

## **SXEMOTEXNIKA**

5522000 - Radiotexnika  
5522100 - Televideniye, radioaloqa va radioeshittirish  
5522200 - Telekommunikasiya  
5140900 - Kasb ta'limi (telekommunikasiya)  
5524400 - Mobil aloqa tizimlari  
5840200 - Pochta xizmati  
yo'nalishlarida ta'lim olayotgan talabalar hamda  
Maxsus fakultet tinglovchilari uchun

**o'quv qo'llanma**

X.K. Aripov, A.M. Abdullayev, N.B. Alimova, X.X. Bustanov, Ye.V. Obyedkov, Sh.T. Toshmatov. **Sxemotexnika**. O'quv qo'llanma. Toshkent: TATU, 2010, 156 b.

Taqrizchilar: **T.D. Radjabov**, O'zFA akademigi  
**N.N. Fomin**, texnika fanlari doktori, professor  
**A.N. Ignatov**, texnika fanlari doktori, professor  
**M.K. Boxodirxonov**, fizika – matematika fanlari doktori, professor  
**A.A. Xoliqov**, texnika fanlari doktori, professor  
**A.A. Abduazizov**, texnika fanlari nomzodi, dotsent

O'quv qo'llanmada yarimo'tkazgichli integral mikrosxemalar, operasion kuchaytirgich va uning asosidagi analog qurilmalar, raqamli texnika asoslari, raqamli texnika negiz elementlari, funksional va nanoelektronika asoslari bayon etilgan.

O'quv qo'llanma 5522000 – Radiotexnika, 5522100 – Televideniye, radioaloqa va radioeshittirish, 5522200 – Telekommunikasiya, 5140900 – Kasb ta'limi (telekommunikasiya), 5524400 – Mobil aloqa tizimlari, 5840200 – Pochta xizmati yo'nalishlarida ta'lim olayotgan talabalar hamda Maxsus fakultet tinglovchilari uchun



## KIRISH

---

---

### SXEMOTEXNIKA VA UNING ZAMONAVIY ILM – FANDA TUTGAN O’RNI

Hozirgi kunda telekommunikatsiya va axborotlashtirish tizimining rivojlanish darajasi tom ma’noda mikroelektronika va nanoelektronika maxsulotlarining ularda qo’llanilish darajasiga bog’liq.

Birinchi IMSlar 1958 yilda yaratildi. IMSlarning hajmi ihcham, og’irligi kam, energiya sarfi kichik, ishonchliligi yuqori bo’lib, hozirgi kunda uch konstruktiv – texnologik variantlarda yaratilmoqda: qalin va yupqa pardali, yarimo’tkazgichli va gibrid.

1965 yildan buyon mikroelektronikaning rivoji G. Mur qonuniga muvofiq bormoqda, ya’ni har ikki yilda zamonaviy IMSlardagi elementlar soni ikki marta ortmoqda. Hozirgi kunda elementlar soni  $10^6 \div 10^9$  ta bo’lgan o’ta yuqori (O’YuIS) va giga yuqori (GYuIS) IMSlar ishlab chiqarilmoqda.

Mikroelektronikaning qariyb yarim asrlik rivojlanish davri mobaynida IMSlarning keng nomenklaturasi ishlab chiqildi. Telekommunikatsiya va axborot – kommunikatsiya tizimlarini loyihalovchi va ekspluatatsiya qiluvchi mutaxassislar uchun zamonaviy mikroelektron element bazaning imkoniyatlari haqidagi bilimlarga ega bo’lish muhim.

Integral mikroelektronika rivojining fizik chegaralari mavjudligi sababli, hozirgi kunda an’anaviy mikroelektronika bilan bir qatorda elektronikaning yangi yo’nalishi – nanoelektronika jadal rivojlanmoqda.

**Nanoelektronika** o’lchamlari 0,1 dan 100 nm gacha bo’lgan yarimo’tkazgich tuzilmalar elektronikasi bo’lib, mikroelektronikaning mikrominiatyurlash yo’lidagi mantiqiy davomi hisoblanadi. U qattiq jism fizikasi, kvant elektronikasi, fizikaviy – kimyo va yarimo’tkazgichlar elektronikasining so’nggi yutuqlari negizidagi qattiq jisimli texnologiyaning bir qismini tashkil etadi.

So’nggi yillarda nanoelektronikada muhim amaliy natijalarga erishildi, ya’ni zamonaviy telekommunikatsiya va axborot tizimlarning negiz elementlarini tashkil etuvchi: geterotuzilmalar asosida yuqori samaradorlikka ega lazerlar va nurlanuvchi diodlar yaratildi; fotoqabulqilgichlar, o’ta yuqori chastotali tranzistorlar, bir elektronli tranzistorlar, turli xil sensorlar hamda boshqalar yaratildi. Nanoelektron O’YuIS va GYuIS mikroprosessorlarni ishlab chiqarish yo’lga qo’yildi.

Shvetsiya Qirolligi fanlar akademiyasi ilmiy ishlarida tezkor tranzistorlar, lazerlar, integral mikrosxemalar (chiplar) va boshqalarni ishlab chiqish bilan zamonaviy axborot kommunikatsiya texnologiyalariga asos solgan olimlar: J.I. Alferov, G. Kremer, Dj.S. Kilbini Nobel mukofoti bilan taqdirladi.

Integral mikroelektronika va nanoelektronika bilan bir vaqtda **funksional elektronika** rivojlanmoqda. Elektronikaning bu yo’nalishi an’anaviy elementlar (tranzistorlar, diodlar, rezistorlar va kondensatorlar)dan voz kechish va qattiq

jismdagi turli fizik hodisa (optik, magnit, akustik va h.k.)lardan foydalanish bilan bog'liq. Funkisonal elektronika asboblariga akustoelektron, magnitoelektron, kriogen asboblar va boshqalar kiradi.

# I BOB

## ANALOG ELEKTRONIKA

---

---

### 1.1. Elektron qurilmalarning tasniflanishi

Fan, texnika va ishlab chiqarishning axborotlarni qayta ishlash va o'zgartirish uchun xizmat qiluvchi elektron qurilmalarni ishlab chiqish hamda tadbiq etish bilan shug'ullanuvchi sohasi **elektronika** deb ataladi.

Elektron qurilmalarni tasniflashda axborotlarni to'plash, uzatish va qabul qilish usuli eng muhim belgilardan hisoblanadi. Elektron qurilmalar (EQ) **analog** va **diskret (raqamli)** qurilmalarga ajratiladi.

**Analog elektronika** uzluksiz o'zgaruvchi elektr signallarni uzatish, qayta ishlash, qabul qilish uchun xizmat qiluvchi EQLarni ishlab chiqish va o'rganish bilan shug'ullanadi. Bu, analog EQ (AEQ)larda signal qiymati minimaldan maksimalgacha o'zgarganda, uni qayd qilish va uzatish uzluksiz amalga oshirilishini anglatadi.

AEQLarning asosiy afzalligi nisbatan tezkor ishlashidan va soddaligidan iborat. Kamchiliklari sifatida temperatura va boshqa omillar ta'sirida parametrlari nobarqarorligini va xalaqitbardoshligining kichikligini; axborotni uzoq vaqt saqlash qiyinligini aytib o'tish kerak.

Analog qurilmalar asosini sodda kuchaytirgich kaskadlar tashkil etadi. Ular asosida murakkabroq kuchaytirgichlar, tok va kuchlanish stabilizatorlari, chastota o'zgartirgichlar, sinusoidal tebranishlar generatorlari va boshqa qator sxemalar yaratiladi.

**Raqamli elektronika** qiymati bo'yicha kvantlangan elektr signallarni uzatish, qayta ishlash va qabul qilishga mo'ljallangan diskret EQ (DEQ)larni ishlab chiqish bilan shug'ullanadi. **Kvantlash** deb uzluksiz signalni uning alohida nuqtalardagi qiymatlari bilan almashtirish jarayoniga aytiladi. Natijada, DEQLar signallarning bir – biridan keskin farqlanuvchi ikkita sath bilan ish ko'radi.

DEQLarning afzalliklari: qurilmada sochiluvchi quvvat kichikligi, elementlar parametrlari nobarqarorlikka nisbatan sust bog'langanligi, halaqitbardoshligining yuqoriligi, axborot saqlash, uzatish va qayta ishlash kanallarida bir turdagi elementlar qo'llanishi, o'z navbatida, yuqori ishonchlilik, kichik o'lchamlilik va arzonlikni ta'minlaydi.

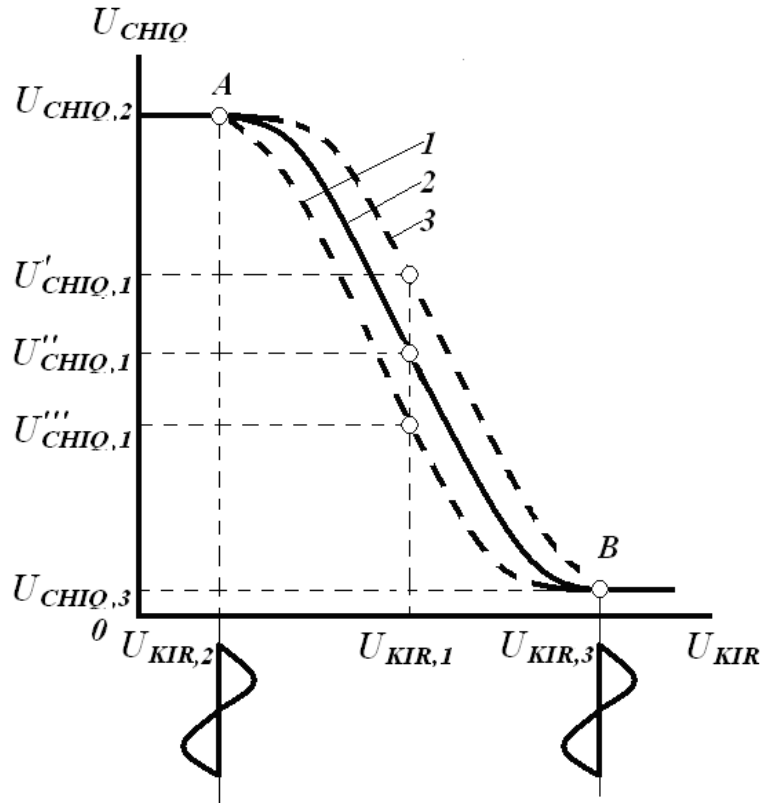
Raqamli qurilmalar asosini ikkita turg'un (ochiq va berk) holatda ishlashi mumkin bo'lgan tranzistorli elektron kalitlar tashkil etadi. Sodda kalitlar asosida murakkabroq sxemalar: mantiqiy, bistabil, triggerli va boshqalar yaratiladi.

Raqamli va analog qurilmalar xususiyatlarini, chiqish kattaligining kirish kattaligiga bog'liqligini ifodalovchi, **uzatish xarakteristikalaridan** o'rganish qulay. Aniqlik uchun bunday kattalik kuchlanishdan iborat deb qabul qilingan.

Analog va raqamli sxemalar inverslaydigan yoki inverslamaydigan bo'lishi mumkin. **Inverslaydigan** sxemalarda kirish kuchlanishining kichik qiymatlariga

katta chiqish kuchlanishlari to'g'ri keladi, *inverslamaydigan*larda esa – kichik kirish kuchlanishlariga kichik chiqish kuchlanishlar to'g'ri keladi.

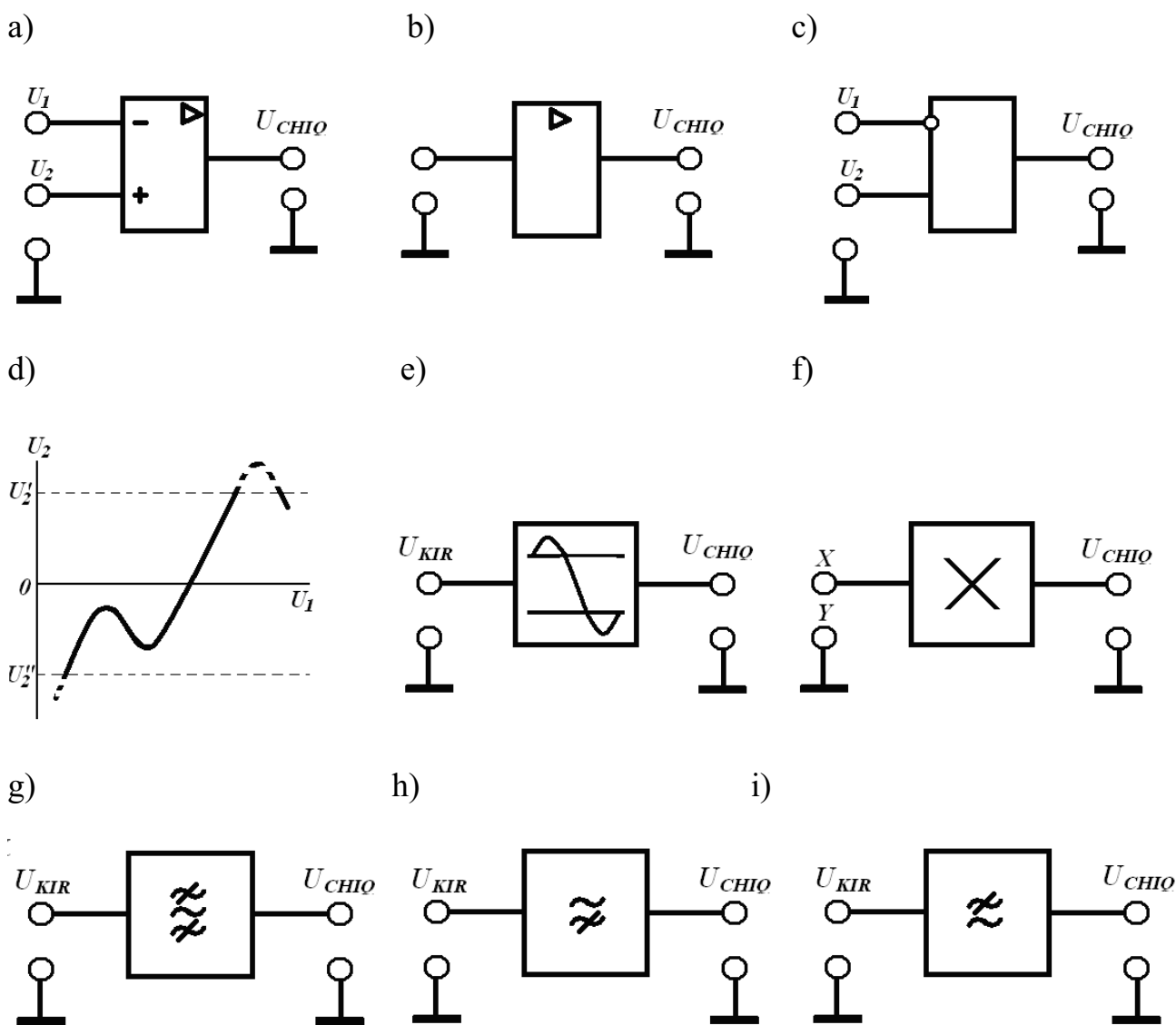
Inverslaydigan sxemalarning an'anaviy uzatish xarakteristikasi 1.1– rasmda ko'rsatilgan. Elektron sxema elementlari parametrlarining tarqoqligi, temperaturaga bog'liqligi yoki eskirishi hisobiga uzatish xarakteristika deformatsiyalanadi va u uch xil ko'rinishdan biriga ega bo'ladi (1.1 – rasmdagi 1,2,3 – egri chiziqlar).



1.1 – rasm. Inverslaydigan sxemaning uzatish xarakteristikasi.

**Kuchaytirgich kaskadlarda** uzatish xarakteristikasining A va B nuqtalari orasidagi uzluksiz kvazichiziqli ishchi sohasi ishlatiladi. Kirish va chiqish signallari ko'rsatilgan soha chegarasida ixtiyoriy qiymatlarni qabul qilishi mumkin. Kirish signalining ma'lum bir qiymatida, masalan  $U_{KIR,1}$  deformatsiya hisobiga chiqish signali uch xil qiymatga ega bo'lishi mumkin:  $U'_{CHIQ,1}$ ,  $U''_{CHIQ,1}$  yoki  $U'''_{CHIQ,1}$ . Demak, kuchaytirgich kaskadi, ya'ni analog sxemalar ham, parametrlar tarqoqligiga, ularning temperatura ta'sirida o'zgarishiga va vaqt hisobiga eskirishi natijasida shovqinlarga va xalaqitlarga sezgir. **Shovqinlar** deb elektron asboblarda tok va kuchlanishning tasodifiy o'zgarishlari tushuniladi. Shovqinlar barcha REALarga xos va ularni butunlay yo'qotib bo'lmaydi. Shovqinlar tebranishlarning amplituda va chastota fluktuatsiyalariga sabab bo'ladi (tasodifiy o'zgarishlar), axborot uzatishda xatoliklarga olib keladi va elektron asbobning sezgirlikini belgilaydi. Tashqi **xalaqitlar** (kuchlanish manbai pulsatsiyalari va elektromagnit maydon) ham shunday natijaga olib keladi.

**Tranzistorli elektron kalitlarda** kirish va chiqish signallari (kuchlanish) faqat ikkita qiymatga ega bo'ladi: yoki  $U_{KIR2}$  va  $U_{CHIQ2}$ , yoki  $U_{KIR3}$  va  $U_{CHIQ3}$ . Uzatish xarakteristikasining A va B nuqtalar orasidagi turli ko'rinishlarida chiqish signallari amalda o'zgarmas qoladi. Demak, kalitlar va ular asosidagi raqamli sxemalar parametrlar tarqoqligiga, ularning temperatura ta'sirida o'zgarishiga va eskirishiga, shuningdek shovqin va xalaqitlarga sezgir emas. Shovqin yoki xalaqitlar 1.1 – rasmda  $U_{KIR2}$  va  $U_{KIR3}$  nuqtalar atrofida sinusoidal orttirmalar ko'rinishida ko'rsatilgan.



1.2 – rasm. Analog o'zgartgichlarning belgilanishi: a) operatsion kuchaytirgich; b) bir kirishli kuchaytirgich; c) komparator; d) cheklagich; e) ikki tomonlama cheklagich; f) ko'paytirgich; g) polosali filtr; h) yuqori chastotalar filtri; i) past chastotalar filtri.



Shuning uchun zamonaviy elektronika – integral mikroelektronika bo'lib, unda raqamli integral elektron tizimlarga hal qiluvchi o'rin berilgan.

Shunday bo'lishiga qaramasdan raqamli elektron tizimlar analog tizimlar o'rnini butunlay egallay olmaydi, chunki tabiatda kechadigan jarayonlar (birlamchi axborot) uzluksiz qonuniyat bo'yicha sodir bo'ladi va insonning axborot qabul qiluvchi, reseptor apparati analog o'zgartgich kabi ishlaydi. Demak, signallarni o'zgartirishning boshlang'ich va oxirgi bosqichlari analog bo'lmasligining iloji yo'q. Ushbu axborotga ishlov berishni raqamli ko'rinishda olib borish ma'qulroq. Natijada, axborotga ishlov berishda raqamli usullardan foydalanuvchi har qanday tizim analog va raqamli signallarni o'zaro o'zgartuvchi tizimlarga ega bo'lishi shart. Ular **analog – raqamli (ARO')** va **raqamli – analog o'zgartgichlar (RAO')** deb ataladi. Nihoyat, shunday masalalar bor-ki, ularda qurilmaning tezkorligi va uni amalga oshirishning soddaligi hal qiluvchi ahamiyat kasb etadi, signallarni o'zgartirishda yuqori aniqlik ham talab etilmaydi. Bunday hollarda analog qurilmalarsiz masalani hal etib bo'lmaydi.

**Signalni o'zgartirish turlari.** Analog signallarga ishlov berilganda ular kuchaytirilishi, ko'paytirilishi, solishtirilishi, qiymati chegaralanishi, chastotasi filtrlanishi va boshqa o'zgartirishlarga uchrashi mumkin.

Kuchaytirish, solishtirish, ko'paytirish kabi signal o'zgartirishlar keng ko'lamda ishlatiladigan, sanoatda seriyali ishlab chiqarilayotgan analog integral mikrosxemalar (AIS) yordamida amalga oshiriladi.

**Kuchaytirish** deganda signal (kuchlanish yoki tok) amplitudasi, kuchlanish manbai energiyasini chiqish signali energiyasiga o'zgartirilishi hisobiga chastotalarning chegaralanmagan oralig'ida nochiziqli buzilishlarsiz  $K_U$  marta ko'paytirish tushuniladi. Signallarni kuchaytirish operatsion kuchaytirgich (OK) lar, videochastotalarning keng polosali va YUCH kuchaytirgichlari yordamida amalga oshiriladi.

**Chiziqli analog o'zgartirishlarni** amalga oshirishda OK negiz qurilma bo'lib xizmat qiladi. **Nochiziqli** analog o'zgartirishlarni amalga oshiruvchi asosiy qurilma sifatida signallarni analog **ko'paytirgich** xizmat qiladi. U ikkita kirishga ega bo'lgan o'zgartgichdan iborat bo'lib,  $X$  va  $Y$  analog kattaliklar ko'paytmasi  $U_{CHIQ}$  ni aniqlaydi:

$$U_{CHIQ} = KXY,$$

bu yerda  $K$  - masshtablovchi koeffitsiyent bo'lib  $X$  va  $Y$  ga bog'liq emas.

Signallarni analog ko'paytirgich universal qurilma bo'lib, u ko'paytirish, bo'lish, darajaga ko'tarish, ildiz chiqarish kabi amallarni bajarish uchun ishlatiladi. Ko'paytirgichlar asosida barcha turdagi detektorlar, modulyator – demodulyatorlar, aktiv filtrlar, boshqaruvchi generatorlar va boshqalar hosil qilinadi.

**Komparator** ikkita analog kattalik  $U_1$  va  $U_2$  ni ma'lum aniqlik  $\Delta$  bilan **solishtirish** funksiyasini bajaradi. Komparator OK asosida yaratilgan nochiziqli TA bilan qamrab olingan maxsus qurilmadir. U istalgan shakl va davomiylikdagi signallarni hosil qilish, o'lchash va analog axborotni raqamligiga o'zgartirish uchun ishlatiladi.

Ba'zi kuchaytirgichlarda kirish va chiqish kuchlanishlari bog'liqligi chiziqli bo'ladi. Qator holatlarda ortib boruvchi yoki kamayuvchi uzatish koeffitsiyentli kuchaytirish zarur bo'ladi. Bunda OKlarning TA zanjirlari chiziqli (rezistor) va nochiziqli (diod, stabiltron) elementlardan tuzilgan murakkab bo'lgichlar ko'rinishida yaratiladi. Bunday qurilmalarda chiqish signali kirish signalining ma'lum qiymatidan boshlab o'zgaras bo'lib qoladi.

**Aktiv filtrlar** o'zgartirilayotgan to'liq spektrdan zarur chastotalar diapazonini ajratib olish uchun ishlatiladi. Diskret elektronikada asosan  $LC$  – yoki  $RC$  – konturlar ko'rinishidagi passiv elementlardan tashkil topgan an'anaviy filtrlar ishlatiladi. Mikroelektronikada filtrlarning asosiy elementi bo'lib, chiziqli TAga ega bo'lgan, operatsion kuchaytirgich xizmat qiladi.

## 1.2. Analog qurilmalar sxemotexnikasi

Elektronikaning elektron asboblari VAXlari xususiyatlarini e'tiborga olgan holda axborotga ishlov berish usullarini ishlab chiquvchi bo'limi **sxemotexnika** deb ataladi.

**Mikrosxemotexnika** deb elektronikaning IMSlarda va ular asosidagi REALarda ishlatiladigan elektr va tuzilma sxemalarini ishlab chiqish, tadqiq etishlar bilan shug'ullanidigan bo'limiga aytiladi.

Zamonaviy IMSlar murakkab elektron qurilmadir, shuning uchun ularni sxemotexnik ifodalashning ikki usuli mavjud.

- **elektr sxema** ko'rinishida ifodalanish bo'lib, u o'zaro ulangan alohida komponentalar (tranzistorlar, diodlar, rezistorlar va boshqalar) dan tashkil topadi.

- **tizim sxema** ko'rinishida ifodalanish bo'lib, u AISlarda analog kaskadlarni ulanishidan yoki RISlarda alohida mantiq elementlar va triggerlarning ulanishidan iborat. Ushbu kaskadlar va elementlar analog (kuchaytirish, filtrlash va boshqa) yoki elementar mantiqiy (HAM-EMAS, YOKI-EMAS va boshqa) operatsiyalarni bajaradi. Bu operatsiyalar yordamida har qanday analog, analog – raqamli va raqamli funksiyalarni amalga oshirish mumkin.

