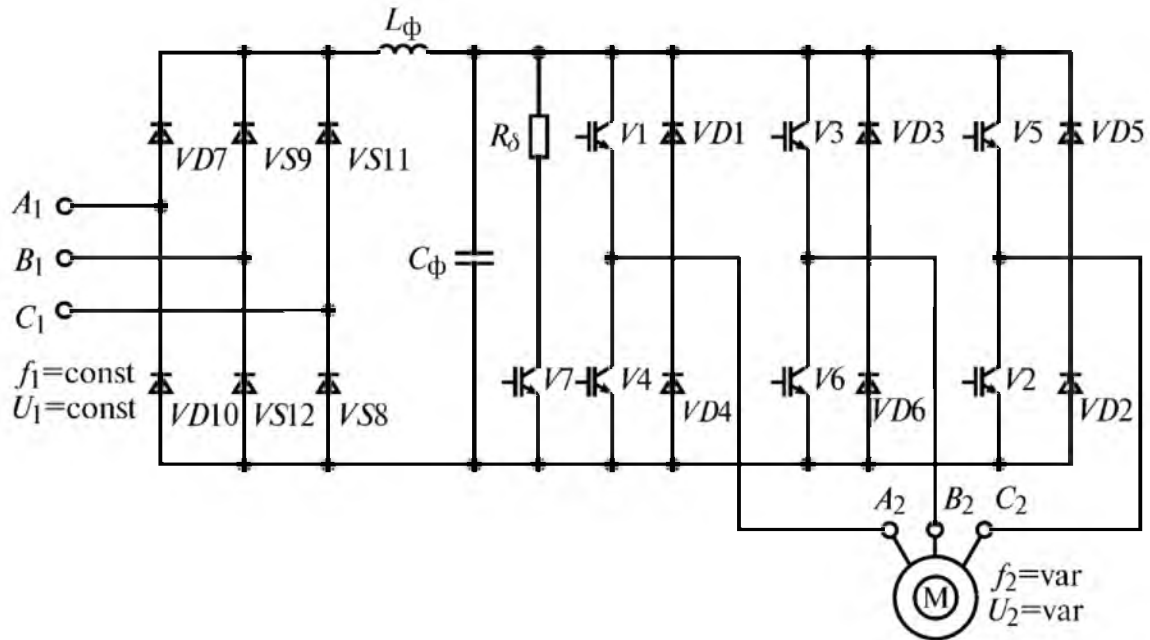
Chastota o‘zgartkichlarining bu sxemasida rekuperatsiya vazifasini bajarish uchun kirish zvenosidagi to‘g‘rilagichlar ikki komplektli qilinib bajarilishi kerak bo‘ladi, ya‘ni boshqariluvchi to‘g‘rilagichlar tiristorlariga teskari diodlar ulanishi talab qilinadi. Ammo CHO‘larning bu prinsipda tuzilishi hozirgi vaqtda eskirgan hisoblanib, kam qo‘llaniladi.



23.2- rasm. Asinxron dvigatel tezligini rostlash va rekuperatsiyasiz rejimida tormozlovchi bilvosita CHO‘ prinsipial sxemasi.

Rekuperatsiyasiz rejimda ishlovchi bilvosita CHO‘ yana bir soddalashgan sxemasi chiqish kuchlanishini tranzistorli invertorlar tomonidan boshqarish (23.3 - rasm). Bu sxemada KAI boshqariluvchi IGBT tranzistorlardan tuzilgan bo‘lib, kirish zvenosi diodli ko‘prik sxemalaridan tuzilib, ularda boshqarish sxemasi mavjud emas. Tranzistorli yoki boshqariluvchi tiristorli avtonom invertorlar boshqariluvchi impulslarning kengligi rostlanuvchi (IKR) yoki biror qonun bilan modulyatsiyalanuvchi

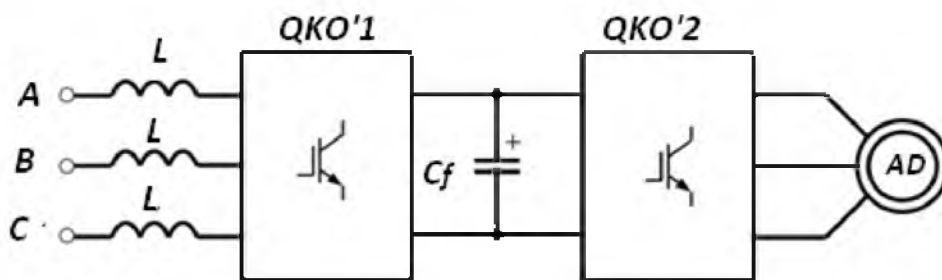
(IKM) signallar bilan boshqarilib, chiqish kuchlanishini oʻzgartirish vazifasini bajaradi. IKR va IKM signallari bilan rostdash diagrammalari 20.9- rasmda koʻrsatilgan.



23.3- rasm. IKR va IKM metodlari bilan boshqariluvchi IGBT tranzistorli KAI asosidagi bilvosita CHO' ning prinsipial sxemasi

Keltirilgan prinsipial sxemalardagi CHO'ni toʻrmozlash rejimlari ma'no jihatidan dinamik tormozlash rejimiga toʻgʻri kelishiga qaramasdan ular adabiyotlarda **inverter tormozlash rejimi** deb aytiladi, chunki dinamik tormozlash atamasi asinxron dvigatellarni chulgʻamlaridan oʻzgaras tok oʻtkazilishi bilan aniqlangan. Hozirgi zamonda bu tipdagi CHO' larida yakka yoki bir qancha tranzistor – diodli quvvatli modullar qoʻllanadi. Bu CHO' kamchiligi tormozlash rejimida energiyani tarmoqqa rekuperatsiya imkoniyati boʻlmaganligida.

Yuqorida keltirilgan sxemalarni tahlildan xulosa - ikki zvenoli CHO' larda tormozlash rejimida rekuperatsiya amalini bajarish uchun har bir zveno ikki tomonga oʻtkazuvchi sxemalar asosida tuzilgan boʻlishi talab qilinar ekan. Bunday prinsipni amalga oshiruvchi CHO' ning struktura sxemasi 23.4 - rasmda keltirilgan.

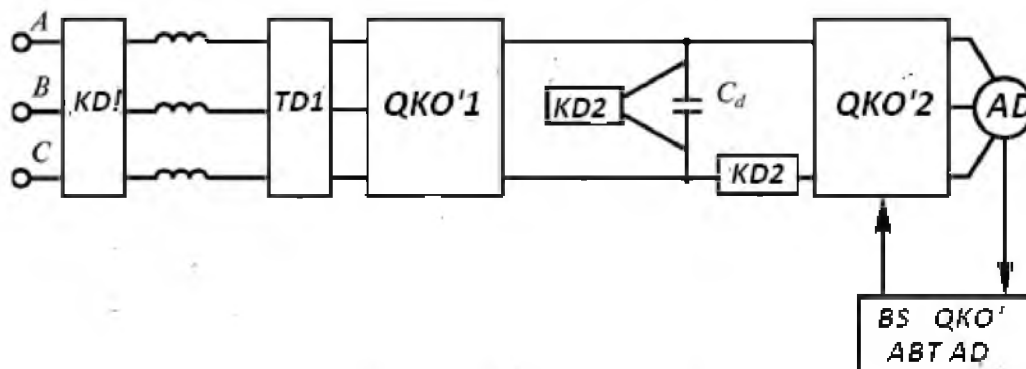


23.4 – pasm. Rekuperatsiyalovchi bilvosita CHO' struktura sxemasi

Bu bilvosita CHO' lar qaytaruvchanlik rejimida ishlashi mumkin bo'lgan ikkita kuchlanish o'zgartkichlaridan (QKO') tashkil topgan bo'lib, to'rt kvadrantli o'zgartkichlar sinfiga kiradi, chunki ularning tashqi xarakteristikalari to'rtta kvadrantning hammasida ham joylashgan.

Sxemada ikki yo'nalishda ham - ta'minot tarmog'idan dvigatelgacha va generator rejimida ishlovchi elektr mashinasidan tarmoqqacha energiyani uzatish imkoniyati tug'dirilgan.

Bilvosita CHO' tarmoqqa **ulanish davomida** tarmoq tomonida QKO'1 asosan to'g'rilagich rejimida va dvigatel tomonidagi QKO'2 inverter rejimida ishlaydi. **Tormozlash davomida** QKO'2 to'g'rilagich rejimida va QKO'1 inverter rejimida ishlab, yuklama energiyasi elektr tarmog'iga qaytariladi (rekuperatsiya rejimi). Keltirilgan sxemada har bir QKO'ning to'g'rilagich yoki inverter rejimida ishlashini aniqlash uchun ularning chiqish va kirishlariga tok va kuchlanish datchiklari TD va KD o'rnatilgan (23.5 - rasm).