**Diskret sxemotexnikaga** elektr sxemalarda uchun sxemotexnik yechimlar soddaligi va qimmat aktiv elementlarni minimal ishlatish, ajratuvchi kondensator, transformator va boshqalardan keng foydalanish xosdir.

**Integral sxemotexnikada** barcha elementlar yagona kristalda shakllantirilgani sababli, ularning qiymati elementlar narxi bilan emas, balki kristal narxi bilan belgilanadi. Shuning uchun kristalda iloji boricha ko'proq elementlarni joylashtirish maqsadga muvofiq. Kristaldagi aktiv elementlar – tranzistorlar, diodlar minimal yuzaga, passiv elementlar esa – maksimal yuzaga ega. Shuning uchun ISlarda rezistorlar soni minimal bo'lishiga intilinadi, katta yuzani egallovchi kondensatorlar qo'llanilmay, ularni o'rniga kaskadlarni muvofiqlashtiruvchi kaskadlardan foydalaniladi.

ISlarning boshqa xususiyati murakkab elementlarning bir – biriga juda yaqin ( $< 10$  mkm) joylashganligi sababli, ularning parametrlari ham bir – biridan deyarli farq qilmaydi (egizaklik prinsipi). Elementlar eskirganda, kuchlanish manbai va

temperatura o'zgarganda ularning parametrlari ham bir xilda o'zgarib, parametrlar korrelyatsiyasi saqlanadi. ISlarning ushbu xususiyati, diskret tranzistorli tuzilmalarda amalga oshirib bo'lmaydigan, yuqori aniqlikdagi differensial kaskadlar, barqaror tok va kuchlanish generatorlarini yaratish imkonini berdi.

AIS mahsulotlari turlari ko'p bo'lishiga qaramasdan, ularning hammasida, sxemotexnik umumlashtirish va loyihalashni yengillashtirish maqsadida, chegaralangan sonli negiz elementlar: sodda kuchaytirgich kaskadi, differensial kuchaytirgich, barqaror tok generatori, o'zgarmas kuchlanish sathini siljituvchi qurilma, chiqish kaskadi va boshqalardan foydalaniladi. Ular asosida integral mikrosxemotexnikaning OKlari va analog ko'paytirgichlari yaratilgan bo'lib, istalgan analog funksional masala amalda hal qilinishi mumkin.

### 1.3. Analog kuchaytirgich qurilmalarning asosiy xususiyatlari

**Umumiy ma'lumotlar.** Signal manbai quvvati yetarli bo'lmaganda **yuklama**  $R_{Yu}$  deb ataluvchi bajaruvchi qurilma normal ishlashi uchun kuchaytirgich qurilmalardan foydalanish zarurati tug'iladi. Akustik tizimlar, elektron – nur trubkalar, keyingi kuchaytirgich kaskadning kirishi va boshqalar yuklama bo'lib xizmat qilishi mumkin.

Kirish signali manbai yoki datchik turli noelektr kattaliklarni elektr signalga birlamchi o'zgartiradi. Mikrofon, detektor, fotoqabulqilgich, avvalgi kuchaytirgich qurilma chiqishi va boshqalar kirish signallari manbai bo'lib xizmat qiladi. Yuklamada hosil qilinishi zarur quvvat yordamchi kuchlanish manбайдan (to'g'rilagich, akkumulyator, batareya) olinadi. Energiyani kuchlanish manбайдan yuklamaga uzatishda kuchaytirgich qurilma yoki kuchaytirgich “vositachilik” qiladi.

Ideal kuchaytirgichning eng umumiy xususiyati kirish quvvati  $R_{KIR}$  ni  $R_{CHIQ}$  ga quyidagicha ko'rinishda o'zgartirishdan iborat:

$$P_{CHIQ} = K \cdot P_{KIR} \cdot$$

Ya'ni, chiqish kuchlanishi qiymati kuchaytirgich ishlayotgan sharoitga, xususan, yuklama qarshiligi va kirish signali manbaining ichki qarshiligiga bog'liq bo'lmasligi kerak.

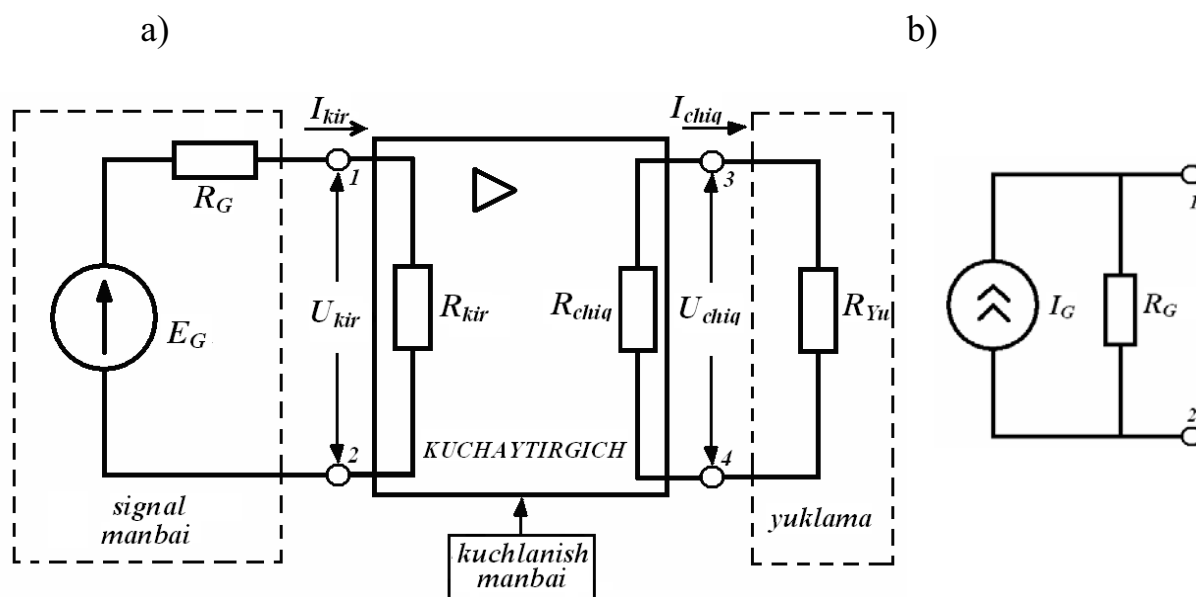
Bu shart ideal kuchaytirgichlardagina bajariladi. Ularning chiqishida cheksiz quvvat ajraladi va kirishda mutlaqo energiya sarflanmaydi. Real kuchaytirgich xususiyatlari esa ideal kuchaytirgich xususiyatlariga biroz yaqinlashadi.

**Kuchaytirgich** deb manba energiyasini kirish signali qonuniyatiga mos ravishda chiqish signali energiyasiga o'zgartiruvchi qurilmaga aytiladi.

Kuchaytirishni ta'minlash uchun ideal kuchaytirgich o'z tarkibida kirish signali ta'sirida qarshiligini chiziqli o'zgartiruvchi elementga ega bo'lishi zarur. Lekin, hozirgi kungacha qarshiligini chiziqli o'zgartiruvchi kuchaytirgich elementlar

mavjud emas. Shuning uchun kuchaytirishni amalga oshirishi mumkin bo'lgan boshqariluvchi element sifatida BT va MTlar ishlatiladi. Nochiziqli VAXga ega bo'lgan holda, tranzistor amalda boshqariladigan qarshilikni ifodalaydi. Qarshilik qiymati tranzistorning ulanish usuli, boshqaruvchi signal qiymati va ishorasiga bog'liq bo'ladi. Tranzistorlarning asosiy kamchiliklari bo'lib VAXning nochiziqligi va temperaturaga bog'liqligi hisoblanadi.

Kuchaytirgichning tuzilish sxemasi 1.3 – rasmda ko'rsatilgan bo'lib, u kirish  $R_{KIR}$  va chiqish  $R_{CHIQ}$  qarshiliklari hamda kuchlanish manbaidan tashkil topgan. Kuchaytirish kaskadi, ko'p kaskadli kuchaytirgich yoki OK kuchaytirgich bo'lib xizmat qilishi mumkin. Kuchaytirgichning 1 va 2 kirish elektrodlariga kuchaytirilishi zarur bo'lgan signal manbai (datchik) ulanadi. Datchik EYUK generatori  $E_G$  ekvivalent ikki qutblilik (1.3, a – rasm) yoki ichki qarshiligi  $R_G$  bo'lgan tok generatori  $I_G$  (1.3, b – rasm) sifatida ko'rsatiladi.



1.3 – rasm. Kuchaytirgichning tuzilishi sxemasi.

Agar  $R_{KIR} \gg R_G$  bo'lsa, kuchaytirgichni **boshqarish kuchlanish bilan** amalga oshiriladi. Bu holda kirish toki e'tiborga olmasa bo'ladigan darajada kam va kuchaytirgich kirishida  $U_{KIR}$  signal  $E_G$  ga yaqin bo'ladi.  $R_{KIR} \ll R_G$  bo'lganda esa,  $E_G/R_G$  ga yaqin kirish toki  $I_{KIR}$  bilan ifodalanadi, bu vaqtda kirish kuchlanishini e'tiborga olmasa ham bo'ladi. Bu holda kuchaytirgichni **boshqarish tok bilan**,  $R_{KIR} \approx R_G$  bo'lganda esa **boshqarish quvvat bilan** amalga oshiriladi.

Yuklama 3 va 4 elektrodlarga ulanadi. Agar  $R_{Yu} \gg R_{CHIQ}$  bo'lsa, kuchaytirgich yuklamada kuchlanish manbai EYUK  $E_G$  ga qadar  $U_{CHIQ}$  kuchlanish hosil qiladi, bunda chiqish toki e'tiborga olmaydigan darajada kam bo'ladi. Bunday rejim **potensial chiqish** deb ataladi.  $R_{Yu} \ll R_{CHIQ}$  bajarilganda esa, chiqishda kuchaytirgich qisqa tutashuvga yaqin rejimda ishlaydi va chiqish toki  $E_G/R_{CHIQ}$  ga qadar, chiqish kuchlanishi esa e'tiborga olmasa bo'ladigan darajada kichik bo'ladi. Bu rejim **tokli chiqish** deb ataladi.

**Kuchaytirgichlarning tasniflanishi.** Kuchaytirgichlar turli belgilariga ko'ra tasniflanadi: kuchaytirish ko'effitsiyentlari, kirish va chiqish qarshiliklari, o'tkazish polosasi (ishchi chastotalar diapazoni), kuchaytirilgan signal buzilish darajasi va boshqalar.

Har qanday kuchaytirgich piravordida quvvat kuchaytirgich bo'lishiga qaramasdan, kuchaytiriladigan kattaliklari turiga qarab, ularni kuchlanish, tok va quvvat kuchaytirgichlarga ajratiladi.

Kuchaytiriladigan kattaliklari turiga muvofiq kuchaytirish ko'effitsiyentlari:

$$\textit{kuchlanish bo'yicha} \quad K_U = \frac{U_{CHIQ}}{U_{KIR}},$$

$$\textit{tok bo'yicha} \quad K_I = \frac{I_{CHIQ}}{I_{KIR}},$$

$$\textit{quvvat bo'yicha} \quad K_P = \frac{P_{CHIQ}}{P_{KIR}} = K_U K_I.$$

Har bir kuchaytirgich o'zining **kirish** va **chiqish differensial qarshiligi**

$$R_{KIR} = \frac{U_{KIR}}{I_{KIR}}, \quad R_{CHIQ} = \frac{U_{CHIQ}}{I_{CHIQ}}.$$

bilan ifodalanadi.

Kirish qarshiligi signal manbaiga nisbatan yuklama vazifasini bajaradi. Shuning uchun  $R_{KIR}$  qanchalik katta bo'lsa, signal manbai shunchalik kam yuklatilgan bo'ladi va uning kuchlanishi kuchaytirgich kirishiga yaxshiroq uzatiladi.

Chiqish qarshiligi kuchaytirgichning yuklatilishga qodirligini ifodalaydi: u qanchalik kichik bo'lsa, tashqi yuklama shunchalik katta tok olishi va uning qarshiligi shunchalik kichik bo'lishi mumkin.

Yuqoridagi ifodalarda kirish va chiqish toklar, kuchlanishlar o'zlarining o'zgaruvchan tashkil etuvchilari bilan ko'rsatilgan, signallar sinusoida ko'rinishida bo'lgan holda ularning ta'sir etuvchi qiymatlari  $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$ ,  $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$  ga teng bo'ladi,

bu yerda  $U_m$  va  $I_m$  – ularning amplitudalari.

Agar kaskad kuchlanish bilan boshqarilsa va potensial chiqishga ega bo'lsa, kuchaytirgich **kuchlanish kuchaytirgich** deb ataladi va u kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsiyenti  $K_U$  bilan ifodalanadi.

Agar kaskad tok bilan boshqarilsa va tokli chiqishga ega bo'lsa, kuchaytirgich **tok kuchaytirgich** deb ataladi va u tok kuchaytirish ko'effitsiyenti  $K_I$  bilan ifodalanadi.

Agar  $R_{KIR} = R_G$ ,  $R_{CHIQ} = R_{Yu}$  bo'lsa, kuchaytirgich **quvvat kuchaytirgich** deb ataladi va u quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_R$  bilan ifodalanadi. Bu holda kirish signali manbai

$$P_{KIR} = \frac{E_G^2}{2(R_G + R_{KIR})} = \frac{E_G^2}{4R_G}$$

ga teng maksimal quvvat uzatadi, kuchaytirgich esa, yuklamada bo'lishi mumkin maksimal quvvatni hosil qiladi

$$P_{CHIQ} = \frac{E_M^2}{4R_{CHIQ}}$$

Bundan maksimal quvvat kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_{Pm.max} = \frac{E_M^2}{E_G^2} \cdot \frac{R_G}{R_{CHIQ}}$$

Amalda ushbu kattaliklarning logarifmlari bilan ishlash qulay.

Detsibellarda ifodalangan kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_p$  uchun quyidagi yozuv o'rinni:

$$K_p(dB) = 10 \lg K_p.$$

Elektr quvvat tok yoki kuchlanish kvadratiga proporsional bo'lgani sababli kuchlanish va tok kuchaytirish koeffitsiyentlari uchun mos ravishda quyidagilarni yozish mumkin:

$$K_U(dB) = 20 \lg K_U \quad \text{va} \quad K_I(dB) = 20 \lg K_I.$$

Agar alohida kaskadning kuchaytirish koeffitsiyenti dBlarda ifodalangan bo'lsa, ko'p kaskadli kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish koeffitsiyenti alohida kaskadlar kuchaytirish koeffitsiyentlari yig'indisiga teng bo'ladi.  $K_U$  ning detsibellarda va nisbiy birliklardagi qiyosiy qiymatlari 1.1 – jadvalda keltirilgan.

1.1 – jadval

$K_U, dB$	0	1	2	3	10	20	40	60	80
$K_U$	1	1,12	1,26	1,41	3,16	10	100	$10^3$	$10^4$

Kuchaytirilayotgan chastotalar diapazoniga ko'ra kuchaytirgichlar o'zgarmas va o'zgaruvchan tok kuchaytirgichlariga bo'linadi. Ular kuchaytirgichning o'tkazish polosasiga ko'ra  $\Delta f = f_{yu} - f_p$  farqlanadi. Har bir kuchaytirgich uchun past  $f_p$  va yuqori  $f_{yu}$  chegaraviy chastotalar kiritiladi. Bu chastotalarda kuchaytirish koeffitsiyenti – 3 dBga pasayadi.

O'zgarmas tok kuchaytirgich kirish signalini nolinci chastotadan yuqori chegaraviy chastotagacha bo'lgan diapazonda kuchaytiradi ( $0 \leq f \leq f_{yu}$ ).

O'zgaruvchan tok kuchaytirgichlar quyidagi guruhlarga ajratiladi:

- **past chastota kuchaytirgichlar (PCHK)** – kuchaytiriladigan chastotalar diapazoni birlarcha gersdan yuzlarcha kilogersgacha;

- **yuqori chastota kuchaytirgichlar (YUCHK)** – kuchaytiriladigan chastotalar diapazoni yuzlarcha kilogersdan megagersgacha;

- **keng polosali kuchaytirgichlar** – kuchaytirish diapazoni o'nlarcha gersdan yuzlarcha megagersgacha;

- **tanlovchi (rezonans) kuchaytirgichlar** juda tor chastotalar diapazonida kuchaytiradi.

Bitta kaskadning kuchaytirish koeffitsiyenti odatda 30 dBdan oshmaydi. Kuchaytirishni kattalashtirish uchun ko'p kaskadli kuchaytirgichdan foydalaniladi. U ketma – ket ulangan bir necha kaskaddan tashkil topgan bo'ladi.

Kaskadlarni raqamlash kirishdan boshlanadi. Birinchi kaskad **kirish kaskadi** bo'lib, u kuchaytirgichni kirish signali manbai bilan muvofiqlashtiradi. Kirish signalini minimal so'ndirish uchun u katta kirish qarshilikka ega bo'lmog'i lozim. **Oraliq kaskad** kirish kaskadiga yuklama bo'lib, kirish kaskadini chiqish kaskadi bilan muvofiqlashtirish uchun xizmat qiladi. **Chiqish kaskadi** aksariyat hollarda quvvat kuchaytirgichni tashkil etadi.

**Ulanish zanjirlariga** muvofiq ko'p kaskadli kuchaytirgichlar quyidagi turlarga ajratiladi:

- **galvanik (bevosita) ulanishli kuchaytirgichlar** - ham o'zgaruvchan, ham o'zgarmas signallarni kaskadlararo uzatish imkonini beradi;

- **RC – ulanishli kuchaytirgichlar** - ilgarigi kaskad chiqishini keyingi kaskad kirishi bilan rezistor – sig'imli zanjir orqali bog'lash;

- **induktiv (transformatorli) ulanishli kuchaytirgichlar** - kaskadlar orasiga transformator ulash.

Integral ko'rinishda yaratilgan kuchaytirgich qurilmalarda faqat galvanik ulanishdan foydalaniladi.

**Kuchaytirgichda signallar buzilishi.** Kuchaytirgichda signal kuchaytirilishi bilan shakli o'zgarasligi kerak. Chiqish signali shaklining kirish signali shaklidan farqlanishi **signal buzilishi** deb ataladi. Buzilishlar ikki xil bo'ladi: chiziqli va nochiziqli.

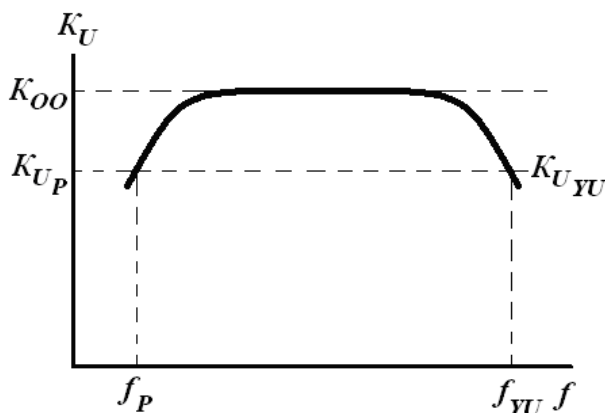
**Chiziqli buzilishlar** tranzistor va kuchaytirgich qurilma boshqa elementlari parametrlarining chastotaga bog'liqligi sababli yuzaga keladi. Elektr signallar turli chastotaga ega bo'lishi mumkinligi sababli, kuchaytirish koeffitsiyentlari chastota o'zgarishi bilan qanday o'zgarishini bilish muhim. Kuchaytirgichning **amplituda – chastota xarakteristikasi (ACHX)** deb  $K_U$  ning kuchlanish bo'yicha

kuchaytirilayotgan signal chastotasiga bog'liqligiga ataladi. ACHX yordamida (1.4 – rasm), kuchaytirgich ishlaydigan chastotalar diapazonining past va yuqori chastotalarida chastota buzilish koefitsiyentlari  $M_P$  va  $M_{Yu}$  ni aniqlash mumkin:

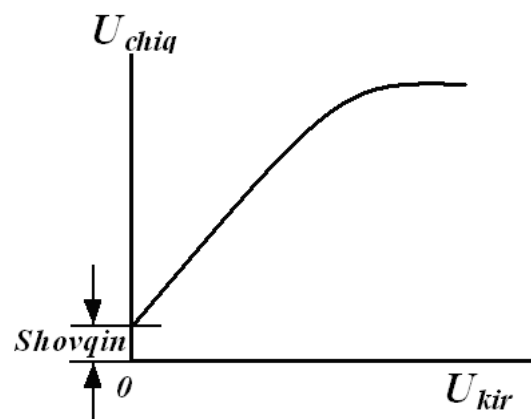
$$K_U(f_P) = K_{U0} / M_P \quad ; \quad K_U(f_{Yu}) = K_{U0} / M_{Yu} \quad ,$$

bu yerda  $K_{U0}$  – nominal kuchaytirish koefitsiyenti, ya'ni  $K_U$  o'zgarmas bo'lgan chastotalar oralig'idagi kuchaytirish koefitsiyenti.

Kuchaytirgichga qo'yiladigan talablarga mos ravishda  $M_P$  va  $M_{Yu}$  qiymatlari 1,4 dan 3÷5 gacha olinadi. Agar  $M_P$  va  $M_{Yu}$  qiymatlari berilmagan bo'lsa,  $M_P=M_{Yu}=\sqrt{2}=1,4$  (agar kuchaytirish koefitsiyenti detsibellarda ifodalansa, kuchaytirish 3 dBga pasayishini anglatadi) bo'ladi.



1.4 – rasm. Kuchaytirgich ACHXsi.



1.5 – rasm. Kuchaytirgich amplituda xarakteristikasi.

**Nochiziqli buzilishlar** kuchaytirgichlarda ishlatilgan tranzistorlar VAXlarining nochiziqiligi hisobiga yuzaga keladi. Shuning uchun kuchaytirgich kirishiga sinusoidal signal berilganda, chiqish signali yangi garmonikalarga ega bo'lib, toza sinusoidani takrorlamaydi.

Nochiziqli buzilishlar garmonik buzilishlar koefitsiyenti bilan baholanadi. Kuchaytirgich chiqishidagi yuqori garmonikalar ( $U_2, U_3 \dots$ ) amplitudalarining o'rta kvadrat qiymatlarini asosiy tebranishlar amplitudasiga ( $U_1$ ) nisbatining foizlarda ifodalangan qiymati garmonik buzilishlar koefitsiyenti deb ataladi va quyidagicha topiladi:

$$K_G = 100 \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} U_i^2}}{U_1} \quad . \quad (1.1)$$

Nochiziqli buzilishlarni baholash uchun kuchaytirgichning amplituda xarakteristikasidan – chiqishdagi kuchlanish (tok) birinchi garmonikasi amplitudasining kirish kuchlanishi (tok) amplitudasiga bog'liqligidan foydalanish mumkin (1.5 – rasm).  $U_{KIR}$  ning katta bo'lmagan qiymatlarida amplituda



xarakteristika amalda chiziqli bo'ladi. Uning og'ish burchagi kuchaytirish koeffitsiyenti bilan aniqlanadi.  $U_{KIR}$  qiymati ortib borgan sari to'g'ri proporsionallik buziladi, ya'ni kuchaytirish koeffitsiyenti kuchaytiriladigan signal qiymatiga bog'liq bo'la boshlaydi.

Kuchaytirgich **nolning dreyfi** deb ataluvchi parametr bilan ham ifodalanadi. Nolning dreyfi yuz berganda kuchaytirgich chiqishidagi kuchlanish yoki tok o'z – o'zidan siljiydi. Nolning siljishi chiqish signalining o'zgarishi kabi bo'lganidan, uni signaldan ajratib bo'lmaydi. Natijada dreyf qiymati, o'zgarmas tok kuchaytirgichlar sezgirligini cheklaydi.

#### 1.4. Kuchaytirgich kaskadlarning kuchaytirish sinflari

Kuchaytiriladigan signal sinusoida yoki impuls ko'rinishida bo'lishi mumkin. Impuls deb kuchlanish yoki tokning biror o'rnatilgan  $U_0$  yoki  $I_0$  qiymatidan qisqa vaqtli chetlashishlariga aytiladi. Chiqish signali shakli kirish signali shakli bilan bir xil (signal buzilmagan) yoki farqlanuvchi (signal buzilgan) bo'lishi mumkin. Signal buzilishlari uning amplitudasiga hamda kuchaytirgich sokinlik nuqtasi (rejimi)ning tanlanishiga bog'liq.

Kuchaytirgichning sokinlik rejimi deb kirish kuchlanishi  $U_{KIR}$  va kuchlanish manbai qiymati  $E_G$  o'zgarmas bo'lgan holatga aytiladi. Ko'rinib turibdiki, sokinlik rejimida tranzistor toklari qiymatlari ham o'zgarmas bo'ladi.

Kirish signalining berilgan shaklida sokinlik rejimi qanday tanlanishiga bog'liq holda signal buzilishlari qiymatidan tashqari kuchaytirgichning foydali ish koeffitsiyenti (FIK) ham o'zgaradi. Gap shundaki, kirish signali bor yoki yo'qligidan qat'iy nazar tranzistorlarda kuchlanish manbai energiyasi sarf bo'ladi va shunga mos quvvat sochiladi. Chiqish signali quvvatini kuchlanish manбайдan olinayotgan quvvatga nisbati FIK ni aniqlaydi:

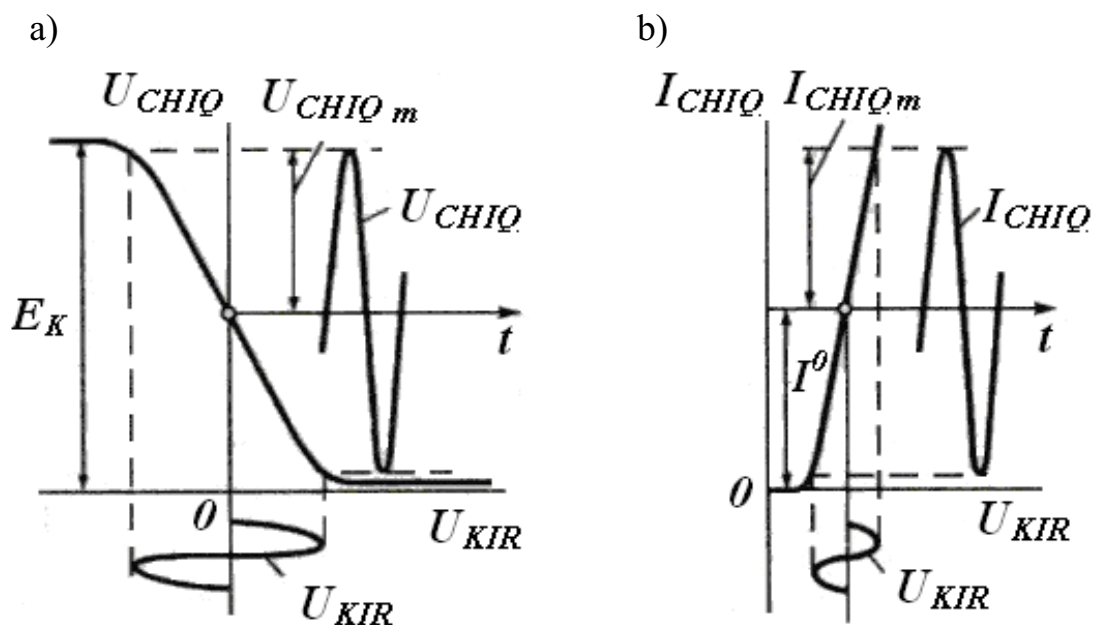
$$\eta = \frac{\frac{1}{2} U_{CHIQ.m} I_{CHIQ.m}}{E_M I_{O'RT}}, \quad (1.2)$$

bu yerda  $I_{CHIQ.m}$ ,  $U_{CHIQ.m}$  – chiqish kattaliklar amplitudasi,  $E_M$  – kuchlanish manbai kuchlanishi,  $I_{O'RT}$  – o'rtacha tok.

Kuchaytirgich kaskadlar nochiziqli buzilishlari FIK ularning statik uzatish xarakteristikalarini asosida baholanishi mumkin. Ishchi nuqtaning joylashgan o'rniga bog'liq holda **kuchaytirish sinflari A, B, AB va boshqa** sinflarga ajratiladi. Ushbu sinflar FIKlarining maksimal qiymatlari va nochiziqli buzilishlar qiymatlari bilan bir – biridan farq qiladi.

**A sinf kuchaytirgichlar.** A sinf kuchaytirgichlarda sokinlik rejimida ishchi nuqta uzatish xarakteristikaning kvazichiziqli sohasi o'rtasida joylashadi (1.6, a va b rasmlar). Ushbu rejimda kirish signalining to'liq davri davomida tranzistor chizish zanjiridan tok oqadi. Nochiziq buzilishlar minimal ( $K_G \leq 1\%$ ), chunki kirish signalining ikkala yarim davri uzatish xarakteristikasining

kvazichiziqli sohasida yotadi. Agar (1.2) formulaga  $U_{CHIQ.m} = 1/2 E_M$ ;  $I_{CHIQ.m} = I_{O'RT}$  qo'yilsa, FIK qiymati  $\eta = 1/4$ , ya'ni 25 % ni tashkil etadi.



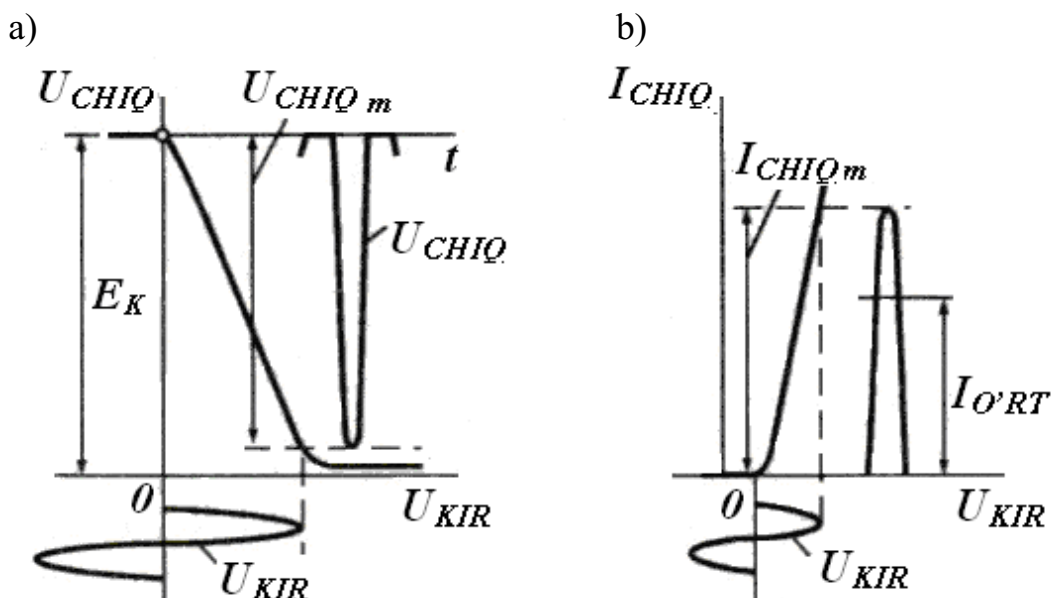
1.6 – rasm. A sinf kuchaytirgichlarning uzatish (a) va o'tish (b) xarakteristikalari.

A rejim kuchaytirgichlarda  $\eta$  qyimati kichik bo'lgani sababli, u kichik quvvatli kirish kaskadlarda ishlatiladi. Bunday kuchaytirgichlar uchun  $\eta$  hal qiluvchi ahamiyatga ega emas, ularda  $K_G$  muhim hisoblanadi.

**B sinf kuchaytirgichlar.** Ushbu rejimda ishchi nuqta tranzistorning berk holatiga mos keluvchi kvazichiziqli soha chegarasida joylashadi. Bunda tranzistor berk rejimda bo'ladi (1.7, a va b rasmlar). Tranzistor chiqish zanjiridan tok faqat kirish signali o'zgarishining yarim davrida oqadi. Shuning uchun chiqish kuchlanishi sinusoidadan keskin farq qiladi, ya'ni ko'p sonli garmonik tashkil etuvchilarga ega bo'ladi.

Hisoblashlar ko'rsatishicha, B sinf kuchaytirgichlarda signal amplitudasiga bog'liq bo'lmagan holda  $K_G$  70 % ga yaqin bo'ladi, kaskadning FIK ni 0,7 gacha olib chiqish mumkin. Shuning uchun o'rta va katta quvvatli kuchaytirgichlarda ishlatish uchun B sinf afzalroq.

Kirish signalining musbat va manfiy yarim davrlarini kuchaytirish uchun ikki taktli sxemalardan foydalaniladi. Ikki taktli sxema har biri B sinfda ishlovchi ikkita kuchaytirgichdan iborat bo'ladi. V sinf kuchaytirgichlarning kuchaytirilgan signallarida signal buzilishlari katta bo'lgani sababli kuchaytirgichlarda B sinf amalda ishlatilmaydi.



1.7 – rasm. B sinf kuchaytirgichlarning uzatish (a) va o'tish (b) xarakteristikalari.

**AB sinf kuchaytirgichlar.** AB kuchaytirish rejimida ishchi nuqta berkitish chegarasida emas, balki EO' to'g'ri (zatvor – istok o'tish teskari) siljirilgan sohada, A sinfidagiga qaraganda ancha kichik toklarda bo'ladi.

FIKi kichik bo'lgani sababli A sinf mikroelektronikada kam ishlatiladi. B va AB sinflarning ikki taktli kuchaytirgichlari keng tarqalgan.

**D sinf kuchaytirgichlari.** Ular impulsli quvvat kuchaytirgichlarda ishlatiladi. D sinf shuningdek kalit rejim deb ham nomlanadi. Ushbu ishchi rejimda tranzistor faqat ochiq yoki berk holatda bo'lishi mumkin. Shuning uchun bunday kuchaytirgich kaskadning FIK birga yaqin bo'ladi.

D sinfdan ishlayotgan kuchaytirgichning chiqish kuchlanishi hamma vaqt to'g'ri burchakli impuls ko'rinishiga ega bo'ladi va kirish signalining kuchaytirilishi, yoki uning davomiyligi, yoki fazasi o'zgarishi hisobiga amalga oshadi.

### 1.5. Kuchaytirgichlarda teskari aloqa

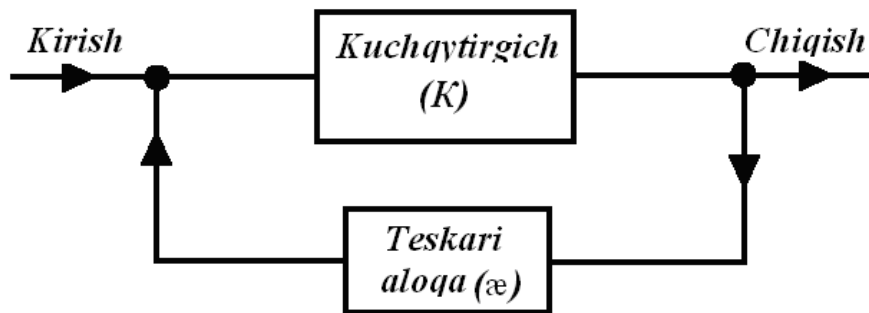
**Teskari aloqa (TA)** deb kuchaytirgich chiqish zanjiridan kirish zanjiriga energiya uzatishga aytiladi. Chiqish signali kuchaytirgichning kirish zanjiriga to'liq yoki qisman uzatilishi mumkin. Bitta kaskadni egallagan TA **mahalliy**, ko'p kaskadli kuchaytirgichni butunlay egallagan TA esa **umumiy** deb ataladi.

Umumiy holda TA signali kirish signaliga qo'shilishi yoki ayirilishi mumkin. Shunga qarab, mos ravishda, musbat va manfiy TAga ajratiladi. Agar kuchaytirgichning kirish signali va TA signali fazalari bir xil bo'lsa, TA **musbat**, agar  $\pi$  burchakka farq qilsa, ya'ni fazalari teskari bo'lsa, TA **manfiy** deb ataladi.

Manfiy TAning kiritilishi, tranzistor ishlash sharoiti o'zgarganda, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsiyenti va boshqa parametrlari barqarorligini oshiradi. Bundan tashqari, manfiy TA kuchaytirgichning o'tkazish polosasini oshirish imkonini beradi, nohiziqli buzilishlar darajasini pasaytiradi.

Manfiy TA kuchaytirgichlarda, musbat TA esa elektr signallar generatorlarida va maxsus elektron qurilmalarda ishlatiladi.

TAlı kuchaytirgichning tuzilish sxemasi 1.8 – rasmda keltirilgan. Bu yerda  $K$  – kuchaytirish koeffitsiyenti, TA zanjiri TA koeffitsiyenti  $\alpha$  bilan ifoda lanadi. Chiqish signalinining qanday qismi kuchaytirgich kirishiga uzatilayotganini  $\alpha$  ko'rsatadi.



1.8 – rasm. TAlı kuchaytirgichning tuzilish sxemasi.

Kuchaytirgichlarda manfiy TAning turli ko'rinishlaridan foydalaniladi. TA zanjiri kuchaytirgich **chiqishiga** qanday ulanganiga mos ravishda kuchlanish bo'yicha va tok bo'yicha TA amalga oshiriladi.

- **kuchlanish bo'yicha** TA amalga oshirilganda TA zanjiri sxema chiqishiga yuklama bilan parallel ulanadi (1.9, a – rasm). Bunda TA kuchlanishi kuchaytirgich  $R_{Yu}$  yuklamasidagi kuchlanishga proporsional bo'ladi;

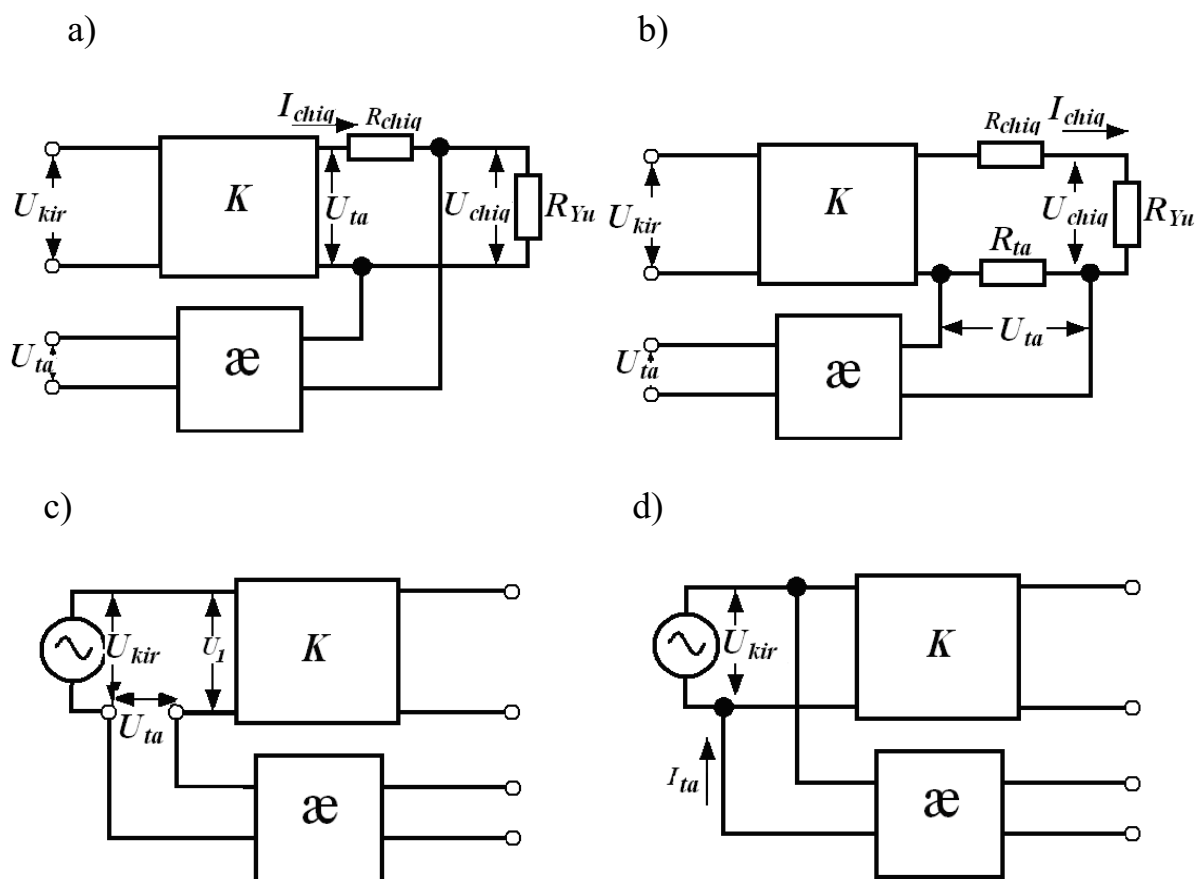
- **tok bo'yicha** TA amalga oshirilganda TA zanjiri sxema chiqishiga  $R_{Yu}$  bilan ketma – ket ulanadi (1.9, b – rasm). Buning uchun chiqish zanjiriga maxsus  $R_{TA}$  rezistor ulanadi, bu rezistordagi kuchlanish pasayishi  $R_{Yu}$  yuklamadagi chiqish tokiga proporsional bo'ladi.

TA zanjirining kuchaytirgich **kirishiga** ulanish usuliga mos ravishda ketma–ket va parallel TAlarga ajratiladi:

- **ketma – ket ulangan** TA amalga oshirilayotganda TA zanjiri kuchaytirgichning kirish tomonidan signal manbaiga ketma – ket ulanadi (1.9, c - rasm);

- **parallel ulangan** TA amalga oshirilayotganda TA zanjiri kuchaytirgichning kirish tomonidan signal manbaiga parallel ulanadi (1.9, d - rasm).

Manfiy TA signallarini kirish zanjiriga uzatish usuliga qarab uning turini quyidagi amaliy maslahatlar yordamida oson aniqlash mumkin. Agar TA signali tranzistor emitteriga (istokiga) uzatilsa, aloqa ketma - ket, agar bazaga (zatvorga) uzatilsa, aloqa parallel amalga oshirilgan bo'ladi.



1.9 – rasm. Chiqishda: kuchlanish bo'yicha (a), tok bo'yicha (b) va kirishda: ketma – ket (c) va parallel (d) manfiy TA turlari.

**Kombinatsiyalashgan (aralash) TA:** bir vaqtda ham tok, ham kuchlanish bo'yicha TA, hamda bir vaqtda ketma – ket va parallel TA bo'lishi mumkin. Turli ko'rinishdagi manfiy TAga ega kuchaytirgichlarning to'liq tuzilish sxemasi keltirilgan to'rta rasmdan ikkitasini ishlatgan holda hosil qilinadi.

Manfiy TA kuchaytirgich parametrlariga qanday ta'sir ko'rsatishini ko'rib chiqamiz.

**Kuchaytirish koeffitsiyenti.** Kuchaytirgichda kuchlanish bo'yicha manfiy TA mavjud bo'lsin (1.9, c – rasm). Keyingi ifodalarda, kirish va chiqish toklari hamda kuchlanishlar o'zlarining o'zgaruvchan tashkil etuvchilari bilan ko'rsatilgan.

$$U_{TA} = \alpha U_{CHIQ}. \quad (1.3)$$

TA kuchlanishi kirish kuchlanishidan ayiriladi, shuning uchun

$$U_I = U_{KIR} - U_{TA} = U_{KIR} - \alpha U_{CHIQ} \quad (1.4)$$

yoki 
$$U_{KIR} = U_I + \alpha U_{CHIQ}. \quad (1.5)$$

Agar TA mavjud bo'lmasa,  $U_{KIR} = U_1$  va kuchaytirgichning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_U = U_{CHIQ} / U_{KIR}. \quad (1.6)$$

Manfiy TA mavjud bo'lganda (1.5) ni e'tiborga olgan holda quyidagiga teng bo'ladi:

$$K_{UTA} = U_{CHIQ} / U_{KIR} = U_{CHIQ} / (U_1 + \alpha U_{CHIQ}) .$$

(1.6) ni e'tiborga olgan holda manfiy TA mavjud bo'lganda kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_{UTA} = K_U / (1 + \alpha K_U). \quad (1.7)$$

(1.7) dan kuchlanish bo'yicha manfiy TAda kuchaytirish koeffitsiyenti kamayishi ko'rinib turibdi, lekin bir vaqtning o'zida uning qiymati barqarorlashadi.  $\alpha K_U = 100$  bo'lganda  $K_U$  ning qiymati qandaydir sabablarga ko'ra 50 % ga oshsin, lekin bunda  $K_{UTA}$  bor – yo'g'i 0,2 % ga oshadi.

$1 + \alpha K_U = F$  yig'indi **manfiy TAning chuqurligi** deb ataladi. Agar manfiy TAda  $\alpha \gg 1$  bo'lsa, bunday TA **chuqur manfiy TA** deb ataladi. Chuqur MTAda kuchaytirish koeffitsiyenti quyidagicha bo'ladi:

$$K_{UTA} \approx 1 / \alpha . \quad (1.8)$$

(1.8) dan juda muhim xulosa chiqadi.  $F > 10$  bo'lganda  $K_{UTA}$  **faqat TA uzatish koeffitsiyenti  $\alpha$  bilan aniqlanadi** va TAsiz holdagi kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_U$  ga bog'liq bo'lmaydi. Bu,  $K_{UTA}$  ga temperatura, parametrlar tarqoqligi, radiatsion nurlanish, eskirish kabi omillar ta'sir etmasligini anglatadi. Shuning uchun manfiy TA kiritilganda kuchaytirish koeffitsiyenti kamaysa ham, turli kuchlanish kuchaytirgichlarda keng qo'llaniladi.

Tok kuchaytirgichlarda asosan tok bo'yicha parallel manfiy TA qo'llaniladi (1.9, d – rasm). Bunda TA kuchlanishi  $U_{TA}$ , qo'shimcha rezistor  $R_{TA}$  orqali oquvchi, TA toki  $I_{TA}$  ni hosil qiladi. Kuchaytirgichning kirish zanjirida  $I_{TA}$  va kirish signali toki qo'shiladi.  $U_{TA} = I_{CHIQ} \cdot R_{TA}$ , tok bo'yicha teskari aloqa koeffitsiyenti esa  $\alpha_I = I_{TA} / I_{CHIQ} \approx R_{TA} / R_{Yu}$ . Tok bo'yicha manfiy TA chuqurligi  $F_I = 1 + \alpha K_I$  ga teng.

Tok bo'yicha parallel manfiy TA asosan tok kuchaytirgichlarda qo'llanilgani sababli, tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_{ITA}$  ga uning ta'sirini ko'rib chiqamiz. (1.7) ga o'xshab

$$K_{ITA} = K_I / (1 + \alpha K_I) = K_I / F_I, \quad (1.9)$$

topamiz, bu yerda  $K_I$  – manfiy TAgaga ega bo'lgan kuchaytirgichning tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti.

Kuchlanish bo'yicha manfiy TAda  $K_{UTA}$  barqarorlashsa, parallel manfiy TA da  $K_{ITA}$  barqarorlashadi. Bundan tashqari, temperatura, parametrlar tarqoqligi va boshqa tashqi omillarning  $K_{ITA}$  ga ta'siri kamayadi. Chuqur parallel manfiy TAda (1.8) ifoda  $K_{ITA}=1/\alpha_I=R_{Yu}/R_{TA}$  ko'rinishga keladi, ya'ni tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti faqat ikkita rezistor qiymatlari nisbati bilan aniqlanadi.

Manfiy TAli kuchaytirgichning **kirish qarshiligi**  $R_{KIR.TA}$  TA signalini kirish zanjiriga uzatish usuli bilan aniqlanadi va TA signalining olinish usuliga bog'liq bo'lmaydi.

Kuchaytirgichga kuchlanish bo'yicha ketma – ket MTA kiritilganda uning kirishiga kirish signali bilan TA signali ayirmasiga teng  $(U_{KIR} - U_{TA})$  signal ta'sir etadi. Bu kirish tokining amalda kamayishiga (ya'ni kuchaytirgich kirish qarshiligining ortishiga ekvivalent) olib keladi. Bunda  $R_{KIR.TA}$  ni  $R_{KIR.TA} = (U_{KIR} + U_{TA}) / I_{KIR}$  ko'rinishida yozish mumkin.  $U_{TA} = \alpha K_U U_{KIR}$  bo'lgani uchun, o'zgartirishlardan keyin

$$R_{KIR.TA} = (U_{KIR} / I_{KIR}) (1 + \alpha K_U) = R_{KIR} F \quad (1.10)$$

ni topish mumkin. Ushbu ifodadan kuchlanish bo'yicha manfiy TA kuchaytirgichning kirish qarshiligini  $F$  marta oshirishi ko'rinishida turibdi. Kuchlanish bo'yicha chuqur manfiy TA katta ichki qarshilikka ega kirish signali manbalaridan (datchiklaridan) ishlaydigan kuchaytirgichlarning kirish kaskadlarida ishlatiladi.