23.5 - rasm. Bilvosita CHO'larga datchiklarning ulanish sxemasi

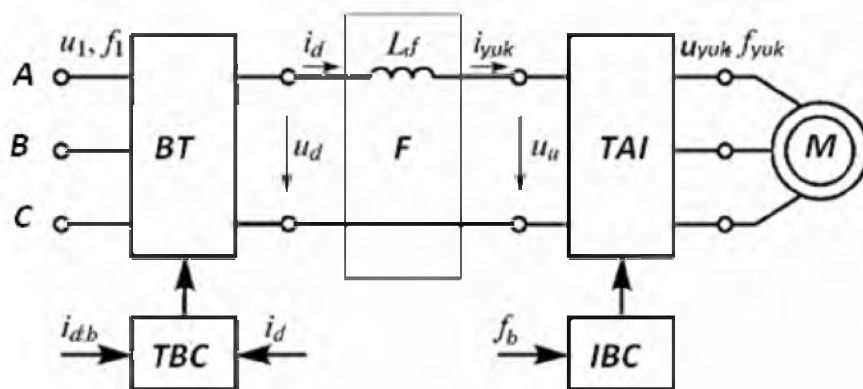
Agar kirishdagi boshqarish sxemasiga $\cos\varphi = 1$ berilsa, barcha rostdash va tormozlash rejimlarida dvigatel bilan tarmoq orasida faqat aktiv energiya almashtiriladi va tok asosan sinusoidal xarakteristikasiga ega bo‘lib, tarmoqqa zararli ta‘sir ko‘rsatmaydi. Bu tipdagi CHO‘lar bugungi kunda ideal o‘zgartkichlarga eng yaqin bo‘lgan CHO‘lar hisoblanadi.

Bilvosita rekuperatsiyalovchi CHO‘ afzalliklari: chiqish chastotasining kirish chastotasiga bog‘liq bo‘lmaganligi; ta‘minot tarmog‘i tomonida yuqori quvvat koeffitsiyentini olish imkoniyati.

23.2. Tok avtonom invertorlari asosidagi bilvosita chastota o‘zgartkichlari

TAI asosida tuzilgan bilvosita CHO‘ funksional sxemasi 23.6-rasmda keltirilgan. Sxemaning tarkibiga boshqariluvchi to‘g‘rilagich (VT), silliqlovchi filtr L, tok avtonom invertori (TAI) va ularning faza impulsli boshqaruvchi sistemalari (TBC, AVS) kiradi. Chiqish tokining amplitudasi boshqariluvchi o‘zgartkichlar bilan va chastotasi boshqariluvchi impulslarning chastotasi bilan boshqariladi.

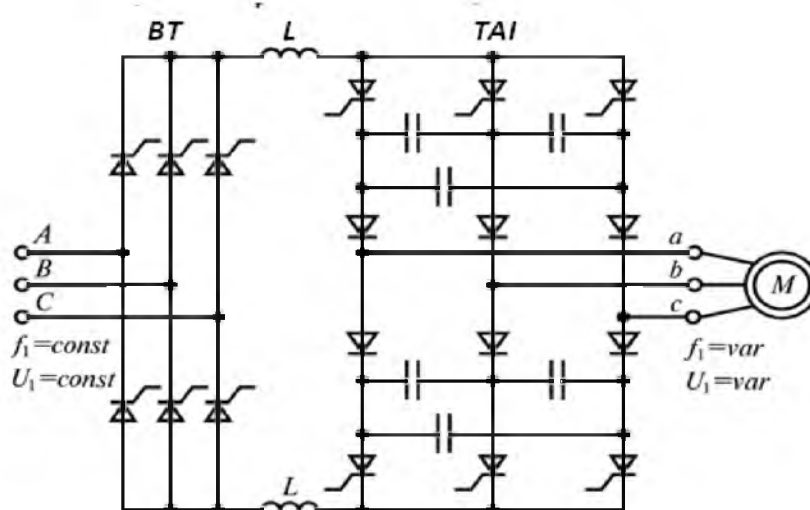
Sxemada TAIning vazifasi kirishiga berilgan o‘zgarimas tokning qiymatiga proporsional bo‘lgan o‘zgaruvchan tokka aylantirish. Kirishidagi o‘zgarimas tok rejimini filtr sifatida ulangan katta induktivlik L ta‘minlaydi. Uzuvi diodlar asosida qurilgan TAI 23.7-rasmda keltirilgan.



23.6 - rasm.TAI asosidagi o‘zgaruvchan tok dvigatelida ishlovchi bilvosita CHO‘ ning funksional sxemasi

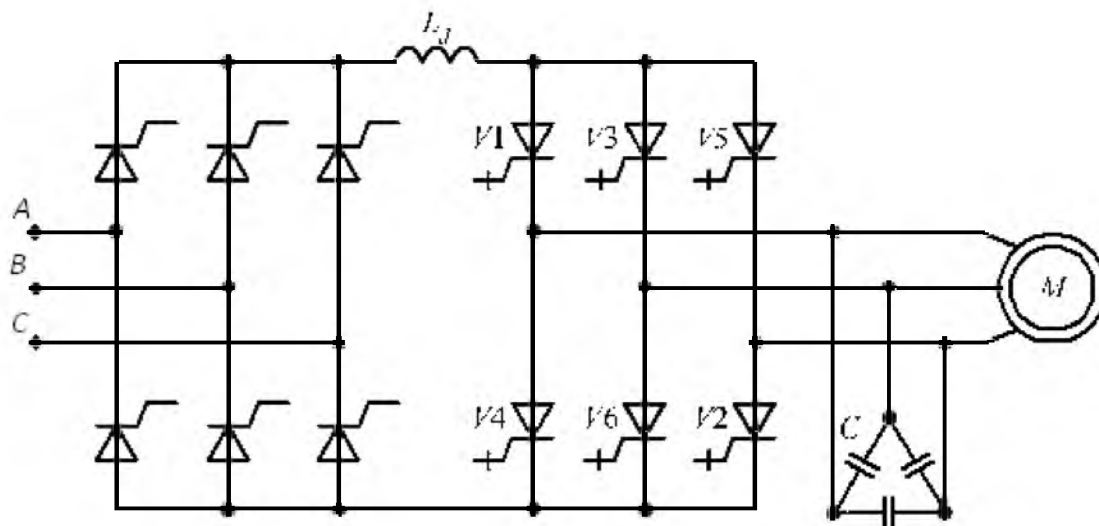
Tormozlash rejimida TAI orqali energiyaning rekuperatsiya imkoniyati toklar va kuchlanishlarning siljishi natijasida tokning yoʻnalishining saqlab qolinishi bilan bajarilishi mumkin. Yaʼni, tormozlash rejimini bajarish uchun TAIning boshqariluvchi impulslarini elektr mashinasining fazaviy EYUK ga nisbatan siljitish natijasida toʻgʻrilagich rejimiga oʻtkazish talab qilinadi.

Elektr mashinasidan oʻzgarmas tok tomoniga beriluvchi energiya keyinchalik oʻzgaruvchan tok tarmogʻiga oʻtkaziladi. Buning uchun CHOʻning kirishidagi boshqariluvchi toʻgʻrilagich inverter rejimiga oʻtkazilishi kerak boʻladi. Bu holatda tokning yoʻnalishi saqlab qolinadi va qoʻshimcha ventillar kompleksi talab qilinmaydi. Sxema katta quvvatli dvigatellarda qoʻllanadi. Uning kamchiligi chiqish xarakteristikalarining ayrim quvvat diapazonlarida qoniqarsiz darajada pasayishi.



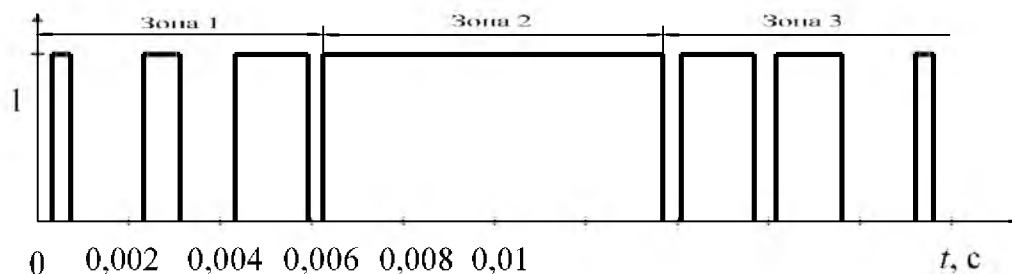
23.7-pacm. Uzuqchi diodli TAI asosida qurilgan bilvosita CHOʻ

Dunyo bozorlarida toʻliq boshqariluvchi tiristorlarning faydo boʻlishi TAI asosidagi bilvosita CHOʻ xarakteristikalarini yaxshilashga olib keldi. Bu element bazasidagi CHOʻning prinsipial sxemasi 23.8- rasmda keltirilgan. Chiqish tokining vujudga kelishi boshqariluvchi toʻgʻrilagich v va TAI bilan birgalikda amalga oshiriladi. Tiristor V1 uzilish va ulanish vaqtlari 23.9 – rasmda keltirilgan vaqt diagrammasida aks ettirilgan.



23.8 – rasm. Boshqariluvchi tiristorli TAI asosida tuzilgan bilvosita CHO‘

Diagramma bo‘yicha zona 2 ga tegishli uchastkada kalit V1 doim ulangan va silliqlovchi drosselning uzluksiz toki dvigatelning A fazaga ulangan. Zonalar 1 va 3 larda toklarning paydo bo‘lishi uchun tiritorlarni tegishli qonun bilan qayta ulanishi ta‘minlanadi. Diagrammada ko‘rsatilgan 1 va 3 zonalarining tokni oshirishini va pasayishini ta‘minlash uchun odatda ikkita metod qo‘llanadi - trapetsiya metodi yoki tanlangan garmonikalarni yo‘qotish metodi. Birinchi metod qo‘llanganda TAIning kalitlarining kommutatsiya momentlari chastotani belgilovchi arrasimon signalning chiziqli o‘sish intervalida tayanch signalining tutashgan nuqtasi bilan aniqlanadi va ikkinchi metodda kommutatsiya momentlari qaysi biri yuqori

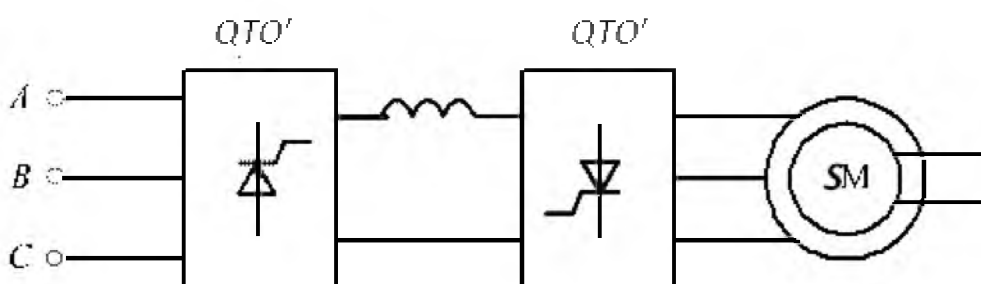


23.9 – rasm. Kalit V1 ni boshqaruvchi signallarning vaqt diagrammasi (TAI ning chiqish chastotasi 50 Gs)

Garmonikalarning yo‘qotilishidan kelib chiqqan holda (masalan 5-, 7-garmonikalarni) oldindan hisoblangan bo‘lib.

Bu sxemada dvigatel fazalaridan o‘tadigan toklarning shakllari sinusoidaga ancha yaqinlashgan bo‘ladi, ammo tarmoqdan ta‘minlanuvchi boshqariluvchi to‘g‘rilagichlarning barcha kamchiliklari saqlanib qoladi.

Tok invertorlari asosidagi CHO‘ sinxron mashinalar yuritmalarida ayniqsa effektiv qo‘llanadi. Bu tipdagi yuritmalarning chiqishidagi TAI lar o‘rniga elektr mashinasi rejimlariga bog‘langan tok invertorlari (BI) ulanadi. Bunda CHO‘ chiqish va kirishlarida bir komplektli rekuperatsiyalovchi tiristorli o‘zgartkichlar qo‘llaniladi. Bilvosita chastota o‘zgartkichlarining bu prinsipida ishlovchi elektr yuritmalarning sxemasi 23.10 - rasmda keltirilgan. Sxema ikki zvenoli bo‘lib, mashinaga bog‘langan qaytaruvchan tok o‘zgartkichi (invertori) (QTO‘) asosida tuzilgan. CHO‘ ishlash prinsipi bo‘yicha elektr mashinasining rejimiga bog‘langan TAIlar tarmoqqa ulangan to‘g‘rilagichlarning rejimlarini to‘liq takrorlaydi.

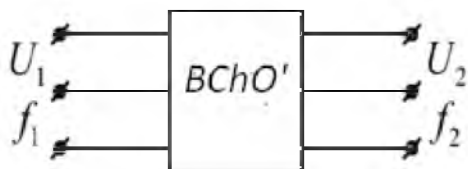


23.10 - rasm. Elektr mashinalarining rejimiga bog‘liq qaytaruvchan tok o‘zgartkichlari (QTO‘) asosidagi bilvosita CHO‘

Sxemada qaytaruvchan tok o‘zgartkichlari (BI larning) ventillarining kommutatsiyalari elektr mashinasining EYUK hisobiga o‘tkaziladi. Elektr mashinalarining past tezliklarida EYUK ventillarini kommutatsiyalashga yetarli bo‘lmasligi mumkin. Shuning uchun mashinalarni ishga tushirishda kommutatsiya jarayoni o‘zgarmas tok zanjiridagi ta‘minot tokining to‘g‘rilagichlarini ulanib- o‘chirish bilan uzlukli rejimga aylantirilib bajariladi.

23.3 Tiristorli bevosita chastota o'zgartkichlari

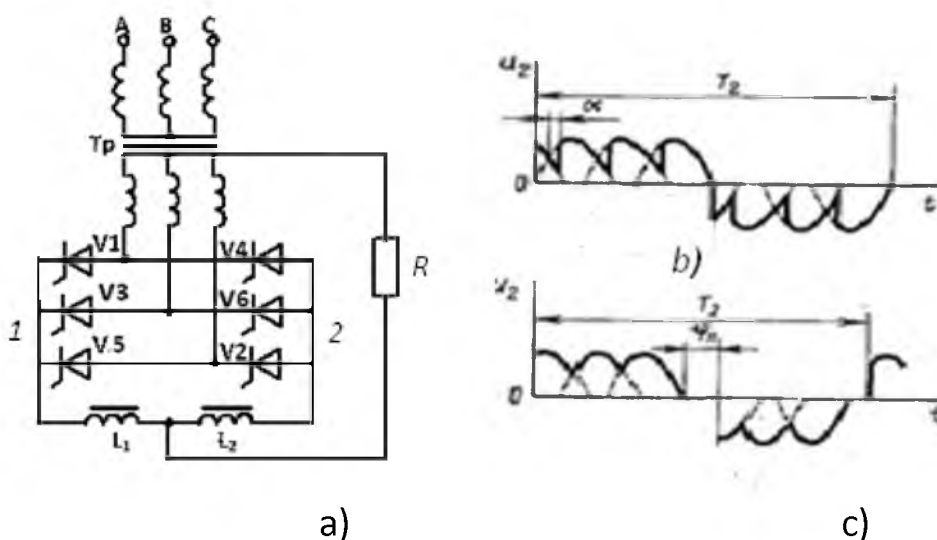
Tiristorli bevosita chastota o'zgartkichlarida tarmoqdan kirishdagi o'zgarmas chastota va kuchlanish ($f_1 U_1$) bevosita oraliq o'zgartkichlarsiz chiqishdagi rostlanuvchan chastota va kuchlanishga ($f_2 U_2$) o'zgartiriladi (23.11- rasm).



23.11- rasm. Bevosita chastota o'zgartkichi

Bevosita CHO' kirishda bir va uch fazali tarmoq manbalari bo'lishi mumkin. Chiqishlariga ham bir yoki uch fazali yuklamalar ulanishi mumkin. Ko'pchilik sxemalarda bir fazali yuklamalar uch fazali tarmoqqa ulanadi. Bu ulanish bir fazali yuklamalarning asosiy ulanishi desa ham bo'ladi. Bevosita CHO' ichki sxemalari uch fazali noli chiqarilgan, uch fazali ko'priksimon, 12 fazali va ko'p fazali sxemalardan tuziladi.

Uch fazali noli chiqarilgan sxemasi va uning diagrammalari 23.12- rasmda keltirilgan.