Kuchaytirgichga parallel manfiy TA kiritilganda uning kirish zanjirida kirish signali manbai va TA toklari qo'shiladi. Natijada, kirish kuchlanishi manбайдan olinayotgan tok ortadi (kirish qarshiligining kamayishiga ekvivalent). Parallel manfiy TA uchun quyidagini yozish mumkin:

$$R_{KIR.TA} = R_{KIR} / F_I \quad (1.11)$$

Shunday qilib, ketma – ket manfiy TAgaga nisbatan parallel manfiy TA  $R_{KIR.TA}$  ni kamaytiradi,  $R_{KIR.TA}$  tok bo'yicha manfiy TA chuqurligiga teskari proporsional.

Manfiy TAli kuchaytirgich **chiqish qarshiligi** TA signali qaysi usulda olinishigagina bog'liq va ushbu signal qanday qilib uning kirish zanjiriga kiritilganiga bog'liq emas.

Avval kuchlanish bo'yicha manfiy TA zanjiri kiritilgan holni ko'rib chiqamiz. 1.9, a – rasmga muvofiq

$$R_{CHIQ.TA} = U_{CHIQ} / I_{CHIQ};$$

$$U_{CHIQ} = U_{TA} - I_{CHIQ} R_{CHIQ};$$

$$U_{TA} = K_U U_{KIR} = K_U (-\alpha U_{CHIQ}) \text{ yoki } U_{CHIQ} = -I_{CHIQ} R_{CHIQ} / (1 + \alpha K_U) .$$

Manfiylik belgisi yuklama toki  $I_{CHIQ}$  ning musbat orttirmalari kuchaytirgich kuchlanishining teskari tomonga o'zgarishiga olib keladi. Bundan, minus ishorani tashlab yuborgan holda

$$R_{CHIQ.TA} = R_{CHIQ} / (1 + \alpha K_U) = R_{CHIQ} / F \quad (1.12)$$

ni hosil qilamiz. Bundan, kuchlanish bo'yicha ketma – ket manfiy TA chiqish qarshiligini  $F$  marta kamaytirishini aniqlash mumkin. Shunday qilib, MTA qanchalik chuqur bo'lsa,  $R_{CHIQ.TA}$  shunchalik kichik bo'ladi. Bu chiqish kuchlanishining  $R_{Yu}$  ga bog'liqligini sezilarli darajada kamaytirish imkonini bergani sababli, kuchlanish kuchaytirgichlarda muhim rol o'ynaydi.

Endi chiqish toki bo'yicha MTA kiritilgan holni ko'rib chiqamiz. 1.9, b – rasimga muvofiq, chiqish toki o'zgarishi bilan, kuchaytirgichning kirish kuchlanishi

$$U_{KIR} = - U_{TA} = I_{CHIQ} R_{TA} \cdot \alpha .$$

ifoda bilan aniqlanadi. Yuqoridagi o'zgartishlar kabi o'zgartirishlarni bajarib

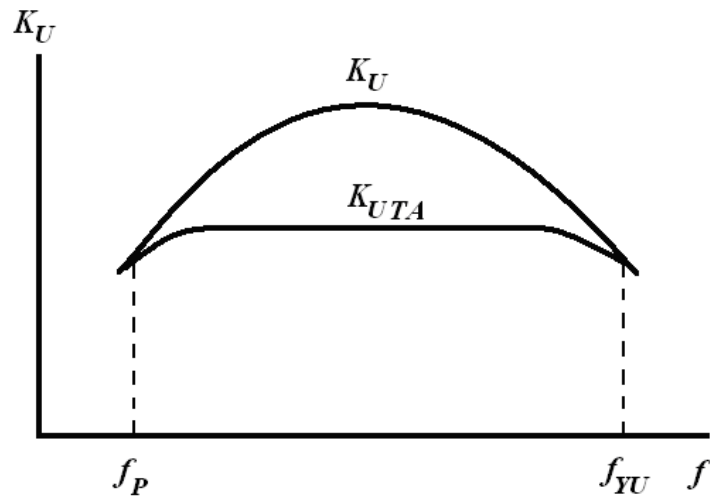
$$R_{CHIQ.TA} = R_{TA} K_U \alpha + R_{CHIQ}. \quad (1.13)$$

ni topamiz. Shunday qilib, chiqish toki bo'yicha manfiy TA zanjiri kiritilishi kuchaytirgich chiqish qarshiligini **oshiradi**.

Manfiy TA kuchaytirgich ACHXsini kengaytirish uchun keng ishlatiladi. Manfiy TAgaga ega bo'lmagan kuchaytirgichning ACHXsi  $K_U$  va  $K_{U.TA}$  uchun 1.10 – rasmda ko'rsatilgan.  $K_{U.TA}$  hisobi (1.11) yordamida amalga oshirilgan.  $\alpha = \text{const}$  bo'lgani uchun  $K_{U.TA}$  qiymati  $K_U$  bilan aniqlanadi. Signal chastotasi og'ishganda, ya'ni  $f_{Yu} < f < f_P$  bo'lganda,  $K_U$  kamayadi.  $K_U$  ning kamayishi kuchaytirgich chiqish kuchlanishining kamayishiga olib keladi. Lekin, bunda TA kuchlanishi  $U_{TA} = K_U U_{CHIQ}$  qiymati ham kamayadi. Bu kuchaytirgich kirish kuchlanishining o'zgarish qiymatlarida chiqish kuchlanishining real qiymatlarini oshiradi. Natijada, chastotaning biror qiymatigacha  $K_{U.TA}$  qiymati sekin o'zgaradi va keng o'tkazish polosali ACHX yuzaga keladi.

Manfiy TA yordamida kuchaytirgichdagi **nochiziqli buzilishlar** va **xalaqitlar kamaytiriladi**. Gap shundaki, hosil bo'lish tabiatidan qat'iy nazar, kuchaytirgich chiqishidagi har qanday signal  $F$  marta kamayadi. Natijada, tranzistor ishlashi aktiv element VAXning kichik sohasida amalga oshadi va garmonikalar koeffitsiyentining kamayishiga olib keladi. Fizik tomondan bu, manfiy TA kuchaytirgich VAXning nochiziqligi kichik sohaslarida ishlashini ta'minlashini anglatadi. Manfiy TAli kuchaytirgich uchun nochiziqli buzilishlar koeffitsiyenti  $K_{G.TA}$  uchun  $K_{G.TA} \approx K_G / F$  yozish mumkin.



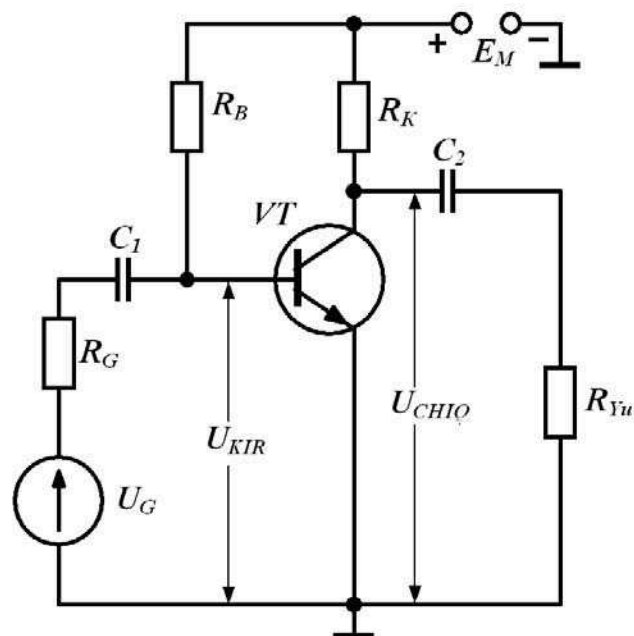


1.10 – rasm. MTA siz ( $K_U$ ) va MTAli ( $K_{U,TA}$ ) kuchaytirgich ACHXlari.

### 1.6. Bipolyar tranzistorlar asosidagi kuchaytirgich kaskadlar

Kuchaytirgich kaskadlarining ishlatiladigan sxema turlari har xil bo'lishi mumkin. Bunda tranzistor UE, UK yoki UB sxemada ulangan bo'lishi mumkin. UE sxemada ulangan kaskadlar keng tarqalgan. UK sxemada ulangan kaskadlar ko'p kaskadli kuchaytirgichlarda asosan chiqish kaskadi sifatida ishlatiladi. UB ulangan kaskadlar ultraqisqa to'lqinli (UQT) va o'ta yuqori chastota (O'YUCH) to'lqin diapazonida ishlovchi generator va kuchaytirgichlarda keng qo'llaniladi.

**UE sxemada ulangan bipolyar tranzistor asosidagi kuchaytirgich kaskadining** prinsipial sxemasi 8.11 – rasmda keltirilgan. UE sxemada ulangan BT asosidagi sodda kuchaytirgichni hisoblaymiz.



1.11 – rasm. UE sxemada ulangan BT asosidagi kuchaytirgich sxemasi.

Kirish signali manbai  $R_G$  ichki qarshilikka ega kuchlanish generatori  $U_G$  sifatida ko'rsatilgan. Signal manbai va yuklama  $R_{Yu}$  kuchaytirgichni kaskadga ajratuvchi  $C1$  va  $C2$  kondensatorlar orqali ulangan. Kondensatorlar, kuchaytirgichning sokinlik rejimini buzmaganda, kirish va chiqish signallarining faqat o'zgaruvchan tashkil etuvchilari o'tishini ta'minlaydi.  $R_B$  rezistor yordamida, kuchaytirishning berilgan sinfi uchun, bazaning  $I_{B0}$  sokinlik toki qiymati belgilanadi.

Ushbu kaskad uchun aytib o'tilganlarning barchasi  $p-n-p$  tranzistor asosidagi kaskadlar uchun ham o'rinli bo'ladi. Bunda kuchlanish manbaining qutbini va toklar yo'nalishini o'zgartirish yetarli bo'ladi.

Kuchaytirgich kaskadning kirish kuchlanishi  $\Delta U_{KIR}$  miqdorga o'zgardi deb faraz qilaylik. Bu baza tokining ortishiga olib keladi. Tranzistorning emitter va kollektor toklari hamda kaskadning chiqish kuchlanishi  $\Delta U_{CHIQ}$  orttirma oladi. Shunday qilib, kirish kuchlanishi (toki)ning har qanday o'zgarishi chiqish kuchlanishi (toki)ning proporsional o'zgarishiga olib keladi. Qiymat jihatdan ushbu o'zgarishlar kaskadning kuchaytirish koeffitsiyenti bilan aniqlanadi.

Kichik signal rejimida kuchaytirgich kaskad kirish va chiqish qarshiliklarini, kuchaytirish koeffitsiyentini hisoblash uchun ekvivalent sxemalardan foydalanish qulay. Bunda tranzistorlar ekvivalent modellari orqali ifodalanadi. Elektr modellar qulayligi shundaki, tranzistorlar kuchaytirish xususiyatlari tahlili, ayniqsa kichik signal rejimida, elektr zanjirlar nazariyasi qonuniyatlari asosida o'tkazilishi mumkin. Tranzistorlar uchun bir qancha ekvivalent modellar va parametrlar tizimi taklif etilgan. Ularning har biri o'zining afzallik va kamchiliklariga ega.

Barcha parametrlarni xususiy (yoki birlamchi) va ikkilamchilarga ajratish mumkin. Xususiy parametrlar tranzistorning ulanish usulidan qat'iy nazar fizik xususiyatlarini xarakterlaydi. Ikkilamchi parametrlar tranzistorning fizik tuzilmasi bilan bevosita bog'lanmagan va turli ulanish sxemalar uchun turlicha bo'ladi.

Birlamchi asosiy parametrlar bo'lib tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti  $\alpha$ , emitterning  $r_E$ , kollektorning  $r_K$  va bazaning  $r_B$  o'zgaruvchan tokka qarshiliklari, ya'ni ularning differensial qiymatlari xizmat qiladi.  $r_E$  qarshilik EO' qarshiligi va emitter soha qarshiligidan,  $r_K$  qarshilik esa, KO' qarshiligi va kollektor soha qarshiligi yig'indisidan iborat bo'ladi. Emitter va kollektor sohalar qarshiligi o'tishlar qarshiligiga nisbatan juda kichik qiymatga ega bo'lgani sababli ular e'tiborga olinmaydi.

Ikkilamchi parametrlarning ( $h$  va  $y$ - parametrlar) barcha tizimi tranzistorni to'rt qutbli sifatida ifodalashga asoslanadi.

UE ulangan kuchaytirgich kaskadning eng muhim parametrlarining qiymatlari 8.2 – jadvalda keltirilgan.

1.2 – jadval

$K_I$	$K_U$	$K_P$	$R_{KIR}$	$R_{CHIQ}$
10÷100	10÷100	$10^2 \div 10^4$	0,1÷10 kOm	1÷10 kOm

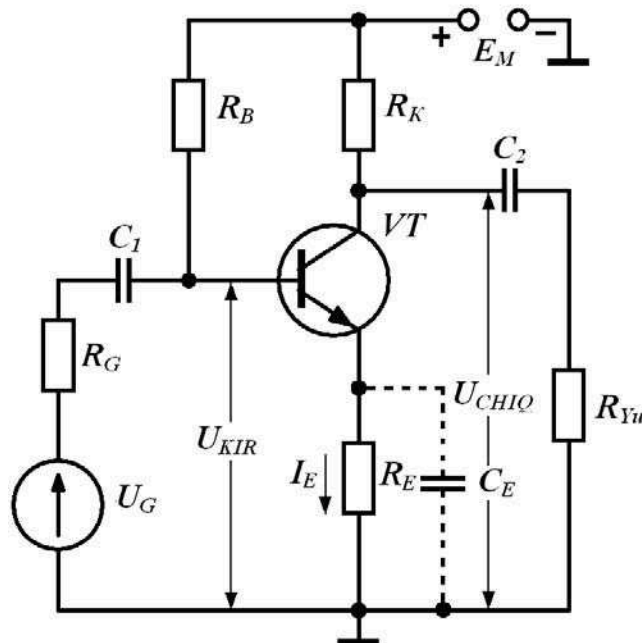
Kaskadning kuchaytirish koeffitsiyenti va boshqa parametrlari faqat temperatura o'zgarishlariga emas, balki boshqa uyg'otuvchi ta'sirlarga ham bog'liq. Bundaylarga kuchlanish manbai, yuklama qarshiligining o'zgarishi va shunga o'xshashlar kiradi. Bu o'zgarishlarni kuchaytirgich nolining o'zgarishi tushunchasi bilan ifodalash qabul qilingan.

Tashqi ta'sirlar sokinlik tokini o'zgartirib kuchaytirgichni berilgan ish rejimidan chiqaradi. Bu ayniqsa A sinf rejimi uchun xavfli, chunki tranzistor xarakteristikalarini nochiziqli sohasiga chiqarishi mumkin, bu esa nochiziqli buzilishlar koeffitsiyentini oshishiga olib keladi. Shu sababli kuchaytirichlarni loyihalashda sokinlik rejimini barqarorlash eng muhim masalalardan biri hisoblanadi.

Kaskad sokinlik rejimini barqarorlashning uchta asosiy usuli mavjud. **Termokompensatsiya** va **parametrik barqarorlash** usullari barqarorlikni buzuvchi omillardan faqat birini kompensatsiyalaydi. Bir kaskadli yoki ko'p kaskadli kuchaytirgich parametrlarini barqarorlashning universal usuli **teskari aloqa zanjirlarini kiritishdan** iborat.

Kuchaytirgich xarakteristika va parametrlarini yaxshilash uchun ataylab teskari aloqa kiritiladi.

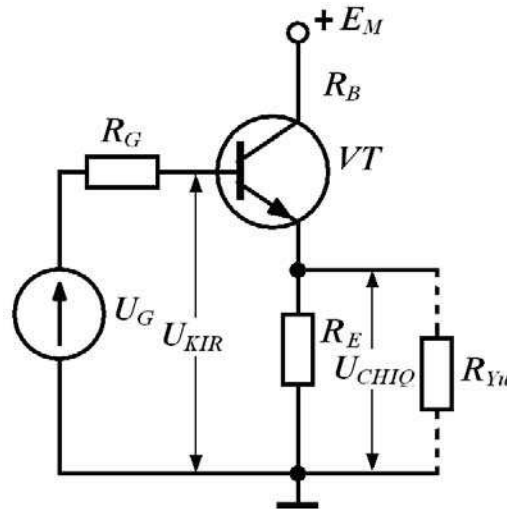
**Yuklama toki bo'yicha manfiy TAga ega kuchaytirgich kaskad** sxemasi 1.12 – rasmda keltirilgan bo'lib, u mahalliy manfiy TAga ega. Temperatura o'zgariganda tranzistorning sokinlik rejimini ta'minlovchi manfiy TA kuchaytirgichning emitter zanjiriga  $R_E$  rezistor kiritilishi bilan tashkil etilgan. Emitter toki rezistor orqali oqib,  $U_E = I_E R_E$  kuchlanish pasayishini hosil qiladi. Bu kuchlanish kirish  $U_{KIR}$  kuchlanishiga teskari ta'sir etadi. Shu sababli, EO'ga ta'sir etayotgan kuchlanish kamayib  $U_{BE} = U_{KIR} - I_E R_E$  ga teng bo'lib qoladi. Natijada, ushbu kaskad yuklama toki bo'yicha ketma – ket manfiy TA bilan ta'minlanganiga ishonch hosil qilamiz.



1.12 – rasm. Mahalliy manfiy TAli kuchaytirgich kaskad sxemasi.

Diskret komponentlar asosida tayyorlangan kuchaytirgichlarda  $K_U$  ning kamayishini oldini olish uchun  $C_E$  kondensator kiritiladi. Bu kondensator o'zgaruvchan tok bo'yicha (ya'ni signal bo'yicha)  $R_E$  ni shuntlab manfiy TAni yo'qotadi. Bunda kaskad parametrlari ilgari ko'rilgan ekvivalent sxemalar va formulalar asosida topiladi.

**Umumiy kollektor ulangan kuchaytirgich kaskad (Emitter qaytargich).** Emitter qaytargichning prinsipial sxemasi 1.13 – rasmda, keltirilgan. Emitter qaytargichda chiqish signali TA signaliga teng bo'lgani uchun u chuqur (100 %li) ketma – ket manfiy TAli kaskad hisoblanadi.



1.13 – rasm. Emitter qaytargichning prinsipial sxemasi.

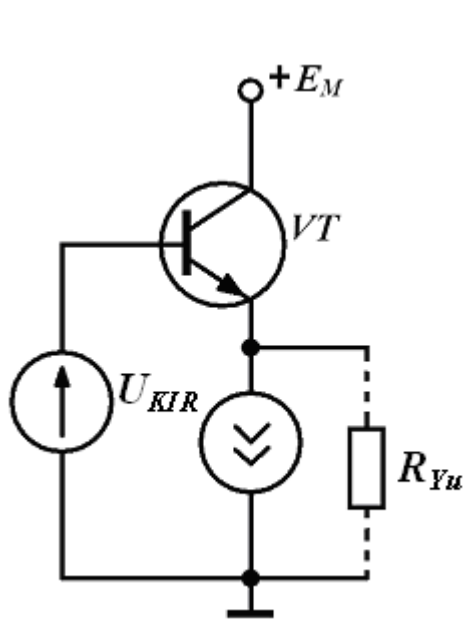
Kuchaytirgich kaskadda tranzistorning kollektori o'zgaruvchan tok bo'yicha qarshiligi juda kichik kuchlanish manbai  $E_M$  orqali yerga ulangan. Bunda kirish kuchlanishi baza bilan kollektorga ulangan, chiqish kuchlanishi esa tranzistorning emitteridan olinadi. Shunday qilib, kollektor elektrodi kirish va chiqish zanjirlari uchun umumiy nuqta bo'lib qoladi, sxemani esa UK ulangan sxema deb hisoblash mumkin.

UK ulangan kaskadda chiqish kuchlanishi fazasi kirish kuchlanishniki kabi bo'ladi. Kirish kuchlanishi musbat orttirma olganda, baza toki ortib emitter tokining ortishiga olib keladi. Bu o'z navbatida  $R_E$  qarshilikdan olingani uchun uning qiymati ham ortadi. Kirish kuchlanishiga manfiy orttirma berilganda chiqish kuchlanishi ham manfiy orttirma oladi.

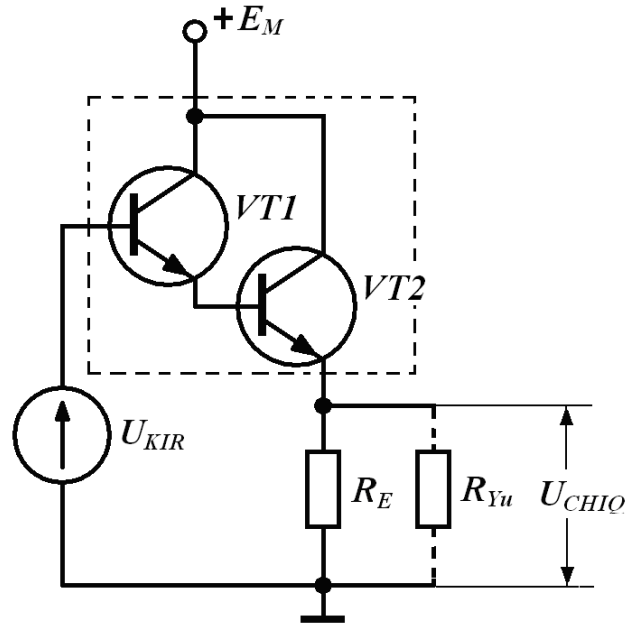
Shunday qilib, chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishini ham amplituda, ham faza bo'yicha qaytaradi. Shu sababli UK ulangan kuchaytirgich kaskad **emitter qaytargich** deb ataladi. Bu kaskadning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsiyenti  $K_U$  qiymat jihatidan birga yaqin bo'lishiga qaramasdan, qaytargich kuchaytirgichlar oilasiga kiritiladi.

Emitter qaytargich kaskad yuqori qarshilikli signal manbalarini kichik Omli yuklama bilan moslashtirish uchun eng qulay hisoblanadi ( $R_{KIR}$  – yuqori qiymatga ega,  $R_{CHIQ}$  – kichik,  $K_I$  – yuqori qiymatlarga ega).

Ko'p hollarda  $R_{KIR}$  kirish qarshiligini kattalashtirish masalasi turadi. Diskret sxemotexnikada bu masala  $R_E$  rezistorning qiymatini oshirish yoki  $\beta$  ning qiymati katta bo'lgan tranzistordan foydalanish bilan hal etiladi. Lekin bu usullarning birinchisi, sokinlik rejimida ilgari tok qiymatini saqlab qolish uchun, kuchlanish manbai  $E_M$  ning kuchlanishini orttirish zarurligi bilan cheklangan. Integral sxemotexnikada  $R_E$  rezistor o'rniga emitter zanjirdagi  $I_0$  barqaror tok generatoridan (1.14 – rasm) yoki Darlington sxemasi asosida tuzilgan (1.15 – rasm) tarkibiy tranzistorlardan foydalaniladi.



1.14 – rasm. BTG'li emitter qaytargich sxemasi.

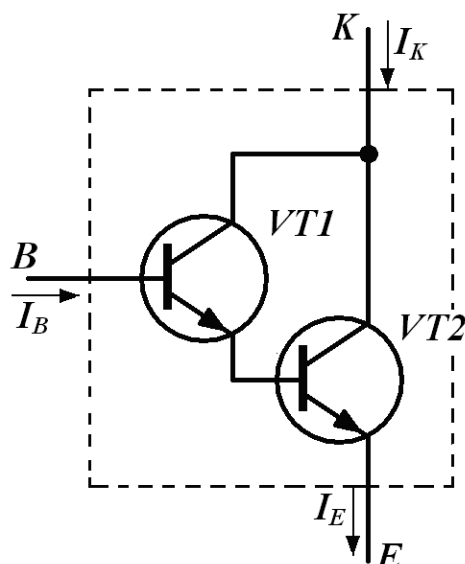


1.15 – rasm. Tarkibiy tranzistorlarda bajarilgan emitter qaytargich sxemasi.

**Tarkibiy tranzistorlar.** Kaskadlarning kuchaytirish koeffitsiyentlari va kirish qarshiliklari uchun ifodalarni tahlil qilib, ularning maksimal qiymatlari UE ulangan sxemada tranzistorning differensial tok uzatish koeffitsiyenti  $h_{21E}=\beta$  bilan aniqlanadi deb xulosa qilish mumkin.  $h_{21E}$  ning real qiymatlari tranzistor tuzilmasi va tayyorlanish texnologiyasi bilan aniqlanadi va odatda bir necha yuzdan oshmaydi. Bundan asosan operatsion kuchaytirgichlarning kirish kaskadlarida qo'llaniladigan, maxsus superbeta tranzistorlar mustasno.