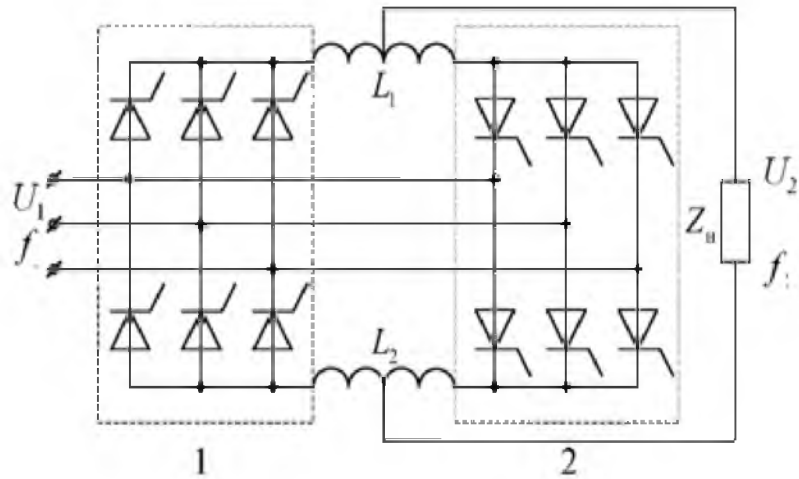
23.12-rasm. a) uch fazali noli chiqarilgan bevosita CHO' sxemasi, (b,c) vaqt diagrammalari

Diagrammadan ko‘rinib turibdiki, ishlash prinsipida birinchi (tok guruhi) ventillarining ketma-ket ishlashi natijasida musbat yarim davrli to‘lqinlar va keyinchalik juft ventillar ishlashi natijasida manfiy yarim davrli to‘lqinlar yuklamada vujudga keladi. Shuning bilan yuklamada hosil bo‘lgan kuchlanishning birinchi garmonikasi sinus shaklida deb qabul qilinadi.

Diagrammalarda yarim davr to‘lqinlarining kirish chastotasi f_1 , va chiqish chastotasi $f_2 = 1/T_2$ hisoblanadi. Bunda har doim $f_1 > f_2$ bo‘lib, chiqish chastotasi f_2 manfiy va musbat yarim to‘lqinlarning soniga bog‘liq bo‘ladi. Chiqishdagi kuchlanishning birinchi garmonikasining effektiv qiymatining o‘zgarishiga α burchakning davomiyligini o‘zgartirish bilan erishiladi.

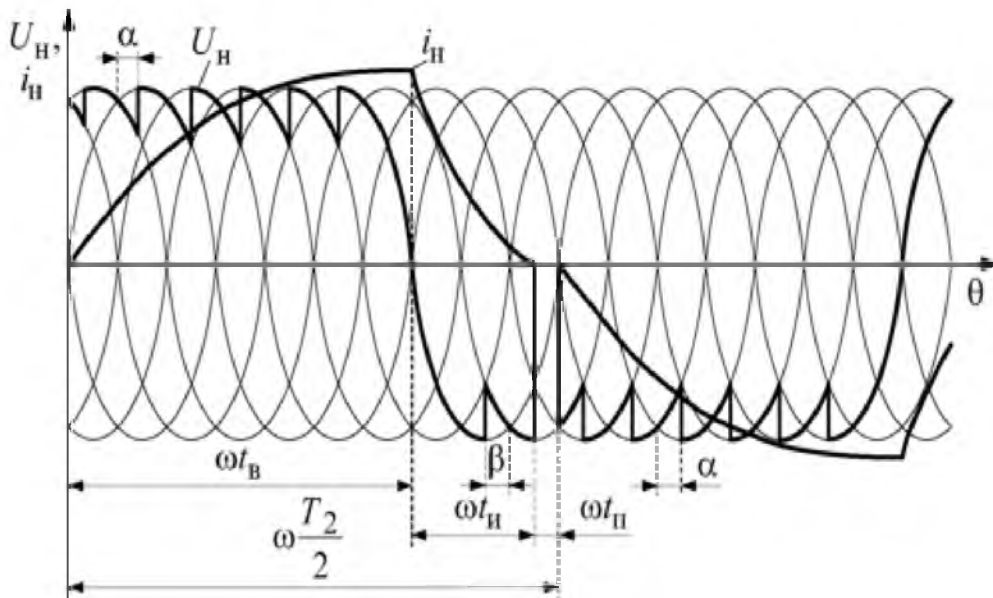
Bevosita CHO‘ ning muammolaridan biri birinchi va ikkinchi guruh ventillarining almashishidagi chegara doirasida birinchi 1 (tok guruhi) ventillari yopilmasdan ikkinchi 2 (juft guruh) ventillari ochilishi mumkinligi. Bu vaziyat CHO‘ ni qisqa tutashuv rejimiga olib keladi. Buning oldini olish uchun yuklama tokining nol nuqtadan o‘tishini aniqlash uchun yuqori sezgirli tok datchiklari o‘rnatiladi yoki ventillar guruhlarining almashish nuqtasida toklar uchun pauza intervali tashkil qilinadi (23.1c - rasm). Diagramma 23.12 b – sxemada α burchak yarim davrli to‘lqinlarni olishda tiristorlarning ochilishiga kengligi bir tekis bo‘lgan impulslar berilgan. Bu tipdagi boshqariluvchi impulslar arrasimon impulslarni to‘g‘ri burchakli impulslar bilan modulyatsiya qilishda olingan bo‘lib, yuqorida ko‘rsatilgan (5.4-rasm) kengligi rostlanuvchi impulslar (IKR) hisoblanadi.

Bevosita CHO‘ ning uch fazali ko‘priksimon sxemalarda ishlashini ko‘rib chiqamiz. 23.12a - rasmdagi sxemalardan ularning farqi shundaki, yuklama ularning har ikkala guruhida uch fazali ko‘priksimon sxemalarni tekislovchi L_1, L_2 reaktorlarining neytral nuqtasiga ulanadi (23.13 - rasm).



23.13 –rasm. Uch fazali ko‘priksimon sxemalardan tashkil topgan bir fazali bevosita CHO‘

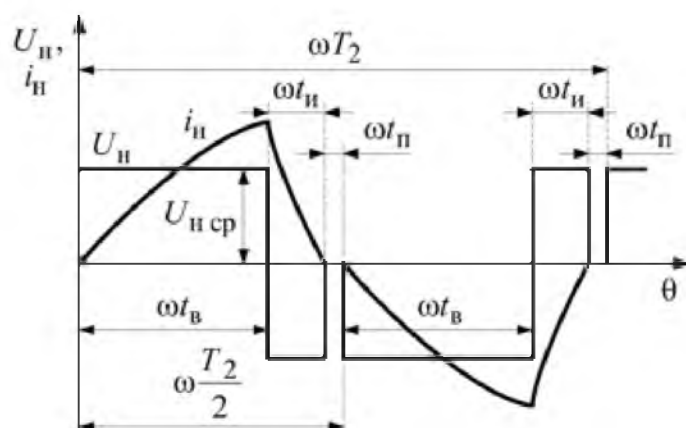
Agar $\vartheta = 0$ dan boshlab (23.14 rasm) 1 guruh ventillariga α burchagi bilan impulslar berilsa, CHO‘ oddiy uch fazali boshqariluvchi to‘g‘rilagichlar rejimida ishlab, yuklamada kuchlanish U_{yuk} hosil bo‘lib, uning o‘rta qiymati $U_{yuk0} = 2,34U_1 \cos\alpha$ ifoda bilan aniqlanadi. Bu holat ωt_V intervaligacha davom etadi. Bu vaqt davomida aktiv induktiv yuklama toki i_{yuk} eksponenta qonuni bilan o‘zgarib, $i_{yuk\ max}$ gacha o‘zgaradi.



23.14 - rasm. Uch faza – bir fazali bevosita CHO‘ ning ishlash diagrammasi

Moment ωt_v dan boshlab 1- guruh ventillariga to‘g‘rilagich rejimi uchun impulslar berilishi to‘xtatiladi va ular ergashtirilgan (bog‘liq) invertorlar rejimiga o‘tkaziladi: bu rejimda boshqaruvchi impulslar o‘zuvchi burchak β bilan beriladi, va 1- ventillar guruhi yuklama toki i_{yuk} ga qarshi EYUK ishlab chiqadi. Buning natijasida i_{yuk} kamayib boshlaydi va ωt_i davomida nolga teng bo‘ladi. 1- ventillar guruhining oxirgi tok o‘tkazuvchi ventili yopiladi va toksiz pauza davomida (ωt_p) o‘zini boshqarish xususiyatini tiklab oladi. Keyinchalik $\omega \frac{T_2}{2}$ nuqtada yuqorida keltirilgan barcha jarayonlar takrorlanadi. Ko‘rilgan $\omega \frac{T_2}{2}$ interval davomida 2 - guruh ventillari berk holatda saqlanadi.