Bir nechta (odatda ikkita) tranzistorni o'zaro ulab  $h_{21E}$  qiymatini oshirish muammosini hal qilish mumkin. Ulanishlar shunday amalga oshirilishi kerakki, tranzistorlarni yagona tranzistor deb qarash mumkin bo'lsin. Bir turli tranzistorga nisbatan sxemalar birinchi marta Darlington tomonidan taklif etilgan edi, shuning uchun **Darlington juftligi** yoki **tarkibiy tranzistori** deb ataladi.

Ikkita  $n-p-n$  tranzistor asosidagi Darlington tranzistori 1.16 – rasmda keltirilgan bo'lib, bu yerda B, E, K – ekvivalent tranzistor elektrodleri.



1.16 – rasm. Darlington juftligi.

Tarkibiy tranzistorda natijaviy tok uzatish koeffitsiyenti alohida tranzistorlar tok uzatish koeffitsiyentlarining ko'paytmasiga teng. Agar  $\beta_1$  va  $\beta_2$  lar bir xil qiymatga ega bo'lsa, masalan 100 ga, hisoblab topilgan koeffitsiyent  $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 = 10^4$  bo'ladi. Lekin, bir xil VT1 va VT2 larda  $\beta_1$  va  $\beta_2$  koeffitsiyentlar  $I_{K1}$  va  $I_{K2}$  kollektor toklari bir xil bo'lgandagina bir – biriga teng bo'ladi.  $I_{E1} \gg I_{B1} = I_{E2}$  bo'lgani uchun  $I_{K2} \gg I_{K1}$ . Shuning uchun  $\beta_1 \ll \beta_2$  va  $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$  amalda bir necha mingdan oshmaydi.

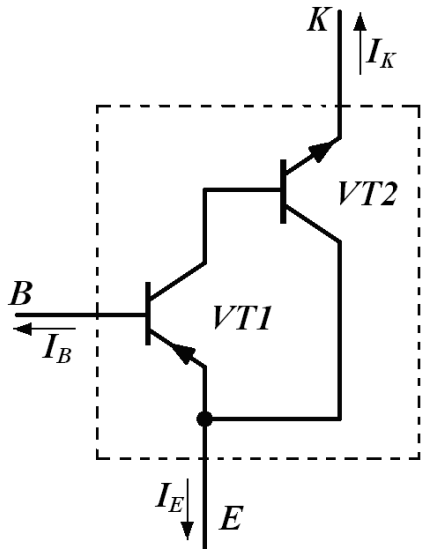
Tarkibiy tranzistorlar turli o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan tranzistorlar asosida ham hosil qilinishi mumkin. Bunday tuzilmalar **qo'shimcha simmetriyaga ega bo'lgan tarkibiy tranzistorlar** deb ataladi. Komplementar BTLar asosidagi **Shiklai tarkibiy tranzistori** deb ataluvchi sxemaning tuzilishi 1.17, a – rasmda keltirilgan.

Bunda kirish tranzistori sifatida  $p-n-p$  o'tkazuvchanlikka ega tranzistor, chiqish tranzistori sifatida esa  $n-p-n$  o'tkazuvchanlikka ega tranzistor ishlatiladi. Natijaviy toklar yo'nalishlari, rasmdan ko'rinishicha,  $p-n-p$  tranzistorning toklari yo'nalishiga mos keladi. Tok uzatish koeffitsiyenti  $\beta = \beta_1 + \beta_1 \cdot \beta_2$  ga teng bo'ladi va amalda Darlington tranzistorining  $\beta$  siga teng bo'ladi.

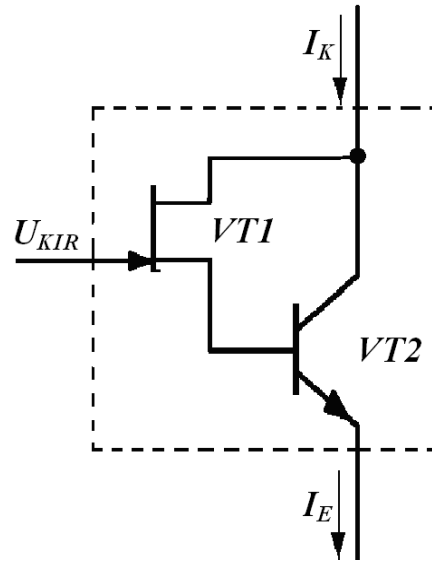
Prinsipda tarkibiy tranzistor maydoniy va bipolyar tranzistorlar asosida hosil qilinishi mumkin. 1.17, b – rasmda  $n$  – kanali  $p-n$  o'tish bilan boshqariluvchi MT va  $n-p-n$  tuzilmali BT asosida hosil qilingan tarkibiy tranzistor sxemasi keltirilgan. Ushbu sxema maydoniy va bipolyar tranzistorlarning xususiyatlarini o'zida mujassamlashtirgan – bu juda katta kirish qarshiligiga va tok bo'yicha, demak quvvat bo'yicha ham, juda katta kuchaytirish koeffitsiyentiga egaligidan iborat.

Injektsion – voltaik tranzistor asosidagi tarkibiy tranzistor sxemasi 1.18, a va b – rasmlarda keltirilgan. Ular temperatura va kuchlanish manbai qiymatlari o'zgarishiga nisbatan yuqori barqarorlikka ega.

a)

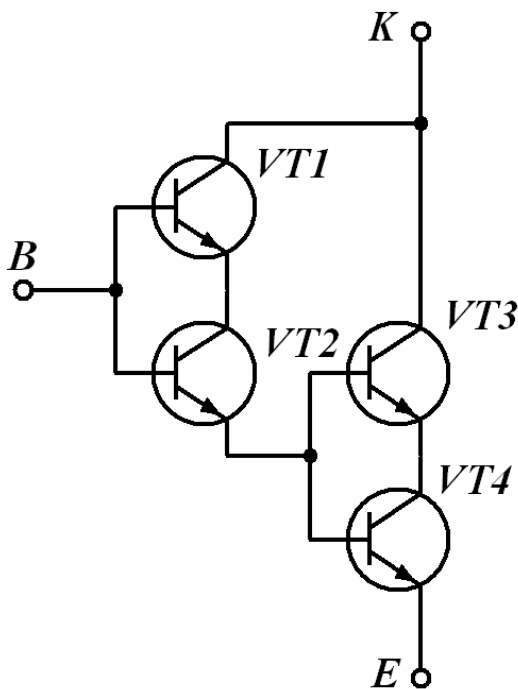


b)

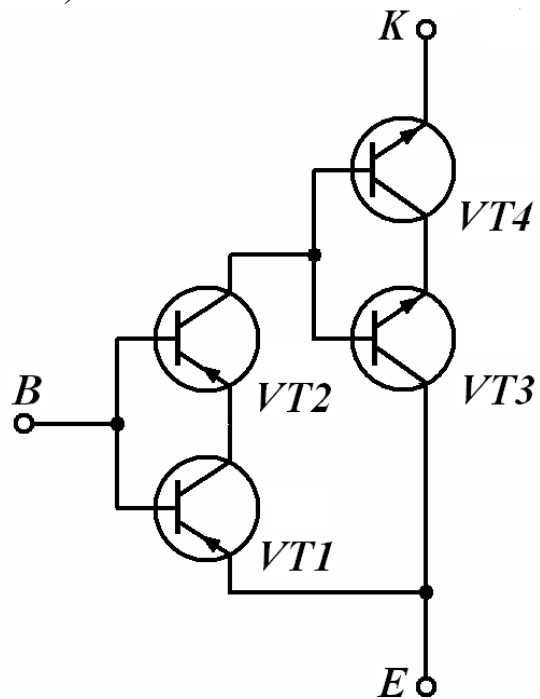


1.17 – rasm. Komplementar BJTlar (a), BT va MTlar asosidagi (b) tarkibiy tranzistor sxemalari.

a)



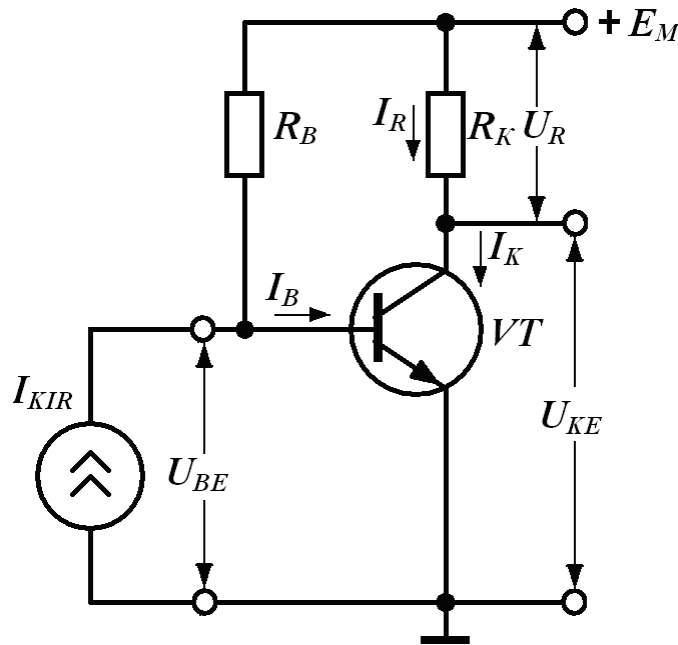
b)



1.18 – rasm. Injeksion – voltaik tranzistor asosidagi tarkibiy tranzistor Darlington (a) va Shiklai (b) juftligi sxemalari.

**BT asosidagi kuchaytirgich kaskadni katta signal rejimida grafoanalitik usulda hisoblash.** Katta signal rejimida tok va kuchlanishlarning o'zgaruvchan tashkil etuvchilari qiymatlari signallarning o'zgarmas tashkil etuvchilari qiymatlariga yaqin bo'ladi. Shuning uchun kuchaytirgich xususiyatlariga tranzistor parametrlarining ish rejimlariga bog'liqligi va asosiy xarakteristikalarining nochiqligi ta'sir eta boshlaydi. Shu sababli kuchaytirgich hisobi, tranzistorning kichik signal modellaridan foydalanmagan holda, tranzistorning aniq elektrod xarakteristikalari bo'yicha bevosita analitik yoki grafoanalitik usulda amalga oshiriladi. Ushbu usullar tranzistorning nochiqli xususiyatlarini e'tiborga olgani munosabati bilan aniqligi yuqoridir. Grafoanalitik usul uzatish xarakteristikalarini chizishga asoslanadi.

UE sxemada ulangan kuchaytirgich kaskad sxemasi 1.19 – rasmda keltirilgan bo'lib, uning grafoanalitik hisobini ko'rib chiqamiz.



1.19 – rasm. UE sxemada ulangan kuchaytirgich sxemasi.

Sxemada  $R_B$  rezistor sokinlik rejimida (ishchi nuqta) baza toki qiymatini, ya'ni kuchaytirgichning kuchaytirish sinfini belgilaydi.  $R_K$  rezistor (bundan buyon uni yuklama deb ataymiz) tranzistorning kollektor – emitter oralig'i va kuchlanish manbai  $E_M$  bilan ketma - ket ulangan bo'lib, yuklamadagi  $U_R$  va  $U_{KE}$  kuchlanishlar o'zaro quyidagi munosabat orqali bog'langan:

$$U_{KE} + U_R = E_M \quad (1.14)$$

Rezistor orqali oqayotgan tok  $I_R = I_K$  ligi ko'rinib turibdi, natijada, kollektor toki quyidagi tenglamalar sistemasini qanoatlantirishi kerak:

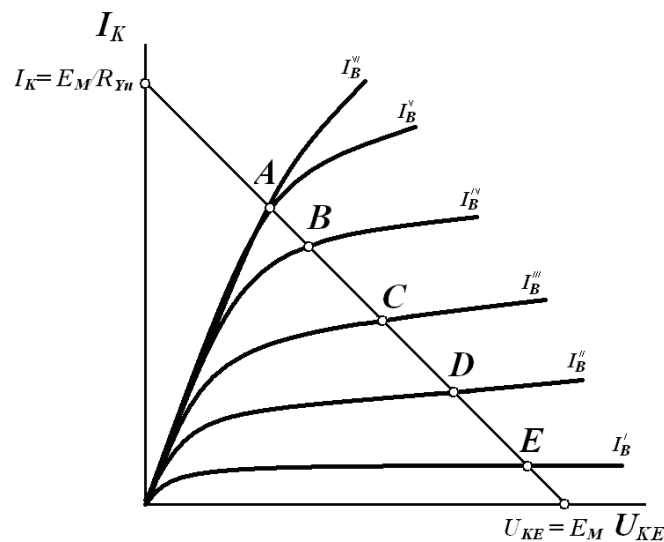


$$\begin{cases} I_K = f_1(U_{KE}) & (1.15) \\ I_K = f_2(U_R) & (1.16) \end{cases}$$

Bu yerda  $f_1(U_{KE})$  – berilgan baza toki  $I_B$  da tranzistor chiqish xarakteristikasini aniqlovchi funktsiya,  $f_2(U_R)$  esa – yuklama chizig'i.

Kaskadning kuchaytirish koeffitsiyenti va boshqa parametrlarini hisoblash uchun kirish toki (kuchlanishi)ning berilgan qiymatlarida kollektor toki (kuchaytirgich chiqish toki) va kollektor kuchlanishi (chiqish kuchlanishi  $U_{KE}$ ) qiymatlarini topish uchun, (1.15) va (1.16)ni grafik usulda yechamiz.

Foydalanilayotgan tranzistorning chiqish xarakteristikalar oilasi (1.15) tenglamaga mos keladi (1.20 – rasm).

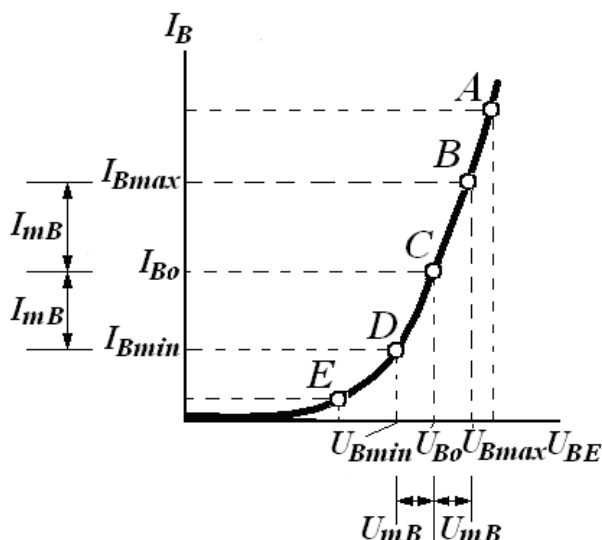


1.20 – rasm. BT chiqish VAXi va yuklama chizig'i.

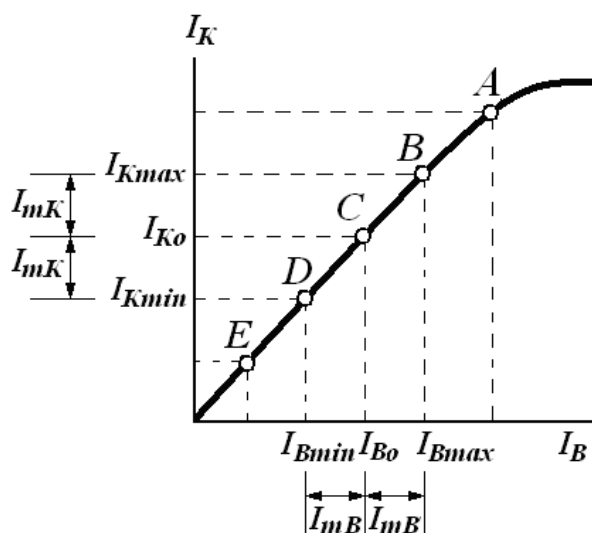
Yuklama chizig'i (1.16) tenglamaning grafigini ifodalaydi. Yuklama chizig'i koordinatalar tizimining toklar o'qida  $U_{KE}=0$  bo'lganda  $I_K=E_M/R_K$  va kuchlanishlar o'qida  $I_K=0$  bo'lganda  $U_{KE}=E_M$  bo'lgandagi nuqtalarni tutashtiruvchi kesmalarni kesadi. Yuklama chizig'ining tranzistor chiqish xarakteristikalarini bilan kesishgan nuqtalari (1.15) va (1.16) tenglamalar tizimining yechimlariga mos keladi va kuchaytirgichning ikkita muhim uzatish xarakteristikalarini: tokni to'g'ri uzatish  $I_K = \varphi_1(I_B)$  (1.21, c – rasm) va kuchlanish uzatish  $U_{KE} = \varphi_2(I_B)$  (1.21, b – rasm) xarakteristikalarini chizish imkonini beradi.

Kuchaytirgichning statik uzatish xarakteristikalarini uning asosiy xususiyatlari to'g'risida yaqqol tasavvur uyg'otadi va kuchaytirish koeffitsiyenti hamda kirish qarshiligini hisoblash imkonini beradi. Ushbu xarakteristikalardan chiziqli (OB), nochiziqli (BA) kuchaytirish sohasi va to'yinish rejimi sohasini (1.21, a – rasmda A nuqtadan o'ngroqda) aniqlash imkonini beradi.

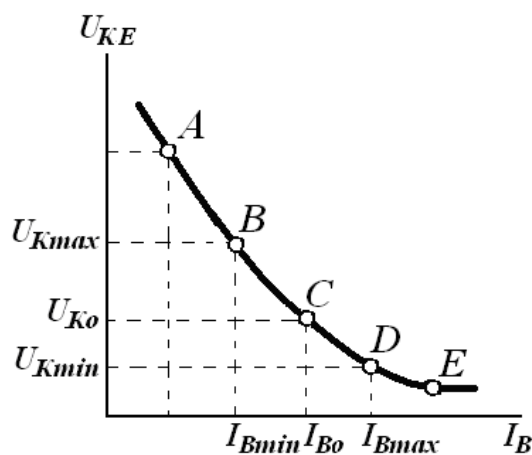
a)



b)



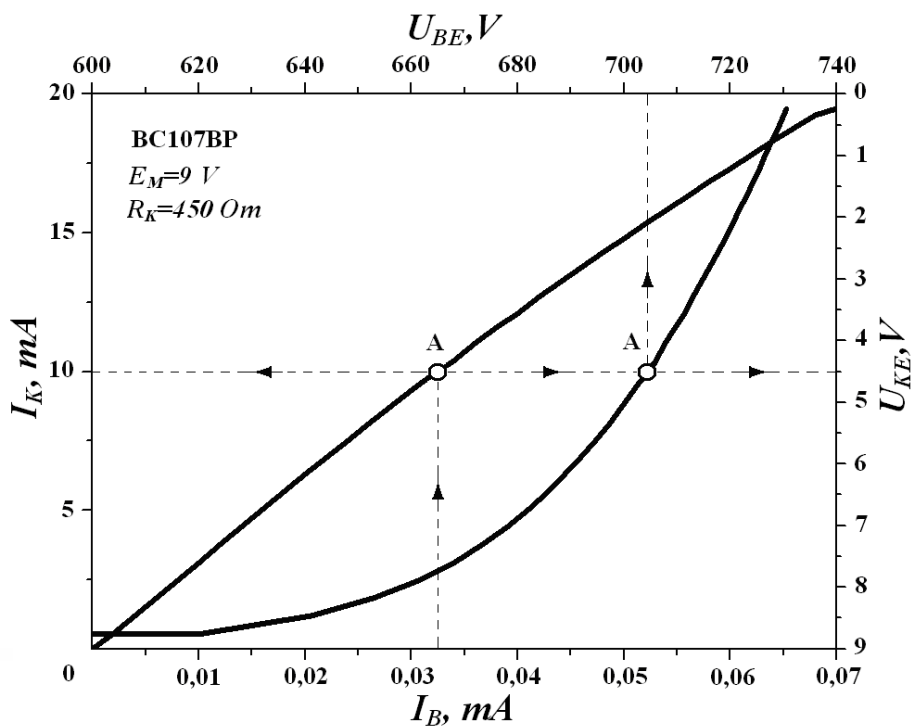
c)



1.23 – rasm. Kuchaytirgichning statik uzatish xarakteristikalarini: kirish xarakteristikasi  $I_B = \varphi_1(U_{BE})$  (a), tokni to'g'ri uzatish  $I_K = \varphi_1(I_B)$  (b) va kuchlanishni to'g'ri uzatish  $U_{KE} = \varphi_2(I_B)$  (c).

Kuchaytirgichning statik kirish xarakteristikasi tranzistorning,  $U_{KE}$  kuchlanishini o'zgartirganda o'ziga nisbatan parallel siljuvchi, statik kirish xarakteristikalaridan farq qiladi. Lekin,  $U_{KE} > 0$  bo'lganda siljish katta bo'lmaydi va amaliy hisoblashlarda kuchaytirgichning kirish xarakteristikasi sifatida tranzistorning ishchi sohasidagi  $U_{KE}$  ning o'rta qiymatiga mos keluvchi kirish xarakteristikasidan foydalaniladi (1.21, a - rasm).

(1.15) va (1.16) tenglamalarni yechimi sifatida kuchaytirgichning statik uzatish xarakteristikalarini (1.21 - rasm) ni birgalikda to'rtta parametrlar:  $I_B$ ,  $I_K$ ,  $U_{BE}$ ,  $U_{KE}$  o'zaro bog'lovchi umumlashgan grafik sifatida ifodalash mumkin. BC107BP tranzistorli kaskadni parametrlari  $E_M = 9V$ ,  $R_K = 450 \text{ Om}$  bo'lgandagi umumlashgan garfigi 1.22 – rasmda keltirilgan.



1.22 – rasm. UE ulangan BTning umumlashgan dinamik xarakteristikalari.

Bu yerda A nuqta koordinatalari bir vaqtning o'zida barcha to'rtta parametrlar: kirish va chiqish toklari va kuchlanishlarini aniqlaydi.

Tok generatordan kuchaytirgich kirishiga sinusoida ko'rinishidagi signal berilayotgan bo'lsin

$$I_B(t) = I_{B0} + I_{mB} \sin \omega t, \quad (1.17)$$

bu yerda  $I_{B0}$  va  $I_{mB}$  – sokinlik rejimida berilgan baza toki qiymati (ishchi nuqta) va uning amplitudasi. Bazadagi sokinlik toki  $I_{B0}$  rezistor  $R_B$  yordamida beriladi.

Ixtiyoriy vaqt momentida  $I_B$  tokini aniqlovchi ishchi nuqta  $\omega$  chastota bilan kirish xarakteristikasi bo'ylab yuqoriga va pastga berilgan  $\pm I_{mB}$  o'zgarish chegaralarida siljiydi. Bu vaqtda kirish kuchlanishi  $U_{BE}$  davriy o'zgarishini taxminan quyidagi ifoda orqali keltirish mumkin

$$U_{BE}(t) = U_{BE0} + U_{mB} \sin \omega t \quad (1.20)$$

Ishchi nuqta  $U_{BE0}$  va baza tokining oniy o'zgarishlaridagi  $\pm U_{mB}$  ning og'ish chegaralari, tranzistorning kirish xarakteristikasidan topiladi.

Sokinlik rejimida  $I_{B0}$  ning berilgan qiymatida chiqish toki  $I_{K0}$  va chiqish kuchlanishi  $U_{KE}$  qiymatlari mos ravishda, tokni to'g'ri uzatish (1.21, a – rasm) va kuchlanishni to'g'ri uzatish (1.21, b – rasm) dan yoki umumlashgan dinamik xarakteristika (1.22 – rasm) dan topiladi. Baza tokining berilgan o'zgarishlarida (1.17) mos keluvchi ishchi nuqta  $\omega$  chastota bilan yuqoriga va pastga uzatish

xarakteristikasi bo'ylab siljiydi. Bunda kollektor toki o'zgaruvchan tashkil etuvchisi  $\pm I_{Km}$ , chiqish kuchlanishi o'zgaruvchan tashkil etuvchisi esa  $\pm U_{Km}$  bo'ladi.