Shunday qilib ωt_v intervalda yuklamada amplitudasi $U_{yuk} = 2,34U_1 \cos\alpha$ teng to‘g‘ri burchakka yaqin bo‘lgan kuchlanish va ωt_i intervalda $U_{yuk} = - 2,34U_1 \cos\alpha$ amplitudali kuchlanish hosil bo‘ladi (23.14 -rasm).



23.15 – rasm. Bevosita CHO‘ ventil guruhlarini alohida boshqarish

Bu kuchlanishlar hosil bo‘lishi davomida ikkala ventillar guruhlarida ham ta‘minot tarmog‘ining o‘zgaruvchan kuchlanishi ta‘sirida kommutatsiya jarayonlari tabiiy rejimda o‘tadi. Shu sababli bevosita CHO‘ tabiiy kommutatsiyali CHO‘ lar deb aytiladi (CHO‘ TK).

Chiqish kuchlanishining o‘zgarish davri $T_2 > T_1$ va chastotasi $f_1 > f_2$ bo‘lganligi bevosita CHO‘ning asosiy xususiyatlariga kiradi. Xususiyatlaridan yana bittasi yuklama bilan tarmoq orasidagi energiyaning erkin almashtirilishi. Bu xususiyati bo‘yicha ωt_v intervalda 1- ventil guruhi to‘g‘rilagich rejimida ishlab, energiya tarmog‘idan yuklama tomoniga yo‘naltirilgan va ωt_i intervalda 1 - ventil guruhi ergashtirilgan

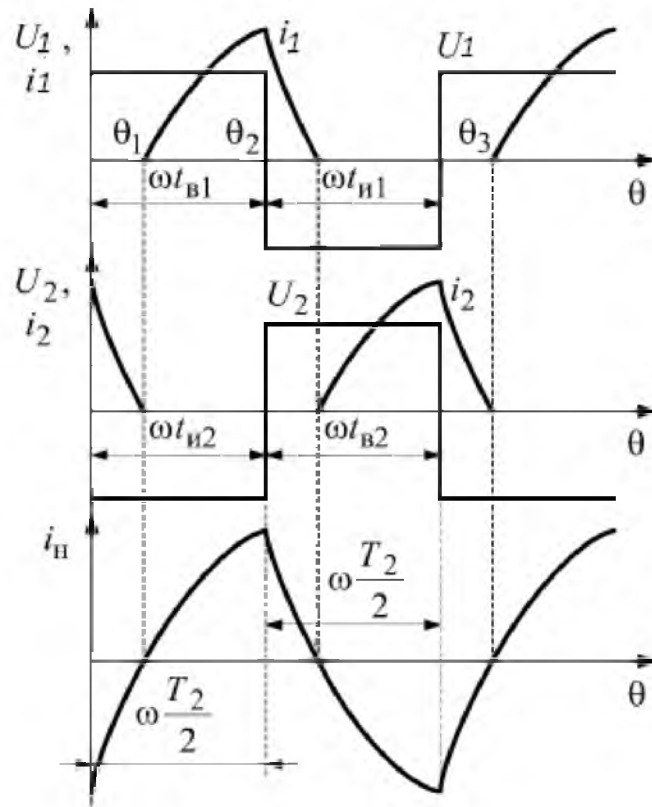
invertor rejimida ishlab, yuklamada yig'ilgan reaktiv energiya ta'minot tarmog'i tomonga yo'naltirilgan.

23.4. Chastota o'zgartkichlarini boshqarish usullari

Bevosita CHO'ning yuqorida ko'rilgan boshqarish usullari *ajratilgan* usullar deb aytiladi, chunki har bir ventil guruhi alohida boshqarilib ishlaydi. Bu usulni amalga oshirishning murakkabligi ω_v va ω_i o'zaro nisbatini aniqlashda, chunki berilgan chiqish chastotasi f_2 davomida ω_i yetarli darajada bo'lmasa, birinchi guruh ventillari yopilishi va ikkinchi guruh ventillari ochilishi momentida ventillar tomonidan ichki qisqa tutashuv rejimi hosil bo'lishi mumkin. Shu sababli ajratilgan boshqarish usulida ω_i eng og'ir rejimdan kelib chiqqan holda tanlanadi. Bu holat yuklamadagi reaktiv energiya maksimal qiymatiga erishganida ro'y beradi.

Keltirilgan usuldan tashqari ventilli guruhlarining *birlashgan* boshqarish usuli ham mavjud. Bu usulda 1 – guruh ventillariga yarim davr davomida $\omega \frac{T_2}{2}$ beriladigan boshqaruvchi impulslar α burchagi bilan berilib, ularning to'g'rilagich rejimida ishlashiga moslashtiradi, va shu vaqtni o'zida 2 – guruh ventillariga invertor rejimida ishlash uchun boshqaruvchi impulslar o'zuvchi β burchak bilan berilib, ularni invertor rejimiga moslaydi. Birinchi va ikkinchi guruh o'zgartkichlarini galma – gal to'g'rilagich va invertor rejimida ishlash diagrammasi 23.16 – rasmda keltirilgan.

Agar $\vartheta = 0$ momentdan boshlab, yuklamadan davom etayotgan bo'lsa, u tok 1- guruhning to'g'rilangan kuchlanishiga teskari bo'lib, shu guruhning ventillaridan o'tmasdan 2- guruh ventillaridan o'tadi (23.15 – rasmda interval – ϑ_1). Nuqta ϑ_1 da yuklama toki nolga teng bo'lib, keyinchalik 1 - guruh ventillari ochiladi va kuchlanish U_1 ta'sirida yuklama toki oldingiga nisbatan teskari yo'nalishda o'tishga boshlaydi va $\omega \frac{T_2}{2}$ nuqtada maksimal qiymatiga $i_{yuk\ max}$ erishadi. Bu nuqtada ventil guruhlarining boshqarish impulslari quyidagicha o'zgaradi: 1 - guruh invertor rejimiga, 2 - guruh to'g'rilagich rejimiga o'tadi.



23.16 – rasm. Bevosita CHO‘ birlashgan boshqarish usulining diagrammasi

Nuqta ϑ_2 gacha yuklama toki 1- guruh ventillaridan o‘tib, U_1 qarshi EYUK ga ko‘ra nolgacha pasayadi. Keyinchalik 2- guruh ventillariga o‘tib, U_2 kuchlanish ta’siri bilan teskari yo‘nalishda o‘sishni boshlaydi. Nuqta ωT_2 jarayonlar takrorlanib boshlaydi. Shunday qilib boshqarish impulslari har bir momentda ikkala guruh ventillariga ham barobar beriladi, natijada guruhlarning oniy kuchlanishi teng bo‘lmaganligi sababli, ventil guruhlarining chiqishida ichki qisqa tutashish konturlarida muvozanatlovchi toklarning keskin o‘zgarishi hosil bo‘ladi. Bu toklarni chegaralash uchun sxemaga drossellar L_1, L_2 ulanadi.