$I_{Km}$ ,  $U_{Km}$  va  $U_{Bm}$  larning o'rtacha qiymatlari quyidagi formulalarda bo'yicha topiladi:

$$I_{Km} = \frac{I_{K \max} - I_{K \min}}{2}; \quad U_{Km} = \frac{U_{K \max} - U_{K \min}}{2}; \quad U_{Bm} = \frac{U_{B \max} - U_{B \min}}{2}.$$

O'rta qiymatlar kuchaytirgichning quyidagi parametrlarini hisoblab topish imkonini beradi:

kaskadning kuchlanish, tok va quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsientlari

$$K_U = U_{Km} / U_{Bm}; \quad K_I = I_{Km} / I_{Bm}; \quad K_P = K_U \cdot K_I.$$

kuchaytirgichning kirish va chiqish qarshiliklari

$$R_{KIR} = U_{Bm} / I_{Bm}; \quad R_{CHI} \approx R_K.$$

**Kuchaytirgich kaskadining sokinlik rejimini o'rnatish uchun siljitish sxemalari.** Kuchaytirgich kaskadning ishchi yoki sokinlik rejimi uning kirishiga berilayotgan siljish kuchlanishi qiymati bilan aniqlanadi. Kuchaytirgich kaskadidagi tranzistorni aktiv rejimini o'rnatish uchun uning EO'ga to'g'ri, KO'ga esa teskari siljituvchi kuchlanishlarni berishni sxemotexnik usulda bitta manbadan ta'minlanish kerak. Bunday sxemalar **siljituvchi sxemalar** deb ataladi. Siljituvchi o'zgarmas tokda ishlaganda, yuqori barqarorlikni, ushbu rejimning tranzistor xususiyatlariga va uning ish sharoitiga kam bog'liq bo'lishini ta'minlashi zarur. Kuchaytirgich element sifatida UE sxemada ulangan BT ishlatilgan holda ularni ko'rib chiqamiz.

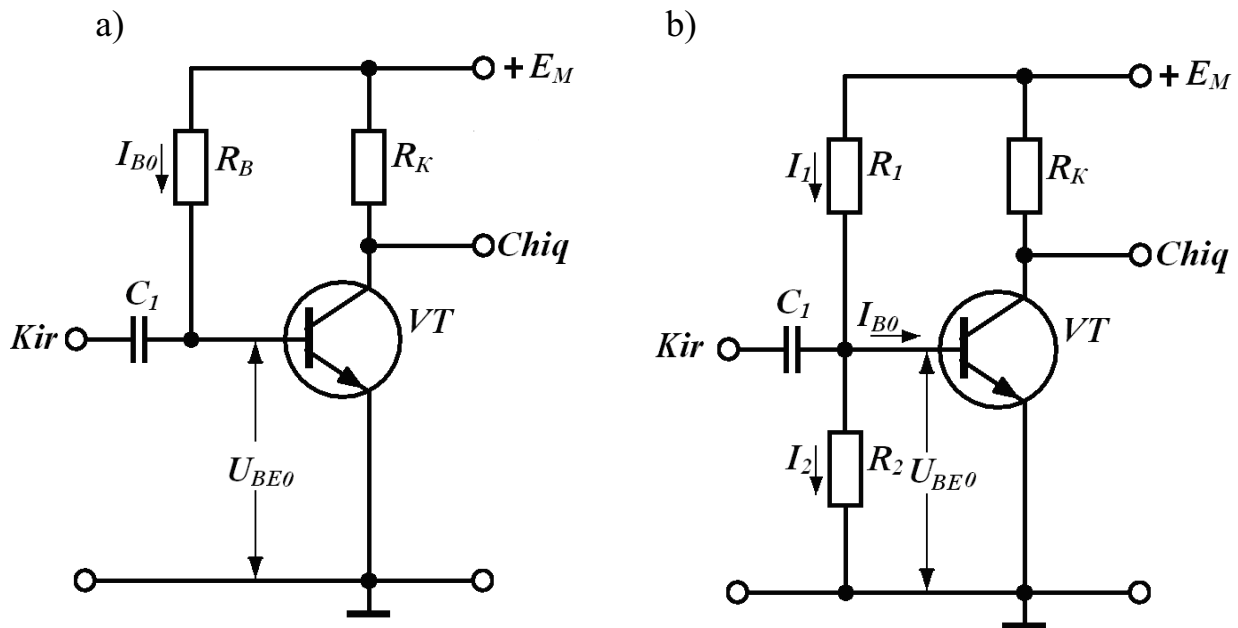
**Tok bilan siljitish usuli.** Diskret sxemotexnikada siljituvchi tok  $R_B$  rezistor yordamida beriladi (1.23, a – rasm). Sokinlik rejimida bazadagi siljituvchi kuchlanish

$$U_{BE0} = E_M - I_{B0} \cdot R_B \quad (1.21)$$

teng bo'ladi. Bu yerda tok  $I_{B0}$  va kuchlanish  $U_{BE0}$  tranzistorning statik kirish xarakteristikasida boshlang'ich ishchi nuqtalarni belgilaydi. Berilgan kuchlanish manbai qiymatida  $R_B$  quyidagicha aniqlanadi.

$$R_B = (E_M - U_{B0}) / I_{B0}. \quad (81.22)$$

Odatda  $R_B$  ning qiymati 10÷100 kOmni tashkil etadi. Integral ishlab chiqarishda ushbu usul qo'llanilmaydi, chunki u sokinlik rejimida ishchi nuqta holati aniqligi va yuqori barqarorligini ta'minlamaydi.



1.23 – rasm. Tok (a) va kuchlanish (b) bilan siljitish usuli.

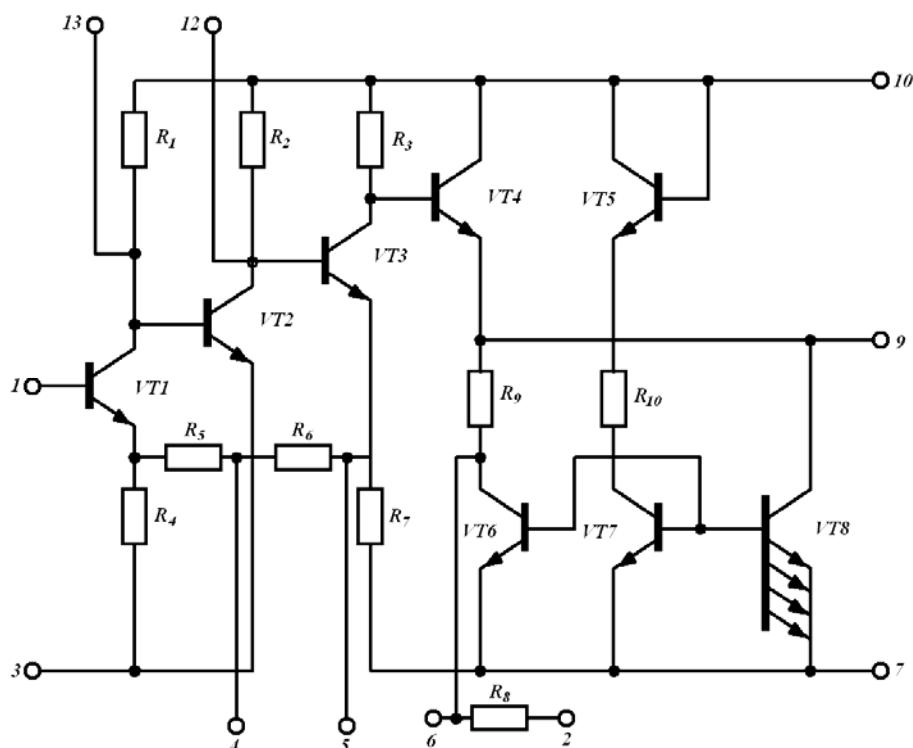
**Kuchlanish bilan siljitish usuli.** Siljituvchi kuchlanish  $R_1$  va  $R_2$  rezistorli kuchlanish bo'lgich (1.23, b – rasm) yordamida hosil qilinadi. Sxemaga muvofiq  $E_M = I_1 R_1 + I_2 R_2$  va  $I_2 R_2 = U_{BE0}$ . Ushbu tenglamalardan rezistorlar qiymatlarini aniqlash mumkin:

$$R_1 = (E_M - U_{BE0}) / I_1 \quad \text{va} \quad R_2 = U_{BE0} / I_2. \quad (1.23)$$

Hisoblashlarda  $R_1$  va  $R_2$  rezistorlar qiymati  $I_1$  va  $I_2$  toklar  $I_{B0}$  tokdan  $3 \div 5$  marta katta bo'ladigan qilib tanlanadi. Bunda  $I_{B0}$  baza tokining barqarorligini buzuvchi omillar hisobiga o'zgarishi  $U_{BE0}$  siljituvchi kuchlanishning sezilarli o'zgarishiga olib kelmaydi. Lekin, siljituvchi kuchlanish berishning bu usuli iqtisod jihatdan samarasizdir. Bundan tashqari,  $R_2$  rezistor tranzistor kirishiga parallel ulangani sababli kaskadning kirish qarshiligini kamaytiradi va nihoyat, signal manbaining chiqish qarshiligi ishlash jarayonida o'zgarmas qoladi deb hisoblanadi. Agar u o'zgaruvchan bo'lsa, uning o'zgarishlarini kuchaytirgich signal sifatida qabul qiladi.

**Ko'p kaskadli kuchaytirgichlar.** Odatda, manfiy TA hisobiga kuchaytirgich kaskadining kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_U \leq 10$  bo'ladi. Katta kuchaytirish koeffitsiyentiga erishish uchun bir nechta kaskad o'zaro ketma - ket ulangan, ko'p kaskadli kuchaytirgichlardan foydalaniladi. Har bir kaskadda o'zgarmas tok bo'yicha optimal ish rejimi saqlangan bo'lishi lozim.

Ko'p kaskadli kuchaytirgich sifatida K 123 UN1 (sinusoidal kuchlanish kuchaytirgich) IMS dastlabki kuchaytirgich kaskadlarini ko'rib chiqamiz (1.24 – rasm).



1.24 – rasm. K123 UN1 IMS printsipial sxemasi.

Sxemaga ikkita mahalliy (VT1 tranzistor  $R_4$  va VT3  $R_7$  rezistorlar yordamida) va umumiy (uchchala kaskad  $R_5 + R_6 = R_{TA}$  rezistorlar yordamida) manfiy TA kiritilib nolning dreyfi minimallashtiriladi. Ikkinchi kaskad manfiy TASiz hosil qilingan.

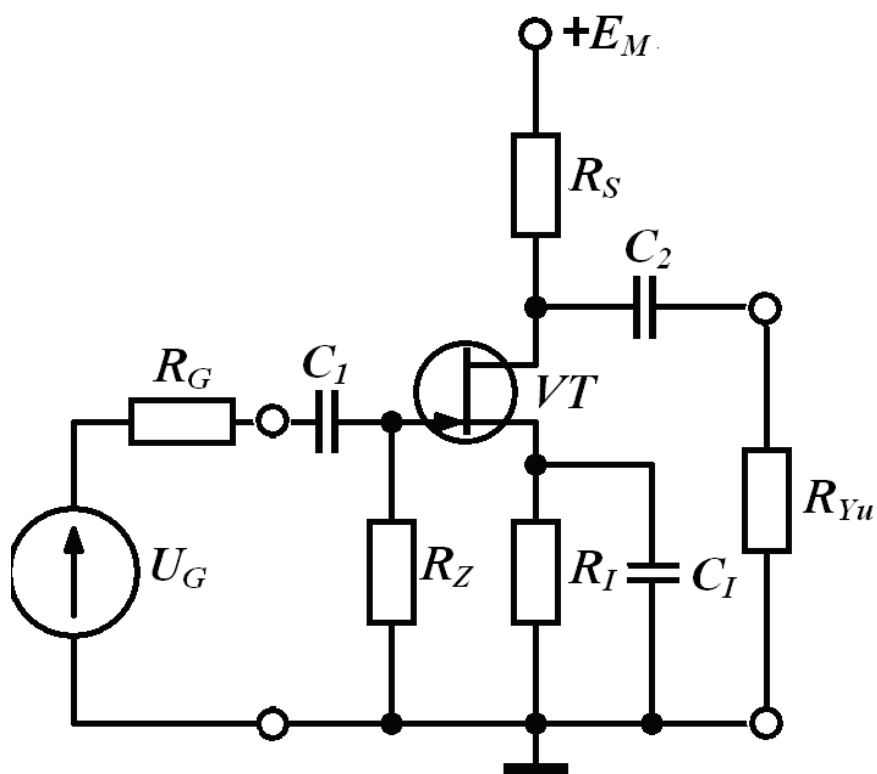
### 1.7. Maydoniy tranzistorlar asosidagi kuchaytirgich kaskadlar

$p - n$  o'tish bilan boshqariladigan MT yoki kanali qurilgan MDYA – tranzistorlar asosidagi kuchaytirgichlar asosan kirish kaskadlari sifatida qo'llaniladi. Bu hol MTlarning quyidagi xususiyatlari bilan bog'liq:

- katta kirish qarshiligiga egaligi yuqori Omli signal manbai bilan moslashtirishni osonlashtiradi;
- shovqin koefitsiyentining kichikligi kuchsiz signallarni kuchaytirishda afzallik beradi;
- termobarqaror ishchi nuqtada barqarorlik yuqori.

**UI sxemada ulangan kuchaytirgich kaskad.**  $n -$  kanali  $p - n$  o'tish bilan boshqariladigan UI ulangan kuchaytirgich kaskadning prinsipial sxemasi 1.25 – rasmda keltirilgan.

Kirish signali manbai  $U_G$  ajratuvchi kondensator  $C_1$  orqali, yuklama qarshiligi  $R_{Yu}$  esa, kaskadning chiqishiga  $C_2$  ajratuvchi kondensator yordamida ulangan. Zatvorning umumiy shina bilan galvanik bog'lanishi  $R_Z \approx 1 \text{ M}\Omega$  rezistor orqali amalga oshiriladi. Bu galvanik aloqa zatvordagi manfiy siljitivchi kuchlanishni hosil qilish uchun zarur.



1.25 – rasm. UI sxemada ulangan kuchaytirgich kaskad.

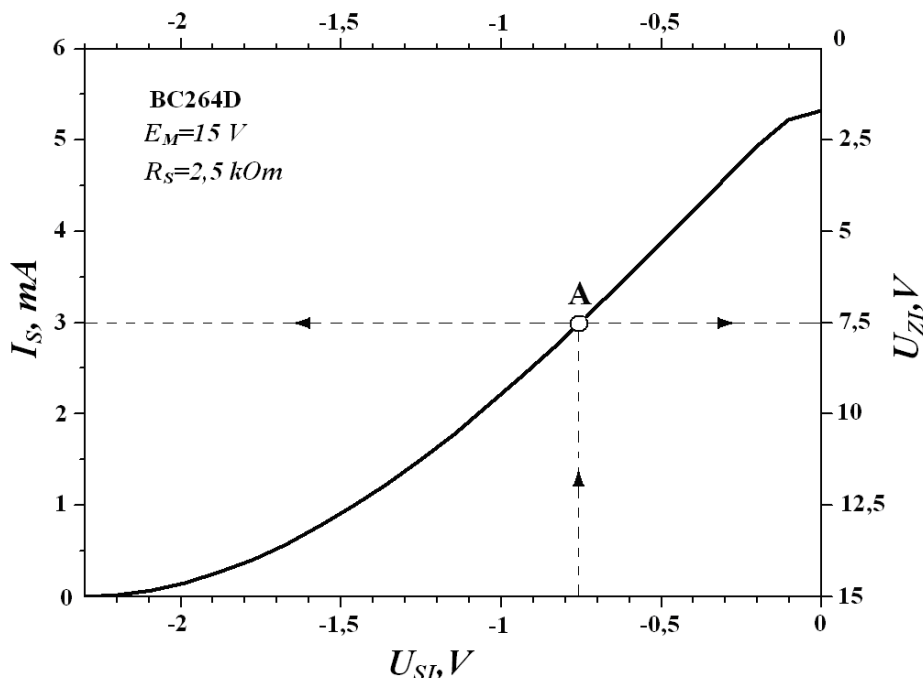
Bunday tranzistor ishlash prinsipi kanal qarshiligini  $p - n$  o'tishga teskari siljitish berib o'zgartirishga asoslanadi.  $n$  – kanalli tranzistor uchun kuchlanish manbai  $+E_M$ , zatvorga esa  $R_I$  dagi manfiy kuchlanish pasayishi beriladi. Bitta kuchlanish manbai ishlatilganda zatvordagi  $U_{ZI}$  kuchlanishni sokinlik rejimida avtomatik siljituvchi  $R_I C_I$  ta'minlaydi.  $U_{ZI}$  kuchlanish  $R_I$  qarshilik orqali  $I_S$  sokinlik toki oqib o'tishi hisobiga hosil bo'ladi  $U_{ZI} = -I_S \cdot R_I$ . Keng dinamik diapazonga ega bo'lgan kuchaytirgich holatida, ya'ni kirish signali amplitudasi bir necha voltni tashkil etganda, tabiiyki  $U_{ZI}$  kuchlanishning sokinlik rejimdagi qiymati  $U_{ZI.BYeRK}$  va  $U_{ZI.max}$  (tranzistor pasport ko'rsatmalari) kuchlanishlar yig'indisining yarmiga, ya'ni  $U_{ZI} = 0,5(U_{ZI.BYeRK} + U_{ZI.max})$ .

$U_{ZI}$  va  $I_S$  larning sokinlik rejimdagi qiymatlarini stok – zatvor xarakteristikasidan aniqlab,  $R_I$  ning qiymatini topish qiyin emas.

Ko'rilayotgan sxemada  $R_I$  rezistor ikkita vazifani bajaradi. Birinchidan, u sokinlik rejimida ishchi nuqta boshlang'ich holatini ta'minlaydi va ikkinchidan, unga yuklama toki bo'yicha (UE ulangan sxemada  $R_E$  dek) ketma – ket manfiy TAni kiritadi. Bu o'z navbatida kaskad kuchaytirish koeffitsiyentining kamayishiga olib keladi va sokinlik rejimini temperatura bo'yicha barqarorlaydi. O'zgaruvchan tok bo'yicha manfiy TAni yo'qotish uchun  $R_I$  rezistor  $C_I$  kondensator bilan shuntlanadi.

A rejimda ishlovchi kuchaytirgichlar uchun sokinlik rejimida tranzistorning istoki va stoki orasidagi kuchlanish  $U_{SI} = -I_S \cdot R_S$  teng qilib olinadi. Bunda  $E_M = U_{SI} + I_S \cdot R_S + I_S \cdot R_I U_{SI,max}$  (pasport ko'rsatmasi) dan ortmasligi kerak.

Katta signal rejimi uchun kuchaytirgichning statik uzatish xarakteristikalarini uchta parametrlarini  $I_S$ ,  $U_{ZI}$ ,  $U_{SI}$  o'zaro bog'lovchi umumlashgan grafik sifatida ifodalash mumkin. VS264D tranzistorli kaskadni parametrlari  $E_M=15V$ ,  $R_S=2,5\text{ k}\Omega$  bo'lgandagi umumlashgan garfigi 1.26 – rasmda keltirilgan.



1.26 – rasm. UI ulangan  $n - \text{kanali } p - n$  o'tish bilan boshqariladigan MTning umumlashgan dinamik xarakteristikalari.

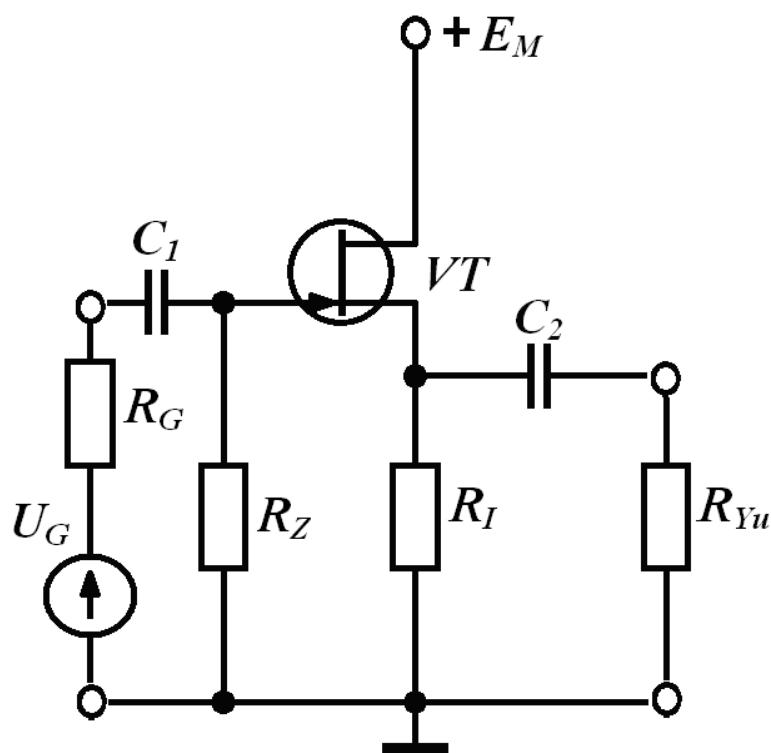
Bu yerda A nuqta koordinatalari bir vaqtning o'zida barcha uchta parametrlar: chiqish toki hamda kirish va chiqish kuchlanishlarini aniqlaydi. Berilgan signal amplitudasi uchun kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyentini topish mumkin.

**US sxemada ulangan kuchaytirgich kaskad (istok qaytargich).** US ulangan MT asosidagi kuchaytirgich kaskadning prinsipial sxemasi 1.27 – rasmda ko'rsatilgan. Sxemada  $n - \text{kanali } p - n$  o'tish bilan boshqariladigan MT qo'llanilgan.

Sxemada stok elektrodi umumiy shinaga kuchlanish manbai  $E_M$  ning juda kichik qarshiligi orqali ulangan, ya'ni stok elektrodi kirish va chiqish zanjirlari uchun umumiydir.

Istok qaytargichda chiqish signali amplitudasi kirishdagi signal amplitudasi va fazasini qaytaradi. Bu ikki omil kaskadning kuchlanish qaytargich deb atalishiga asos bo'ldi. Kuchaytirish koeffitsiyentining birga yaqin qiymati 100 % li manfiy TA hisobiga hosil bo'ladi.





1.27 – rasm. US ulangan MT asosidagi kuchaytirgich kaskadning sxemasi.

$p - n$  o'tish bilan boshqariladigan MTni kuchlanish qaytargichning kirish qarshiligi teskari siljirilgan boshqaruvchi  $p - n$  o'tishning differensial qarshiligidan iborat bo'ladi.

MDYA – tranzistor asosidagi kuchlanish qaytargichning kirish qarshiligi bundan ham katta bo'ladi, chunki u zatvor ostidagi dielektrik parda qarshiligi bilan aniqlanib,  $\sim 100$  MOmni tashkil etadi.

### Nazorat savollari

1. Elektron kuchaytirgichlar qaysi belgilariga ko'ra tasniflanadilar?
2. Kuchaytirgichlarning asosiy xarakteristika va parametrlarini aytib bering. Ularning o'ziga xos xususiyatlari nimada?
3. Nimaga kuchaytirgich A sinfda ishlaganda eng kichik FIK ga ega bo'ladi?
4. Nimaga kuchaytirgich B sinfda ishlaganda simmetrik signal shakli sezilarli buziladi?
5. AB kuchaytirgich sinfi B sinfdan qanday farq qiladi va u qanday qurilmalarda ishlatiladi?
6. Kuchaytirgichlarda TA deb nimaga aytiladi?
7. Kuchaytirgich sxemasiga manfiy TA kiritilganda kuchaytirish ko'effitsiyenti qanday o'zgaradi va u kuchaytirgichning barqaror ishlashiga ta'sir etadimi?
8. Tarkibiy tranzistor nima?
9. Darlington juftligini ishlash prinsipi va xarakteristikalarini ifodalab bering.
10. BTli sodda kuchaytirgich kaskadi ishchi nuqtasini qaysi parametrlar belgilaydi?
11. MTli sodda kuchaytirgich kaskadi ishchi nuqtasini qaysi parametrlar belgilaydi?
12. Ko'p kaskadli kuchaytirgich deganda nimani tushunasiz?

## II BOB

### OPERATSION KUCHAYTIRGICHLAR

---

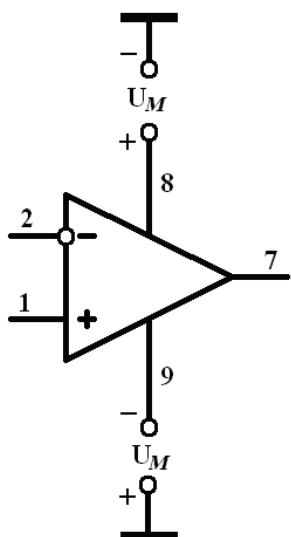
---

#### 2.1. Umumiy ma'lumotlar

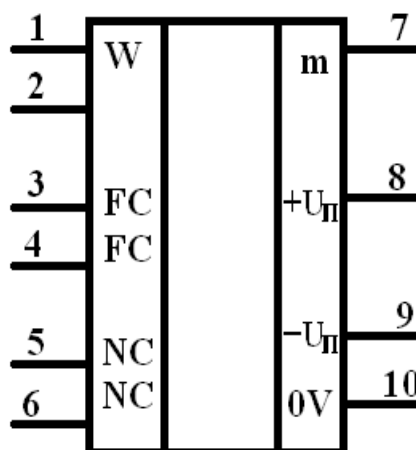
**Operatsion kuchaytirgich** (OK) deb, analog signallar ustidan turli amallarni bajarishga mo'ljallangan, differensial kuchaytirish prinsipiga asoslangan, kuchlanish bo'yicha katta kuchaytirish koeffitsiyentiga ega bo'lgan ( $K_U=10^4\div 10^6$ ) integral o'zgarimas tok kuchaytirgichiga aytiladi. Bunday amallarga qo'shish, ayirish, ko'paytirish, bo'lish, integrallash, differensiallash, masshtablash kabi matematik amallar kiradi. Hozirgi kunda OKlar analog va raqamli qurilmalarda kuchaytirish, cheklash, ko'paytirish, chastotani filtrlash, generatsiyalash, signallarni barqarorlashda qo'llanilib kelmoqda. Buning uchun OKlarga musbat va manfiy teskari aloqa (TA) zanjirlari kiritiladi. TA zanjirlari yordamida OKlar yuqorida qayd etilgan **amallarni (operatsiyalarni)** bajaradilar. Qurilmalarning nomi ham shundan kelib chiqadi.

OKning elektr sxemalarda keltiriladigan shartli belgisi 2.1, a – rasmda ko'rsatilgan bo'lib, uning tarkibidagi ulanish elektrodlari, umumiy shina va tashqi tahrirlovchi elementlar ko'rsatilmaydi. OKlarning standart grafik belgilanishi 2.1, b – rasmda ko'rsatilgan. Sxemada kuchlanish manbaiga ulanish elektrodlaridan tashqari, kuchaytirgichning talab etilgan logarifmik ACHX ko'rinishini shakllantiruvchi chastotani korreksiyalovchi elektrodlar ham ko'rsatilgan.

a)



b)



2.1 – rasm. OKning shartli (a) va standart grafik (b) belgilanishi.

OK ikkita kirishga ega: *inverslaydigan* (aylana yoki “-” ishora bilan belgilangan) va *inverslamaydigan*. Agar signal OKning inverslaydigan kirishiga berilsa, u holda chiqishdagi signal  $180^{\circ}$  ga siljigan, ya’ni inverslangan bo’ladi. Agar signal OKning inverslamaydigan kirishiga berilsa, u holda chiqishdagi signal kirish signali bilan bir xil fazada bo’ladi.

OKda ikki qutbli ( $\pm 3$  V...  $\pm 20$  V) kuchlanish manbai qo’llaniladi. Bu manbalarning ikkinchi qutblari, odatda, kirish va chiqish signallari uchun umumiy shina bo’lib hisoblanadi va ko’p hollarda OKga ulanmaydi.

OKlar o’z xususiyatlariga ko’ra ideal kuchaytirgichlarga yaqin. *Ideal kuchaytirgich*: cheksiz katta kuchaytirish koeffitsiyentiga; cheksiz katta kirish qarshiligi; nolga teng bo’lgan chiqish qarshiligiga; inverslaydigan va inverslamaydigan kirishlarga, bir xil signal berilganda nolga teng bo’lgan chiqish kuchlanishiga, cheksiz katta keng o’tkazish polosasiga ega.

OKlar rivojlanishning uch bosqichidan o’tdilar.

Birinchi bosqichda *universal* OKlar ishlab chiqilgan. Birinchi avlod OKlari  $n - p - n$  turli tranzistorlar asosida uch kaskadli tuzilma sxemasi bo’yicha qurilgan bo’lib, ularda yuklama sifatida rezistorlar qo’llanilgan. Bunday OKlarga K140UD1 va K140UD5 turdagi kuchaytirgichlar kiradi. Bu OKlarning asosiy kamchiligi uncha katta bo’lmagan kuchaytirish koeffitsiyenti ( $K_U = 300 \div 4000$ ) va kichik kirish qarshiligi ( $R_{KIR} \approx 4$  kOm) edi.

Ikkinchi bosqich OKlarida bu kamchiliklar yo’qotilgan, chunki ular ikki kaskadli sxemalardan tuzilgan. Tok bo’yicha katta kuchaytirish koeffitsiyentiga ega bo’lgan tarkibiy tranzistorlar qo’llash va yuklamadagi rezistorlarni dinamik yuklamalarga almashtirish yo’li bilan xarakteristikalarining yaxshilanishiga erishilgan. Barqaror tok generatorlari dinamik yuklamalar bo’lib, ular o’zgaruvchan tokka nisbatan katta qarshilik qiymatini ta’minlaydilar. Ikkinchi avlod ba’zi OKlarida kirish kaskadi  $p - n$  o’tish bilan boshqariladigan  $n -$  kanalli MTlar asosida differensial sxema bo’yicha bajarilgan. Bu holat OK kirish qarshiligini oshirishga imkon berdi. Ikkinchi avlod integral OKlariga  $K_U = 45000$  bo’lgan K140UD7 turdagi kuchaytirgich kiradi. Uning kamchiligi – tezkorligining chegaralanganligi.

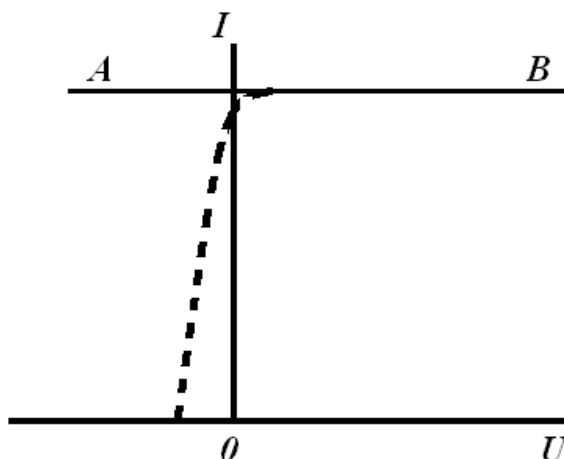
Uchinchi bosqich OKlari bir vaqtning o’zida yuqori kirish qarshiligi, katta kuchaytirish koeffitsiyenti va yuqori tezkorlikka ega. Bunday OKlarning o’ziga xosligi shundaki, ularda tok bo’yicha juda katta kuchaytirish koeffitsiyenti ( $\beta = 10^3 \div 10^4$ ) ga ega bo’lgan tranzistorlar qo’llanilgan. Uchinchi avlod integral OKlariga K140UD6 turdagi kuchaytirgichlar kiradi. To’rtinchi avlod (maxsus) OKlarining ba’zi parametrlari rekord qiymatlarga ega. Ularga, masalan, kuchlanish bo’yicha juda katta kuchaytirish koeffitsiyenti ( $K_U = 10^6$ ) ga ega bo’lgan K152UD5 turdagi, chiqish kuchlanishining ortish tezligi yuqori (75 V/mks dan katta) bo’lgan K154UD2 turdagi va kichik iste’mol toki (0,5 mA dan kam) ga ega bo’lgan K140UD12 turdagi OKlar kiradi.

## 2.2. Analog integral mikrosxemalarning negiz elementlari

**Barqaror tok generatori.** Ixtiyoriy zanjirdan avvaldan belgilangan qiymatli tok oqishini ta'minlovchi elektron qurilma **barqaror tok generatori (BTG)** deb ataladi. Yuklamadan oqayotgan tokning qiymati kuchlanish manbai, zanjir parametrlari va temperatura o'zgarishlariga bog'liq bo'lmaydi.

BTGning vazifasi kirish kuchlanishi va yuklama qiymati o'zgarganda chiqish toki qiymatini o'zgarmas saqlashdan iborat bo'lib, ular turli funksional vazifalarni bajaruvchi analog va raqamli mikrosxemalarda ishlatiladilar.

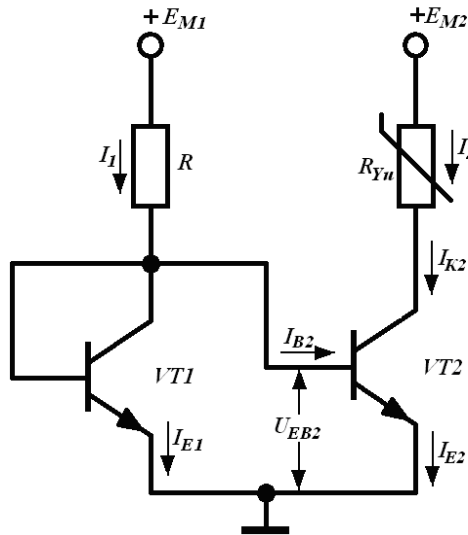
O'zgarmas tok qiymatini faqat cheksiz katta dinamik qarshilikka ega bo'lgan ideal tok manbai ta'minlashi mumkin. Ideal tok manbai VAXi gorizontal AB to'g'ri chiziqdan iborat (2.2–rasm). UB sxemada ulangan BTning chiqish xarakteristikasi ideal tok generatori VAXiga yaqin bo'ladi. Demak, UB sxemada ulangan tranzistor amalda tok generatori vazifasini bajarishi mumkin. Lekin, temperaturaviy barqarorlikni va keng dinamik diapazonni ta'minlash uchun amalda ikkita yoki undan ko'p tranzistor ishlatiladi.



2.2 – rasm. Ideal BTG VAXi.

Eng sodda BTG sxemasi 2.3 – rasmda ko'rsatilgan. Sxemada  $I_1$  tok zanjiriga to'g'ri siljirilgan diod ulanishli, tayanch tranzistor deb ataluvchi VT1 tranzistor ulangan. U juda kichik qarshilikka ega. Shuning uchun VT1 kuchlanish generatori vazifasini o'taydi. U  $R_{Yu}$  boshqariluvchi zanjir bilan ketma – ket ulangan VT2 tranzistorning emitter – baza o'tishini kuchlanish bilan ta'minlaydi.

VT2 tranzistor emitter – baza kuchlanishi bilan boshqarilgani munosabati bilan uning xususiyatlari UB sxemaning xususiyatlariga mos keladi. Ma'lumki, UB ulangan sxemada aktiv rejimda kollektor toki kollektordagi kuchlanishga deyarli bog'liq bo'lmaydi (2.3 – rasm). Shuning uchun ixtiyoriy  $R_{Yu}$  dan o'tayotgan tok  $I_2$  tayanch kuchlanish  $U_{EB2}$  bilan aniqlanadi.  $I_2 = I_1$  ekanligini amalda ko'rsatamiz.



2.3 – rasm. Sodda BTG sxemasi.

$I_{E1}$  va  $I_{E2}$  toklar yuqori aniqlikda

$$I_E = I_0 \exp(U_{BE} / \varphi_T) \quad (2.1)$$

ifoda bilan approksimatsiyalanadi, bu yerda  $I_0$  – teskari siljirilgan EO'ning to'yinish toki. Tranzistorlarning  $I_{E0}$  va  $\varphi_T$  parametrlari aynan bir xil bo'lgani uchun  $U_{BE1} = U_{BE2}$  shartdan

$$I_{E1} = I_{E2} \quad (2.2)$$

2.3 – rasmdan

$$I_1 = I_{E1} + I_{B2}, \quad I_2 = I_{K2} = I_{E2} - I_{B2} \quad .$$

(2.2)ni e'tiborga olgan holda

$$I_2 = I_1 - 2I_{B2} \quad (2.3)$$

yo'zish mumkin. Baza toki kollektor tokidan  $50 \div 100$  marta kichik bo'ladi. Shuning uchun, hisoblashlarda  $I_2 = I_1$  deb olish mumkin. Bunday xatolik  $1 \div 2\%$  dan oshmaydi. Demak,  $R_{Yu}$  yuklama zanjiridagi chiqish toki  $I_2$ , zanjir qanday bo'lishidan qat'iy nazar, kirish tokini ham qiymat, ham yo'nalish bo'yicha takrorlaydi. Kirish toki qiymatiga kelsak, u yetarli aniqlik bilan  $I_1 = (E_{M1} - 0.6) / R$  ga teng.

$I_1$  tokning o'zgarmasligi barqarorlashgan kuchlanish manbai  $E_{M1}$  dan foydalanish hisobiga erishiladi. Natijada  $I_2$  tokning zanjir parametrlari  $E_{M2}$  va  $R_{Yu}$  ga bog'liqligi yo'qotiladi.

Lekin bunday BTGda  $I_2$  tokning temperatura bo'yicha barqarorligi ta'minlanmaydi, chunki baza toki  $I_{B2}$  temperatura o'zgarishlariga juda bog'liq.  $I_2$  tokning temperatura bo'yicha barqarorligini ta'minlash uchun murakkabroq sxemalardan foydalaniladi.

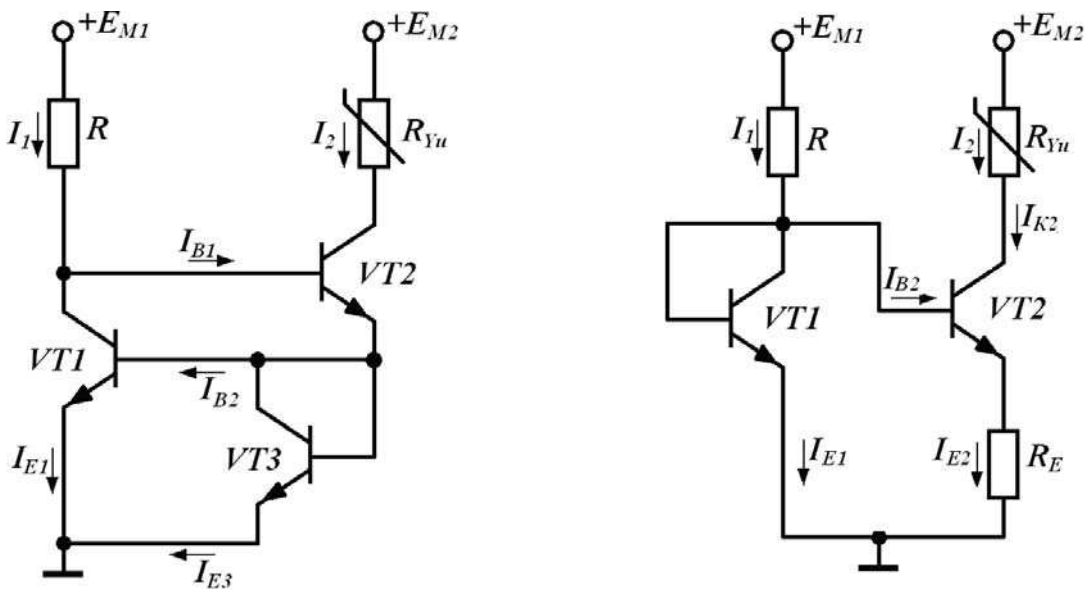
Masalan, 2.4 – rasmda BTGning uchta tranzistorli sxemasi (Uilson tok ko'zgusi) keltirilgan. Unda boshqaruvchi VT1 va VT2 tranzistorlarnig baza toklari qarama - qarshi yo'nalgan.

Sxemadan

$$I_1 - I_{B2} + I_{B1} = I_{E1}, \quad I_2 + I_{B2} - I_{B1} = I_{E3}$$

ko'rinib turibdi.

VT1 va VT2 tranzistorlar egizak. Ularning ishlash rejimlari bir – birinikidan kollektor – baza kuchlanish bo'yicha farq qiladi. VT1 tranzistorning kollektor – baza kuchlanishi VT2 tranzistorning emitter – baza kuchlanishiga teng, ya'ni qiymati kichik. VT2 tranzistorning kollektor – baza kuchlanishi esa  $R$  rezistordagi va  $R_{Yu}$  zanjirdagi kuchlanish pasayishlari bilan aniqlanadi va sezilarli darajada katta bo'lishi mumkin.



2.4 – rasm. Uilson tok ko'zgusi sxemasi.

2.5 – rasm. Aktiv tok transformatori.

Lekin, baza toki kollektor – baza kuchlanishi qiymatiga sust bog'langan, shuning uchun  $I_{B1} = I_{B2}$ . Emitter toklari ham 2.3 – rasmdagi holat sabablariga ko'ra bir – biriga teng  $I_{E1} = I_{E3}$ . Natijada

$$I_2 = I_1 - 2(I_{B2} - I_{B1}) = I_1.$$

Bu ifodadan 2.3 – rasmda keltirilgan sxemada kirish va chiqish toklarining qaytarilishi 2.4 – sxemadagiga qaraganda yuqoriroqligi ko'rinib turibdi.

Qator integral sxemalarda tayanch toki  $I_1$  ( $I_2 \ll I_1$ ) qiymati katta bo'lgan kichik tokli BTGlar talab etiladi. Ushbu hollarda sodda BTGning takomillashgan sxemasidan foydalaniladi (2.5 – rasm).

Bu sxema tok transformatori sxemasi deb ataladi. Uning uchun

$$I_{E2}R_E = U_{BE1} - U_{BE2} \quad ; \quad U_{BE1} = E_M - I_1R \quad (2.4)$$

ifoda o'rinli.

Ideallashtirilgan o'tish VAX (9.1) dan foydalanib,

$$U_{BE1} = \varphi_T \ln(I_1 / I_0) \quad ; \quad U_{BE2} = \varphi_T \ln(I_2 / I_0) \quad (2.5)$$

yozish mumkin.

(2.4) va (2.5) ifodalardan

$$I_2 = \frac{\varphi_T}{R_E} \ln \frac{E_M - U_{BE1}}{I_2 R} \quad (2.6)$$

hosil qilamiz.

$I_2$  tokning berilgan qiymati asosida (2.6) dan foydalangan holda  $R_E$  rezistorning qarshiligini topish mumkin

$$R_E I_2 = \frac{\varphi_T}{I_2} \ln \frac{E_M - U_{BE1}}{I_2 R} \quad (2.7)$$

Ushbu sxema soddaligiga qaramasdan, temperatura bo'yicha barqarorlikni yaxshi ta'minlaydi, chunki  $R_E$  rezistor orqali manfiy TA ga ega. Hisoblashlardan temperatura bir gradusga o'zgarganda tokning nobarqarorligi  $\Delta I_2 = 2,5$  mkA ni tashkil etishi ma'lum. Bundan tashqari,  $R_E = 1$  kOm (statik qarshilik) bo'lganda BTGning dinamik qarshiligi 1 MOmga yaqin bo'ladi.

**O'zgarma kuchlanish sathini siljituvchi sxema**, ko'p kaskadli o'zgarma tok kuchaytirgichlarda kaskadlarni kuchlanish bo'yicha o'zaro muvofiqlashtirishda keng qo'llaniladi. Bunday sxemalar **sath translyatorlari** deb ham ataladi. Ular navbatdagi kaskad kirishidagi signalning o'zgarma tashkil etuvchisini siljitishi va o'zgaruvchan tashkil etuvchisini buzmasdan uzatishi kerak.

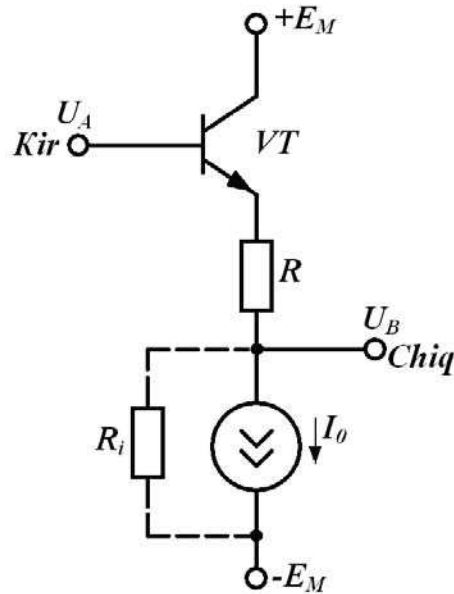
Eng sodd sath siljituvchi sxema bo'lib emitter qaytargich xizmat qiladi. Uning chiqish (emitter) potentsiali sathi baza potentsiali sathidan  $U^*$  kattalikka past bo'lib, signal  $K_U \approx 1$  koeffitsiyent bilan uzatiladi.

$U^*$  kattalik ochiq o'tish kuchlanishi deb ataladi. Gap shundaki, normal tok rejimida (to'g'ri toklar  $I = 10^{-3} \div 10^{-4}$  A oralig'ida bo'lganda), kremniyli  $p - n$  o'tishdagi kuchlanish  $0,65 \div 0,7$  V bo'ladi. Mikrorejimda esa (toklar  $I = 10^{-5} \div 10^{-6}$  A bo'lganda), kuchlanishning mos o'zgarishlari  $0,52 \div 0,57$  V bo'ladi.

Shunday qilib, toklar diapazoniga bog'liq holda to'g'ri kuchlanishlar biroz farq qiladi, lekin diapazon oralig'ida ularni o'zgarma deb hisoblash va parametr sifatida olish mumkin. Xona temperaturasi uchun normal rejimda  $U^* = 0,7$  V, mikrorejimda esa  $U^* = 0,5$  V deb qabul qilingan.

Agar kuchlanish sathini  $2U^*$  martaga pasaytirish kerak bo'lsa, u holda kuchlanish qaytargichning emitter zanjiriga to'g'ri siljirilgan diod ulanadi.

Kuchlanish sathi  $U^*$  ga marta bo'lmagan miqdorda siljirilishi zarur bo'lsa, BTGdan foydalanishga asoslangan sath siljitivchi universal sxemadan foydalaniladi. Bu sxema 2.6 – rasmda keltirilgan.



2.6 – rasm. Kuchlanish sathini siljitivchi universal sxema.

Sxemada BTG VT tranzistor emitter zanjiriga ulangan bo'lib, uning bazasi avvalgi kaskad chiqishi bilan bevosita ulangan. VT tranzistorning emitter potentsiali  $I_0 \cdot R$  qiymatga pasayadi. Natijada, A nuqtaning potentsiali qanday bo'lishidan qat'iy nazar, B nuqtaning potentsiali

$$U_B = U_A - U_{BE} - RI_0. \quad (2.8)$$

Berilgan  $U_A$  da  $U_{BE}$  ning qiymati  $I_0$  tok qiymatiga mos bo'ladi va natijada,  $R$  ning shunday qiymatini tanlash mumkinki,  $U_B$  ning qiymati avvaldan belgilangan qiymatga mos bo'lsin.

Sxemaning chiqishidagi signal (B nuqta) kirishdagi (A nuqta) signalni qaytarishiga ishonch hosil qilish qiyin emas. (2.8) ifoda asosida  $I_0 = \text{const}$  bo'lgani uchun

$$\Delta U_A = \Delta U_B - \Delta U_{BE}$$

bo'ladi. Baza potentsialining o'zgarishi  $U_{BE}$  qiymatini o'zgartira olmaydi, chunki tranzistor emitteri potentsiali amalda shu ondayoq baza potentsiali o'zgarishiga mos keladi. Natijada,  $\Delta U_{BE} = 0$  va  $\Delta U_A = \Delta U_B$  bo'ladi. BTGning dinamik qarshiligi  $R_i = \infty$  bo'lsagina, yuqoridagi ifoda o'rinli bo'ladi.  $R_i$  ning qiymati odatda 100 kOm ÷ 1 MOm,  $R$  esa 1 ÷ 2 kOm bo'ladi. Shuning uchun signal uzatish koeffitsiyenti birga yaqin bo'ladi.



**Differensial kuchaytirgichlar.** 1 – bobda ko'rib chiqilgan manfiy TAlI kuchaytirgich kaskadlar kuchlanish bo'yicha kichik kuchaytirish ko'effitsiyentiga ega bo'lgan holda yuqori barqarorlikka, nolining dreyfi kichik bo'lishiga qaramasdan, turli xalaqitlar ta'siridan himoyalangan. Natijada kirishga signal berilmaganda chiqishda yolg'on signallar paydo bo'lishi mumkin. Xalaqitlar manbai bo'lib:

1. Yuqori chastotali tebranishlarni generatsiyalovchi turli qurilmalar, masalan, radiouzatgich, yuqori chastotali apparaturalar;

2. Ishlaganida elektr zaryad hosil qiluvchi qurilmalar, masalan, elektr dvigatellar va generatorlar, avtomobillar dvigatellarini o't olidirish tizimlari va shunga o'xshashlar xizmat qiladi.

Xalaqitlar signal sifatida elektron asbobga ta'minot manbalari liniyalaridan yoki signal kiritish va chiqarish zanjirlaridan kirishi mumkin. Hozirgi kunda xalaqitlar bilan kurashish uchun ko'p samarali choralar ko'rilgan. Ularning hammasi xalaqit signalini so'ndirishga yo'naltirilgan bo'lib, chuqur manfiy TA kiritish shular jumlasidandir. TA foydali signal kuchaytirish ko'effitsiyentini keskin kamayishiga olib keladi, chunki xalaqit signali ham, foydali signal ham, bitta kirishga beriladi. Shuning uchun, ham signal kuchaytirish ko'effitsiyentini, ham xalaqitlarni so'ndirish ko'effitsiyentini oshirish uchun kuchaytirgich:

- xalaqit uchun chuqur manfiy TAni ta'minlashi;
- bir vaqtda foydali signal uchun manfiy TAni yo'qotishi kerak.