Bu uslubning afzalligi yuklama parametrlari o‘zgarishi davomida boshqarish sistemani o‘zgartirmasdan ventil guruhlarini normal rejimda ishlatish mumkinligida. Agar $\omega \frac{T_2}{2}$ davomida boshqariuvchi burchaklar α va β lar barobar o‘zgartirilsa, ventil guruhlarning chiqishida kuchlanishning o‘rtacha qiymatini roslash mumkin bo‘ladi. Bunda sinusoida shaklidagi kuchlanishlarni olish uchun

$$U_{yuk} = U_{yuk\ max} \sin\vartheta \quad (23.1)$$

birinchi va ikkinchi ventil guruhlari chiqishidagi kuchlanishning o‘rtacha qiymati (masalan birinchi)

$$U_I = 2,34 U_I \cos \alpha_I \quad (23.2)$$

(23.1) qonuni bilan o‘zgarishi kerak

$$2,34 U_I \cos \alpha_I = U_{yuk\ max} \sin \vartheta .$$

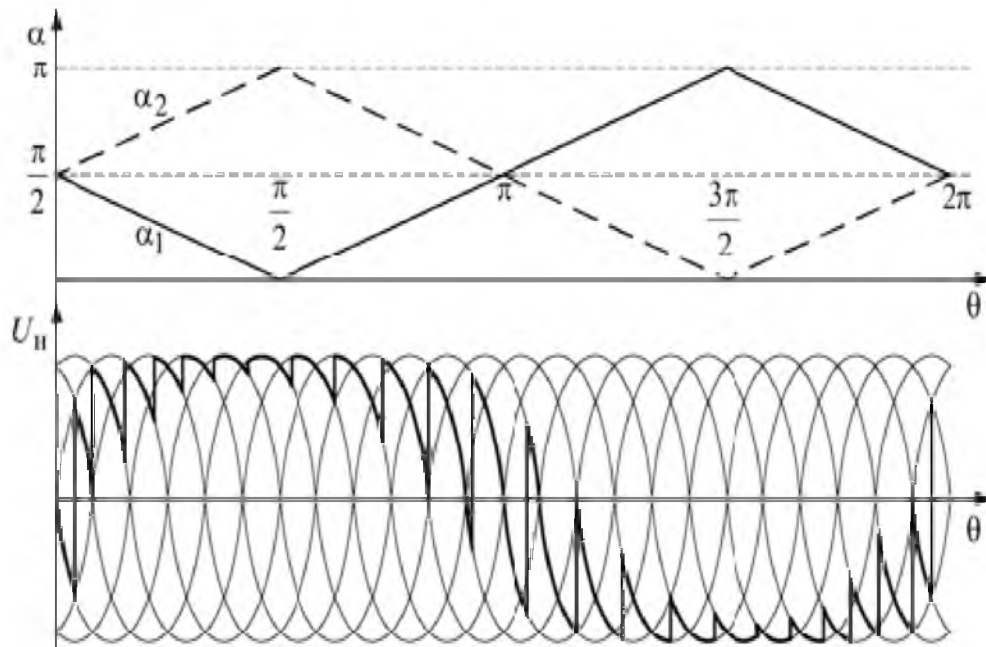
Bu ifodadan α_I quyidagicha aniqlanadi :

$$\alpha_I = \arccos \left[\frac{U_{yuk\ max}}{2,34 U_I} \sin \vartheta \right] = \arccos (v \sin \vartheta) \quad (23.3)$$

bunda $v = \frac{U_{yuk\ max}}{2,34 U_I}$ chiqish kuchlanishni modulyasiylanish chuqurligi.

Kuchlanishlar U_1 va U_2 teskari fazalarda bo‘lishlari natijasida

$$\alpha_2 = - \arccos (v \sin \vartheta) \quad (23.4)$$



23.17-rasm. Bevosita CHO‘ da sinusoidal kuchlanishning vujudga kelishi

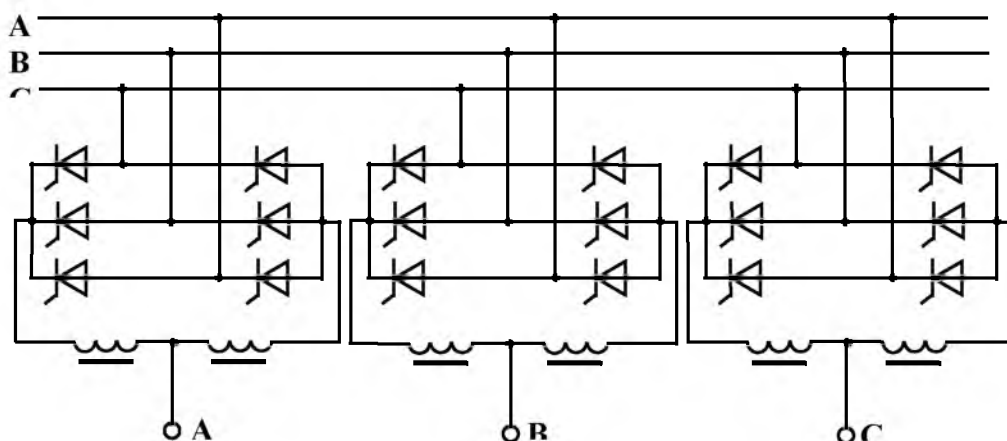
Shunday qilib sinusoidal kuchlanishni olish uchun ventil guruhlarining boshqarish burchaklarini arccosinus ifodasi (23.3) bilan o‘zgartirish kerak.

Bu prinsip bo'yicha bir fazali yuklamada sinus kuchlanishi olinishi 23.1- rasmda keltirilgan. Bu yerda arksinus qonuni bilan o'zgaruvchi boshqaruvchi impulslar, modulyatsiyalovchi kuchlanish va U_{bask} va tayanch kuchlanish $U_{tayanch}$ larning tenglik momentida vujudga keladi. Chastota va amplitudasining boshqaruvchi sinusoidal modulyatsiyalovchi kuchlanishlarni olish murakkab bo'lganligi sababli, chiqish kuchlanishlarining sifatiga ta'siri kam bo'lgan soddaroq boshqarish qonunlarini ham amaliyotda uchratish mumkin.

23.5 Uch fazali bevosita chastota o'zgartkichlari

Ko'pchilik sanoat qurilmalarida uch fazali asinxron va sinxron daigatellari bo'lgani sababli bevosita CHO'larning uch fazali sxemalari ko'proq qo'llaniladi. Yuqorida ko'rilgan bir fazali bevosita CHO' sxemalari asosida uch fazali noli chiqarilgan (23.18 – rasm) va uch fazali ko'priksimon (23.19 rasm) sxemalar tuzilishi mumkin. Rasmlardan ko'rinib turibdiki, noli sxemalarda tiristorlarning soni 18 ga teng va ko'prik sxemada 36 ga teng.

O'rta va katta quvvatli o'zgaruvchan tok elektr yuritmalarida ushbu sxemali bevosita CHO'ning ishlatilishi iqtisodiy va ekspluatatsion ko'rsatkichlari bo'yicha o'zini oqlaydi.

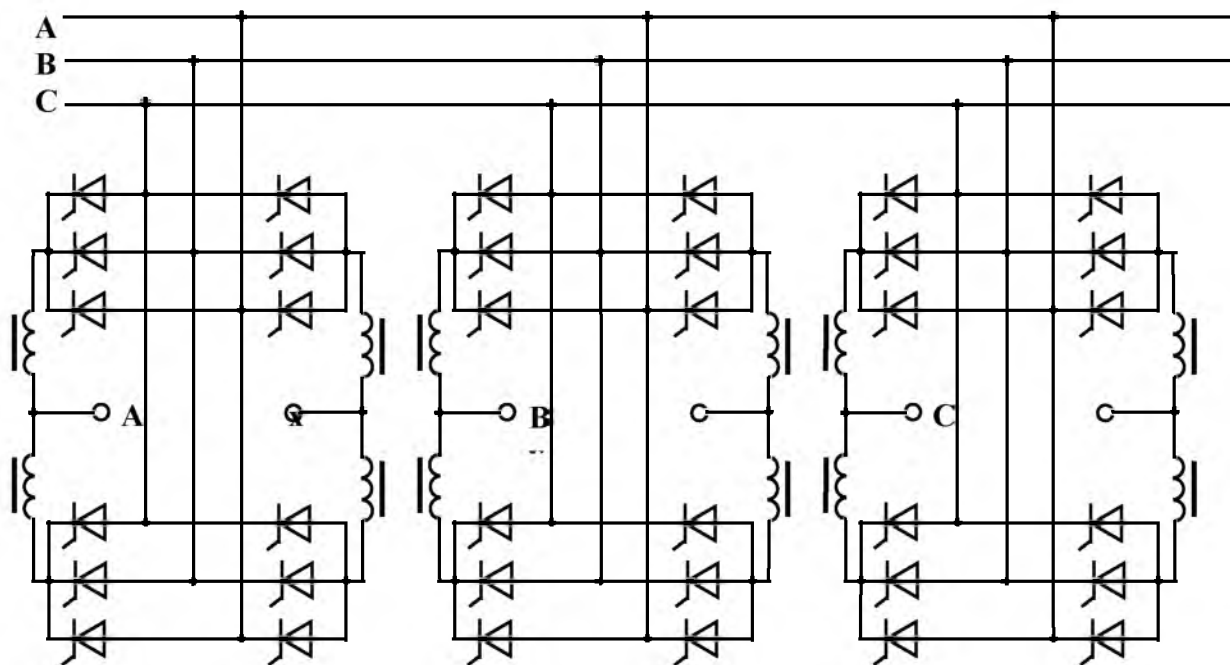


23.18- rasm. Uch fazali nol sxemali bilvosita TCHO' sxemasi

Bevosita CHO'larning boshqaruv burchagini boshqarish uchun reversiv o'zgarimas tok o'zgartkichlarida qo'llaniladigan faza impulsli boshqaruvchi qurilmalaridan (FIBQ) foydalaniladi. Bevosita tiristorli CHO'ning ishchi

sxemasida tiristorlar komplekti soniga qarab FIBQ lar ham shuncha bo'lishi, ya'ni uch fazali nol sxemali bevosita CHO' lar uchun FIBQ lar soni oltita bo'lishi talab etiladi. FIBQlarni boshqarish uchun chastotasi hamda kuchlanish amplitudasi rostlanuvchan bo'lgan olti fazali simmetrik tizim bo'lishi kerak.

Bevosita TCHO' chiqish kuchlanishining formasi to'g'ri burchakli – pog'onali bo'lsa, u holda boshqariluvchi kuchlanish manbai sifatida to'g'ri burchakli impuls ishlab chiqaruvchi olti fazali «generator»dan foydalaniladi. Bunday «generator» bir fazali generator va impulslar tarqatgich bloklaridan tashkil topgan bo'ladi.



23.19 – rasm. Uch fazali ko'prik sxemali bilvosita CHO' sxemasi

Bevosita TCHO'larning asosiy afzalliklari:

1. Tiristorlar quvvatlarining kichikligi va o'zgartkich foydali ish koeffitsiyenti yuqori;
2. Tiristorlarni boshqarishda sun'iy kommutatsiya qurilmalarining bo'lmasligi o'zgartkichning ishonchliligi darajasini oshiradi va og'irlik – o'lchov kattaliklarini kamaytiradi;
3. Formasini o'zgartirmagan holda past chastotalarda chiqish kuchlanishlarini olish mumkinligi;

4. Asinxron motorning rekuperativ tormoz rejimini osonlik bilan hosil qilish mumkinligi.

Bevosita TCHO'ning asosiy kamchiliklari:

1. Chiqish kuchlanishi chastota qiymatining chegaralanganligi (tarmoq kuchlanish chastotasiga yaqin va undan katta qiymatli chastotaga ega bo'lgan kuchlanish hosil qilish mumkin emasligi);
2. Tarmoq quvvat koeffitsiyentining past bo'lishi;
3. Ishchi sxemalarda tiristorlar sonining ko'p bo'lishi (uch fazali ko'prik sxemali bilvosita TCHO'da tiristorlar soni 12 ga teng bo'lgan holda, bevosita TCHO'da esa tiristorlar soni 36 ga teng).

Nazorat savolari

- 1) KAI va TAI larning kirish filtrlari nima bilan farq qiladi?
- 2) KAI asosidagi bilvosita CHO' larning strukturasi ta'riflang;
- 3) TAI asosidagi bilvosita CHO' larning strukturasi ta'riflang;
- 4) Bilvosita CHO' qanaqa kamchiliklarini bilasiz ?
- 5) Bilvosita CHO' tormozlash rejimlarini ta'riflang;
- 6) KAI va TAI asosidagi CHO' nima bilan farq qiladi ?
- 7) Bevosita CHO' boshqarish rejimlarini ta'riflang;
- 8) Bevosita CHO' afzalliklari nimalardan iborat ?
- 9) Bevosita CHO' boshqarish kanallarini ta'riflang;
- 10) Uch fazali bevosita CHO' sxemalarini ta'riflang.

GLOSSARIY

O'zbek tilida	Рус тилида	Ingliz tilida
Almashuv sxemasi	Схема замещения	Equivalent circuit
Aktiv quvvat	Активная мощность	Active power
Asinxron motor	Асинхронный мотор	Induction motor
Avariya o'chirgichi	Аварийный выключатель	Emergency switch
Avtomatlashtirilgan elektr yuritma	Автоматизированный электропривод	Automated electric drive
Avtomatik rostlash	Автоматическое регулирование	Automatic regulation
Berkitilayotgan tiristor	Запираемый тиристор	Gate turn-off thyristor
Bevosita chastota o'zgartkichi	Независимый частотный преобразователь	Independent frequency converter
Bevosita rostlash	Прямое регулирование	Direct regulation
Bilvosita chastota o'zgartkichi	Зависимый частотный преобразователь	Dependent frequency converter
Bilvosita rostlash	Непрямое регулирование	Indirect regulation
Boshqarish	Управление	Control
Boshqariluvchi o'zgartkich	Управляемый преобразователь	Controlled converter
Boshqarilmaydigan to'g'rilagich	Неуправляемый выпрямитель	Uncontrolled rectifier
Boshqarilmaydigan o'zgartkich	Неуправляемый преобразователь	Uncontrolled converter
Boshqariluvchi to'g'rilagich	Управляемый выпрямитель	Controlled rectifier
Burchak • Boshqaruv • Ilgarilatish • Kommutatsiya	Угол • управления • опережения • коммутации	angle • firing • of advance • overlap
Cheklash	Ограничение	Limitation

Chulg'am	Обмотка	Winding
Chastota	Частота	Frequency
Davr	Период	Period
Daraja	Степень	Power
Diod	Диод	Diode
Elektr maydoni	Электрическое поле	Electric field
Elektr yuritma	Электрический привод	Electric drive
Fazaviy siljish	Фазовый сдвиг	Phase-shift
Foydali ish koeffitsiyenti	Коэффициент полезного действия	Coefficient beneficial action
Haqiqiy qiymat	Действительное значение	Actual value
Himoya vositasi	Средство защиты	Remedy
Holat	Состояние	Condition
Ikki holatli rostlagich	Двухпозиционный регулятор	On / off knob
Impuls kengligini boshqarish	Широтно -импульсная модуляция	Pulse width modulation
Imkoniyat	Возможность	Possibility
Induktivlik g'altagi	Катушка индуктивности	Inductor
Invertor	Инвертор	Inverter
Issiqlik	Теплота	Heat
Ishga tushirish	Пуск	Start
Ishga tushirish vaqti	Время пуска	Start time
Ishchi holat	Рабочее состояние	Working condition
Jami quvvat	Суммарная мощность	Total power
Jarayon	Процесс	Process
Kristallik panjara	Кристаллическая решетка	Crystal cell
Kuchaytirgich	Усилитель	Amplifier
Kuchlanish manbai	Источник напряжения	Voltage source
Kuchli elektronika	Силовая электроника	Power electronics
Maydonli tranzistor	Полевой транзистор	Field-effect transistor
Miqdor	Количество	Number

Moslama	Приспособление	Device
Oniy qiymat	Мгновенное значение	Instant value
Optimal quvvat	Оптимальная мощность	Optimum power
Qarshilik	Сопротивление	Resistance
Qarshilik relesi	Реле сопротивления	Resistance relay
Qatlam	Слой	Layer
Qattiq jism	Твердое тело	Solid
Qiymat	Значение	Value
Qisqa tutashish	Короткое замыкание	Short circuit
Quvvat koeffitsiyenti	Коэффициент мощности	Power factor
Quvvatni cheklash	Ограничение мощности	Power limitation
Qutb	Полюс	Pole
Reaktiv quvvat	Реактивная мощность	Reactive power
Rostlagich	Регулятор	Regulator
Rostlash	Регулирование	Regulation
Rostlash usuli	Способ регулирования	Regulation method
Salt yurish	Холостой ход	Idling
Samaradorlik	Эффективность	Efficiency
Sanoat	Промышленность	Industry
Saqlab turish	Поддерживать	Support
Saqlagich	Предохранитель	Fuse
Sig'im	Емкость	Capacity
Sig'imli qarshilik	Емкостное сопротивление	Capacitance
Sig'imli yuklama	Емкостная нагрузка	Capacitive load
Shakl koeffitsiyenti	Коэффициент формы	Shape factor
Sharoit	Условие	Condition
Shoxobcha	Отводы	Bends
Sozlash	Наладка	Adjustment
Tarkib	Состав	Composition
Tarmoq	Сеть	Network
Tashuvchi	Носитель	Carrier

Ta'minlash	Обеспечение	Security
Taqsimlagich	Распределитель	Distributor
Tenglama	Уравнение	Equation
Teshilish	Пробой	Breakdown
Tezlik	Скорость	Speed
Tiristor	Тиристор	Thyristor
Tizim	Система	System
Tok manbai	Источник тока	Current source
To'lqin	Волна	Wave
To'la quvvat	Полная мощность	Full power
To'g'rilagich	Выпрямитель	Rectifier
Uzatish	Передача	Broadcast
Uzluksiz	Непрерывный	Continuous
Umumiy	Общий	General
Uskuna	Оборудование	Equipment
Ulab-uzgich	Выключатель	Switch
Vosita	Средство	Means
Xatolik	Погрешность	Error
Xususiyat	Особенность	Feature
Yarimo'tkazgich	Полупроводник	Semiconductor
Yuza	Поверхность	Surface
Zanjir	Цепь	Chain
G'altak	Катушка	Coil
O'tish	Переход	Transition
O'zak	Стержень	Kernel
O'zgartirish	Изменение	Change
O'zgarmas tok	Постоянный ток	Direct current
O'zgartirgich	Преобразователь	Converter
O'zgaruvchan tok	Переменный ток	Alternative current
O'lcham	Размер	The size

FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR

1. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применение. 2-е издание переработанное и доп. -М. ДОДЕКА, 2005. 384 с.
2. Гельман М.В., Дудкин К.А. и др. Преобразовательная техника. Учебное пособие. -Челябинск: ЮУрГУ . 2009.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. Учебник для вузов. – 2-е изд. -М.: Высшая школа, 2016. 496 с.
4. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. Учебное пособие для бакалавров. 2-е изд. испр., перераб. и доп. – М.: изд. Юрант, 2015. 667с.
5. Imomnazarov A.T. Ekektromexanik tizimlarning elementlari. Darslik. –Toshkent: Ta’lim, 2009. – 155 b.
6. Karimov A.S. va b. Elektrotexnika va elektronika asoslari. Oliy o‘quv yurtlari uchun darslik. –Toshkent: O‘qituvchi, 1995. 468 b.
7. Петрович В.П., Воронина Н.А., Глазачев А.В. Силовые преобразователи электрической энергии. Учебное пособие для вузов. – Томск: Изд. Томского политехнического университета. 2009. 238 с.
8. Попков О.З. Основы преобразовательной техники. Учебное пособие для вузов. 3-е изд. стереот. – М. Издательский дом МЭИ. 2012. 218 с.
9. Розанов Ю.К., Рябчитский М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника Учебник для вузов. – М. Издательский дом МЭИ. 2007. 632 с.
10. Xashimov O.O., Saidaxmedov S.S. O‘zgartkich texnikasi va ta’minot manbalari. Oliy o‘quv yurtlari uchun o‘quv qo‘llanma. –Toshkent, ToshDTU, 2004. 126 b.
11. Руденко В.С., Сенко В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. -М.: Высшая школа, 1980. 422 с.

Mundarija		
	Kirish	3
ELEKTRON ELEMENTLAR		
16	Diodlar	6
16.1	Yarimo‘tkazgichli materiallarning o‘tkazuvchanligi va kristallik strukturasi.....	6
16.2	Ideal $p-n$ o‘tish va yarimo‘tkazgichli diodlar.....	10
16.3	Diodlarni parametrlari, xarakteristikalari va almashuv sxemalari.....	14
16.4	Diodlarning turlari va ulanish sxemalari.....	18
17	Tranzistorlar	24
17.1	Bipolyar tranzistorlarning strukturalari va ishlash prinsipi....	24
17.2	Bipolyar tranzistorlarning xarakteristikalari, ekvivalen va ulanish xemalari.....	37
17.3	$p-n$ o‘tishli maydonli tranzistorlar.....	33
17.4	Kanali o‘rnatilgan va induksiyalangan MDP tranzistorlar	36
17.5	Katta quvvatli MDP – tranzistorlarni integral sxemalar bilan boshqarish.....	40
17.6	IGBT- tranzistorlarning tuzilishi va ishlash prinsiplari.....	46
17.7	Katta quvvatli gibrid sxemalar.....	50
18	Tiristorlar	53
18.1	Tiristorlarning turlari va rivojlanish bosqichlari.....	53
18.2	Tiristorlarning strukturasi, ishlash prinsiplari va xarakteristikasi	54
18.3	Tiristorlarning parametrlari va ishlash rejimlari.....	60
18.4	Yopiluvchi tiristorlar.....	63

	O'ZG'ARTKICH TEXNIKASI GURILMALARI	
19	To'g'rilagichlar (AC-DC o'zg'artkichlar).....	68
19.1	To'g'rilagichlarning tuzilishi va sinflanishi.....	68
19.2	Bir fazali yarim davrli to'g'rilagichlar.....	70
19.3	Bir fazali noli chiqarilgan to'g'rilagichlarni hisoblash va tahlil qilish.....	73
19.4	Bir fazali ko'priksimon (ko'prik) to'g'rilagich sxemasi...	77
19.5	Uch fazali noli chiqarilgan sxemaning tahlili.....	79
19.6	Uch fazali to'g'rilagichlarning ko'priksimon sxemasining ishlash prinsipi va diagramalari.....	81
19.7	Bir fazali boshqariluvli noli chiqarilgan to'g'rilagichlar..	84
19.8	Bir fazali boshqariluvchi ko'priksimon to'g'rilagichlar.....	90
19.9	To'g'rilagichlardagi kommutatsiya jarayonlari.....	92
19.10	Bir fazali to'g'rilagichlarni boshqarish tizimlari.....	95
19.11	Uch fazali boshqariluvchi ko'priksimon to'g'rilagichlar...	98
19.12	To'g'rilagichlarning rejimlariga yuqo'ri garmonikalarning ta'siri.....	102
19.13	To'g'rilagichlarning quvvat koeffitsiyentlari va F.I.K.....	105
19.14	To'g'rilangan kuchlanishning pulsatsiyalarini silliqlovchi filtrlar.....	109
19.15	Tarmoqqa bog'liq o'zgartkichlar.....	113
19.16	O'zgarmas tok yuritmalarini boshqaruvchi tiristorli o'zgartkichlar.....	118
20	Avtonom invertorlar (DC-AC o'zgartkichlari).....	126
	Kuchlanish avtonom invertorlari (KAI).....	126
20.1	Avtonom invertorlar turlari va qo'llanish sohalari	126
20.2	Bir fazali KAI ning ishlash prinsipi va roslash usullari ...	126

20.3	Uch fazali tiristorli KAI ning chiqish kuchlanishlarini shakllantirish va rostdash asoslari.....	134
20.4	Uch fazali KAI larni impuls kengligini o'zgartirish usuli bilan rostdash.....	137
20.5	KAI larning ikki pog'onali kommutatsiya jarayonlari....	139
	Tok avtonom invertorlari (TAI).....	144
20.6	Bir fazali TAI larning turlari va ishlash prinsiplari.....	144
20.7	Bir fazali TAI larning chastotaviy imkoniyatlari.....	148
20.8	Tok invertorining boshqarish va stabillash rejimlari.....	152
20.9	Uch fazali TAI larning sxemalari va rejimlari.....	158
	Rezonansli avtonom invertorlari (RAI).....	161
20.10	Rezonans invertorlarining ishlash prinsipi, xarakteristikalari va xususiyatlari.....	161
20.11	Teskari ulangan diodli RAI lar.....	168
20.12	Chastotani ikki barobar ko'paytiruvchi RAI lar.....	171
21	O'zgarmas kuchlanish o'zgartkichlari (DC-DC o'zgartkichlari).....	174
21.1	O'zgarmas kuchlanishning impulsli o'zgartkichlari.....	174
21.2	O'zgarmas kuchlanishning reversiv o'zgartkichlari.....	179
21.3	Tiristorli o'zgarmas kuchlanish o'zgartkichlari.....	181
22	O'zgaruvchan kuchlanish rostdagichlari (O'KR) (AC-AC o'zgartkichlari).....	184
22.1	O'zgaruvchan kuchlanishni fazoviy usul bilan rostdash.....	184
22.2	O'zgaruvchan kuchlanishni pog'onali va faza - pog'onali usullar bilan rostdash.....	191
22.3	Asinxron motorli yuritmani AC-AC o'zgartkichlari bilan	

	rostlash.....	194
23	Chastota o'zgartkichlari.....	198
23.1	Kuchlanish invertorlari asosidagi bilvosita chastota o'zgartkichlari.....	198
23.2	Tok avtonom invertorlari asosidagi bilvosita chastota o'zgartkichlari.....	203
23.3	Tiristorli bevosita chastota o'zgartkichlari.....	207
23.4	Chastota o'zgartkichlarini boshqarish usullari.....	211
23.5	Uch fazali bevosita chastota o'zgartkichlari.....	214
	Glossariy.....	217
	Adabiyotlar.....	221