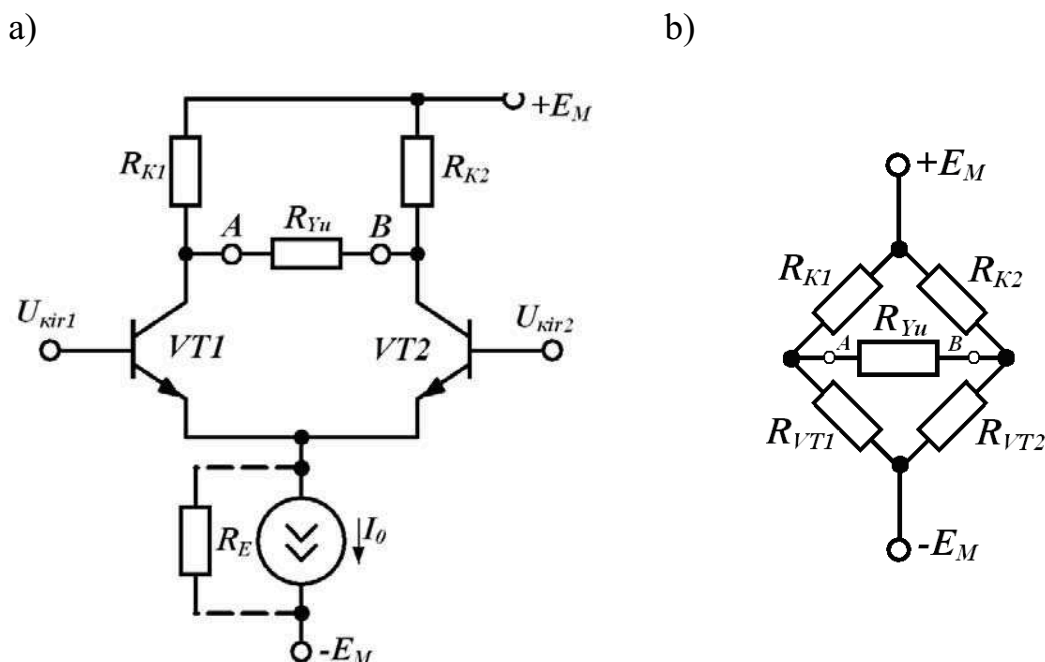
Bu talablarga **differensial kuchaytirgich (DK)** javob beradi. DKda chiqish kuchlanishi har bir kaskad chiqish kuchlanishlarining ayirmasi sifatida shakllanib, ko'prik sxema ko'rinishida bo'ladi. Ko'prik sxemalar o'lchashlarning turli xatoliklarini kompensatsiyalash uchun qo'llaniladi. Bu xatoliklar barqarorlikni buzuvchi omillar hisobiga hosil bo'ladi.

DKning ananaviy sxemasi 2.7, a – rasmda keltirilgan. Kuchaytirgich ikkita simmetrik yelkadan tashkil topgan bo'lib, birinchisi VT1 tranzistor va  $R_{K1}$  rezistordan, ikkinchisi esa VT2 tranzistor va  $R_{K2}$  rezistordan tashkil topgan.  $R_E$  rezistor ikkala yelka uchun umumiy. Har bir yelka manfiy TAlI UE ulangan kaskadni tashkil etadi. Sxemaning boshlang'ich ish rejimi  $I_0$  tok bilan aniqlanuvchi BTG yoki uni o'rnini bosuvchi katta nominalli  $R_E$  rezistor bilan ta'minlanadi.

DK elementlari ko'prik sxema hosil qiladi (2.7, b – rasm). Sxema diagonallaridan biriga ikki qutbli kuchlanish manbai  $\pm E_M$ , ikkinchisiga esa – yuklama qarshiligi  $R_{Yu}$  ulangan. Sxemadan foydalanilgan holda, ko'prik balansi sharti, ya'ni uning chiqish kuchlanishi  $U_{CHIQ} = U_A - U_B$  nolga teng bo'ladi:

$$R_{VT1} \cdot R_{K2} = R_{VT2} \cdot R_{K1}. \quad (2.9)$$

Shart bajarilganda, ya'ni  $E_M$  kuchlanishlar va ko'prik yelkalari qarshiliklari o'zgarsa ham, balans buzilmaydi.



2.7 – rasm. Differensial kuchaytirgich (a) va uning ekvivalent sxemasi (b).

VT1 va VT2 tranzistorlar parametrlari bir xil ( $R_{VT1} = R_{VT2}$ ),  $R_{K1} = R_{K2}$  bo'lgan ideal DK xususiyatlarini ko'rib chiqamiz.  $U_{KIR1} = U_{KIR2}$  bo'lganda kollektorlar potentsiallari  $U_{K1}$  va  $U_{K2}$  bir xil, natijada, yuklamadagi chiqish kuchlanishi  $U_{CHIQ} = U_{K1} - U_{K2} = 0$  bo'ladi. Sxema simmetrik bo'lgani uchun, kuchlanish manbai va temperatura bir vaqtda o'zgariganda, chiqish kuchlanishi  $U_{CHIQ} = 0$  qiymati saqlanib qoladi, ya'ni ideal DKda nolning dreyfi bo'lmaydi.

DK ikkita kuchlanish manбайдan ta'minlanadi. Bu manbalarning kuchlanishlari modul bo'yicha bir – biriga teng. Ikkinchi manba ( $-E_M$ ) ning ishlatilishi VT1 va VT2 tranzistorlarlarning emitterlari potentsiallarini (E nuqta) umumiy shina potentsialigacha kamaytirish imkonini beradi. Bu, birinchidan, DK kirishlariga signallar sathini siljitmasdan uzatish (kiritish), ikkinchidan, ham musbat, ham manfiy kirish signallari bilan ishlash imkonini beradi.

DK kirishlariga amplitudalari teng va fazalari bir xil signallar beraylik. Bunday signallar *sinfaz* signallar deb ataladi. Sinfaz signallar manbai bo'lib xalaqitlar xizmat qiladi. Agar sinfaz signallar musbat bo'lsa, VT1 va VT2 tranzistorlarlarning emitter toklari qiymatlari ortadi. Natijada emitter toki orttirmasi  $\Delta I_E$  hosil bo'ladi va u DK yelkalari orasida teng taqsimlanadi, kollektorlar potentsiallari bir xil qiymatga o'zgaradi. Natijada, bu holda ham  $U_{CHIQ} = 0$  bo'ladi.

Real DKlarda  $R_{K1} \neq R_{K2}$  bo'lgani uchun chiqishda kuchlanish hosil bo'ladi. Sinfaz signallar uchun kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_{USF}$  ni hisoblaymiz. DK da  $R_E$  rezistor tok bo'yicha ketma-ket manfiy TA hosil qiladi, tok orttirmasi esa, unda manfiy TA signalini hosil qiladi. Demak,  $K_{USF}$  manfiy TAli kuchaytirgich kaskad uchun yozilgan oddiy formula bilan hisoblanishi mumkin. DKda  $R_E$  rezistor

emitter zanjirlar uchun umumiy bo'lgani uchun  $R_E$  o'rniga  $2R_E$  ishlatish kerak, ya'ni

$$K_{USF} = \frac{R_{K1}}{2R_E} - \frac{R_{K2}}{2R_E} = \frac{\Delta R_K}{2R_E} \quad (2.10)$$

Amalda sinfaz signal ishchi signaldan minglarcha marta katta bo'lgani sababli,  $K_{USF} \ll 1$  bo'lishiga intiliniladi. Buning uchun  $R_E$  qiymati oshirilishi kerak. Lekin, IMSlarda katta nominalli rezistorlarni hosil qilish maqsadga muvofiq emas. Shuning uchun  $R_E$  rezistor o'rniga katta nominalli rezistorning elektron ekvivalentidan foydalaniladi. Bunday ekvivalent bo'lib o'zgaruvchan tokka qarshiligi bir necha MOMni tashkil etuvchi BTG xizmat qiladi.

Monolit IMSda kollektor qarshiliklari tarqoqligi  $\Delta R_K \pm 3\%$  dan ortmaydi. Baholash uchun,  $R_K$  larning qiymat bo'yicha katta va kichik tomonga og'ishi bir xil, lekin ishoralari bilan farq qiladi (eng noxush holat) deb hisoblaylik. Unda  $R_K = 5 \text{ kOm}$ ,  $R_E = 1 \text{ MOM}$  bo'lganda,  $K_{USF} \approx 0,3 \cdot 10^{-3}$  tashkil etadi. Shunday qilib, masalan, agar sinfaz signal amplitudasi  $1 \text{ V}$  bo'lsa, berilgan  $K_{USF}$  da DK chiqishida  $0,3 \text{ mV}$  ga teng yolg'on signal paydo bo'ladi. Demak, bu holda kuchaytirish haqida emas, balki sinfaz signalni so'ndirish haqida gapirish o'rinli bo'ladi.

DK simmetrik bo'lgani sababli kirish signali  $U_{KIR}$  EO'lar orasida teng taqsimlanadi: ularning birida kuchlanish  $0,5 \cdot U_{KIR}$  qiymatga ortadi, ikkinchisida esa shu qiymatga kamayadi.  $U_{KIR1}$  kuchlanishi ortsin,  $U_{KIR2}$  esa – kamaysin. Bunda VT1 tranzistorning emitter va kollektor toklari musbat orttirma, VT2 tranzistorning mos toklari esa – manfiy orttirma oladi. Natijada chiqish kuchlanishi hosil bo'ladi

$$U_{CHI} = \Delta I_{K1} \cdot R_{K1} - (-\Delta I_{K2} \cdot R_{K2})$$

Emitter toklarining o'zgarishi zanjirlar uchun umumiy  $R_E$  rezistorda manfiy TA signalini tashkil etuvchi

$$\Delta U_E = R_E (\Delta I_{E1} - \Delta I_{E2})$$

orttirma hosil qiladi.

Agar DK ideal simmetrik bo'lsa,  $|\Delta I_{E1}| = |\Delta I_{E2}|$  va  $\Delta U_E = 0$ .

Natijada, emitterlar potentsiali o'zgarmas qoladi va DK uchun manfiy TA signali mavjud bo'lmaydi. Shu sababli DKning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti TAsiz UE ulangan kaskad uchun ilgari yozilgan ifoda bilan aniqlanadi

$$K_U = \frac{\alpha R_K I_E}{\varphi_T} = -\frac{h_{21} R_K}{h_{11}} \quad (2.11)$$

$\alpha \approx 1$ ,  $R_K = 5 \text{ kOm}$ ,  $I_E = 1 \text{ mA}$ ,  $\varphi_T = 0,025 \text{ V}^{-1}$  bo'lganda,  $K_U = -200$  bo'ladi.

Amalda DKning to'rt xil ulanishidan foydalaniladi: simmetrik kirish va chiqish; simmetrik kirish va nosimmetrik chiqish; nosimmetrik kirish va simmetrik chiqish; nosimmetrik kirish va chiqish.

Simmetrik kirishda signal manbai DK kirishlari orasiga (tranzistorlar bazalari orasiga) ulanadi. Simmetrik chiqishda yuklama qarshiligi DK chiqishlari orasiga (tranzistorlar kollektorlar orasiga) ulanadi.

Nosimmetrik kirishda signal manbai DKning bitta kirishi va umumiy shinasiga ulanadi. Nosimmetrik chiqishda yuklama qarshiligi tranzistorlardan birining kollektori va umumiy shina oralig'iga ulanadi.

DKning kuchaytirish koeffitsiyenti kirish signal berish usuliga, ya'ni kirish simmetrik yoki nosimmetrikligiga bog'liq emas.

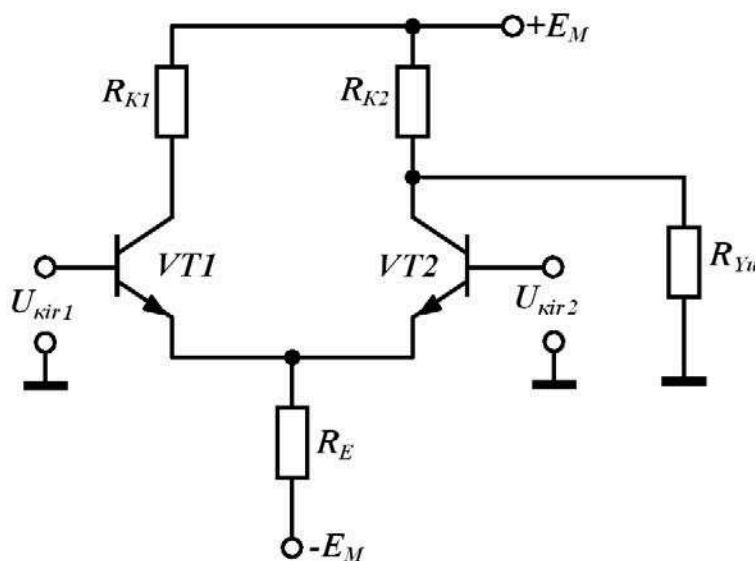
Nosimmetrik chiqishda yuklama bir elektrodi bilan tranzistorlardan birining kollektoriga, boshqa elektrodi bilan esa – umumiy shinaga ulanadi. Bu holda  $K_U$  simmetrik chiqishdagiga nisbatan 2 marta kichik bo'ladi.

Nosimmetrik kirish va chiqishda, agar kirish signali DK chiqish signali olinadigan yelka kirishiga berilgan bo'lsa, bu holda kuchaytirishga DKning faqat bir yelkasi ishlaydi. Agar kirish signali DKning bir yelkasiga berilgan bo'lsa-yu, chiqish signali boshqa yelka chiqishidan olinsa, birinchi holdagidek  $K_U$  ga ega bo'lgan, inverslanmagan signal olinadi. Agar chiqish signali har doim berilgan bitta chiqishdan olinsa, DK kirishlariga “inverslaydigan” va “inverslamaydigan” degan nom beriladi.

Nosimmetrik kirish va chiqishli kaskad namunasi 2.8 – rasmda keltirilgan. Bunda foydalanilmaydigan kirish kuchlanishi o'zgarmas sathli qilib olinadi, masalan, umumiy shinaga ulanadi. Agar kirish signali  $U_{KIR1}$  ga berilsa, chiqishda inverslanmagan signal olinadi. Demak,  $U_{KIR1}$  inverslamaydigan kirish,  $U_{KIR2}$  esa – inverlaydigan kirish bo'ladi.

DKning asosiy parametrlaridan biri bo'lib sinfaz signallarni so'ndirish koeffitsiyenti (SSSK) hisoblanadi. SSSK deb  $K_{U,DF}$  ni  $K_{U,SF}$  ga nisbatining detsibellarda ifodalangan qiymati tushuniladi, ya'ni

$$SSSK = 20 \lg(K_{U,DF} / K_{U,SF}).$$



2.8 – rasm. Nosimmetrik kirish va chiqishli DK.

Zamonaviy DKlarda SSSKning qiymati odatda 60÷100 dB orasida bo'ladi.

DKning keyingi asosiy parametri uning dinamik diapazonidir. Dinamik diapazon deganda kuchaytirgich kirishidagi maksimal va minimal signallar amplitudalari nisbati tushuniladi

$$D(\text{dB}) = 20 \lg(K_{KIR.\text{max}} / K_{KIR.\text{min}}).$$

Minimal signal DKning xususiy xalaqitlari bilan, maksimal signal esa – signal shaklining buzilishlari bilan chegaralanadi. Nochiziqli buzilishlar signal ta'sirida tranzistor to'yinish yoki berk rejimga o'tganda hosil bo'ladi.

Hisoblar ko'rsatishicha, ruxsat etilgan maksimal kirish signali  $\varphi_T = r_E \cdot I_E$  dan katta bo'lishi mumkin emas. Bu yerda  $r_E$  – EO'ning differensial qarshiligi;  $I_E$  – sokinlik rejimidagi emitter toki.  $r_E = 50$  Om va  $I_E = 12$  mA bo'lganda  $\varphi_T = 50$  mV. Amalda signal buzilishlari katta bo'lmasligi uchun kirish signali amplitudalari  $0,5 \cdot \varphi_T$  atrofida bo'lmog'i kerak. Gap shundaki,  $\varphi_T$  ga yaqinlashgan sari, emitter toki, u bilan birgalikda,  $r_E$  qarshilik qiymati va kuchaytirish koeffitsiyenti juda sezilarli darajada o'zgaradi.

Turli modifikatsiyali DKlar o'zlarining **aniqlik parametrlari** bilan xarakterlanadilar.

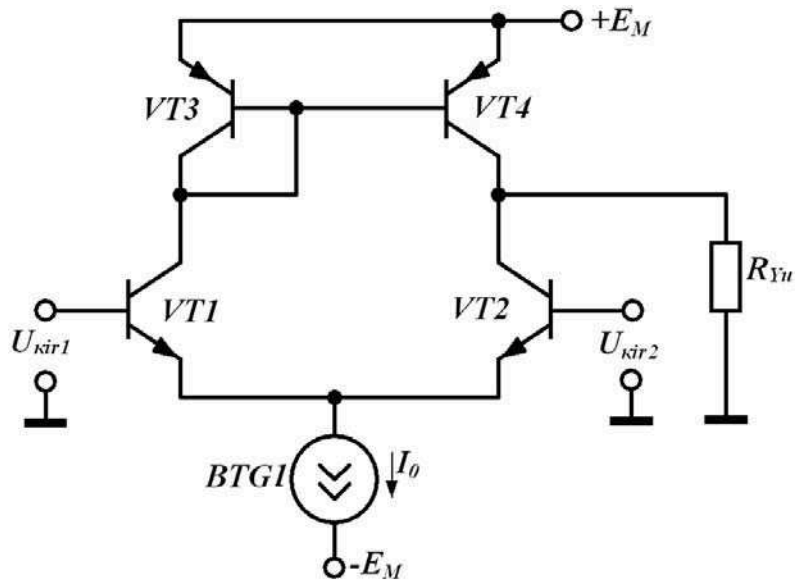
Shunday parametrlardan biri bo'lib nolning siljish kuchlanishi  $U_{SIL}$  xizmat qiladi. DK chiqishida nolga teng kuchlanish olish uchun kirishga beriladigan kuchlanish qiymati siljituvchi kuchlanish deb ataladi. Gap shundaki, yelkalar assimetriyasi hisobiga kirishda signal bo'lmagan holda, chiqishda qandaydir kuchlanish paydo bo'ladi. Bu kuchlanish signal sifatida qabul qilinishi mumkin. Turli DKlarda  $U_{SIL}$  qiymati 30÷50 mV bo'lishi mumkin.  $U_{SIL}$  ning temperaturaga bog'liqligini e'tiborga olish zarur. Bu bog'liqlik **temperatura sezgirlik**  $\varepsilon_U = 0,05-70$  mV/°C bilan ifodalanadi.

DKning yana bir aniqlik parametri – siljitish toki  $\Delta I_{SIL}$  dir. U **kirish toklari ayirmasidan** iborat. Parametrning an'anaviy qiymatlari mikroamperlardan nanoamper ulushlarigacha bo'ladi. Siljish toki signal manbai qarshiligi  $R_G$  orqali o'tib, unda yolg'on signal hosil qiladi. Masalan, agar  $\Delta I_{SIL} = 20$  nA va  $R_G = 100$  kOm bo'lsa,  $\Delta I_{SIL} \cdot R_G = 2$  mV ni tashkil etadi.

**O'rtacha kirish toki**  $I_{KIR.O'RT}$  - ham DKning aniqlik parametrlaridan hisoblanadi. O'rtacha kirish toki siljish tokidan ancha katta qiymatga ega va turli DKlarda  $1 \div 7 \cdot 10^3$  nA bo'ladi. O'rtacha kirish toki signal manbai qarshiligi  $R_G$  orqali o'tib, unda kuchlanish pasayishi hosil qiladi. Bu kuchlanish o'zini kiruvchi sinfaz signaldek tutadi.  $K_{U.SF}$  marta so'ndirilgan ushbu kuchlanish DK chiqishida yolg'on signal sifatida hosil bo'ladi.

DK kuchaytirish koeffitsiyenti kollektor zanjiridagi  $R_K$  yuklama qarshiligiga bog'liq bo'ladi. Integral texnologiyada  $R_K$  qiymatining ortishi bilan, kristalda u egallagan yuza ortadi va tranzistorlar ish rejimlari saqlangan holda, kuchlanish manbai qiymati ham ortadi. Shuning uchun DKlarda kuchaytirish koeffitsiyentini oshirish uchun,  $R_K$  rezistorlar o'rniga, dinamik (aktiv) yuklamadan foydalaniladi. Dinamik yuklama bipolyar yoki maydoniy tranzistorlar asosida hosil qilinadi.

Yuklama sifatida ikkinchi BTG ishlatilgan DK sxemasi 2.9 – rasmda keltirilgan. Ikkinchi BTG  $p - n - p$  turli VT3 va VT4 tranzistorlar asosida yaratilgan. Birinchi BTG ilgariidek DK sokinlik rejimini belgilaydi va emitter qarshiligi sifatida ishlatiladi.



2.9 – rasm. Dinamik yuklamali DK sxemasi.

BTGlarning statik qarshiligi differensial qarshiligiga nisbatan ko'p marta kichik. Bu holda BTGdan sokinlik toki oqib o'tishi hisobiga kuchlanish pasayishi, uning statik qarshiligi bilan aniqlanadi. Signal berilganda kollektor toklarining o'zgarishi hisobiga chiqish kuchlanishining o'zgarishi uning differensial qarshiligi bilan bog'liq bo'ladi. Shuning uchun (2.11) formulada  $R_K$  o'rniga  $R_{DIF}$  qo'yilishi kerak. Bunda kuchaytirish koeffitsiyentining kaskadda ruxsat etilgan maksimal qiymati topiladi. Tashqi yuklama ulanganda kuchaytirish koeffitsiyentining absolut qiymati faqat uning qarshiligi  $R_{Yu}$  bilan aniqlanadi, ya'ni (2.11) formulada  $R_K$  o'rniga  $R_{Yu}$  qo'yilishi kerak.

DKning asosiy parametrlariga differensial va sinfaz signallarni kuchaytirish koeffitsiyentidan, sinfaz tashkil etuvchini so'ndirish koeffitsiyentidan tashqari kirish va chiqish qarshiliklari ham kiradi.

Simmetrik chiqishda yuklama qarshiligi  $R_{Yu}$  e'tiborga olinmaganda DKning chiqish qarshiligi

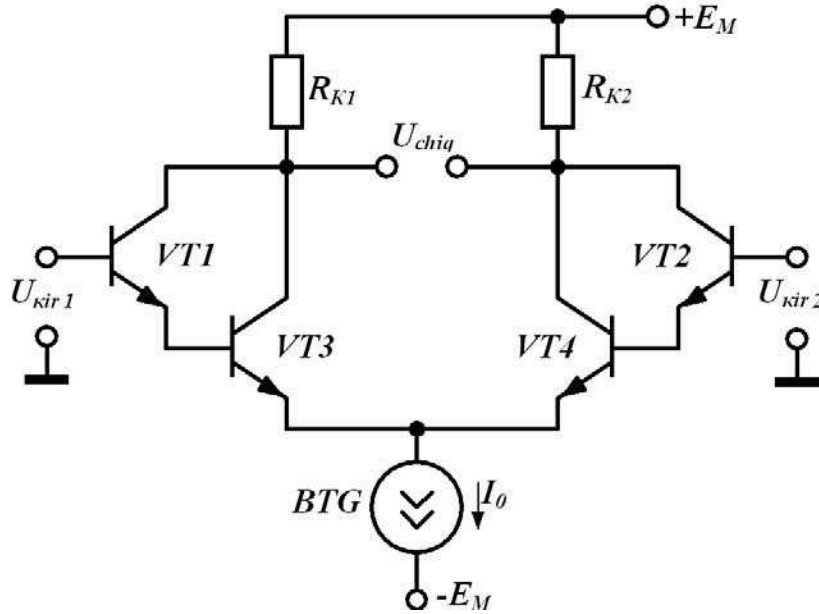
$$R_{CHI} \cong R_{K1} + R_{K2}.$$

Simmetrik kirishda DKning kirish qarshiligi chap va o'ng tomonlar kirish qarshiliklari yig'indisiga teng bo'ladi va signal manbaiga nisbatan ketma - ket ulangan bo'ladi.  $R_E=0$  bo'lganda:

$$R_{KIR} = 2[(\beta + 1)r_E + r_B].$$

$\beta = 100$ ,  $r_E = 250 \text{ Om}$  va  $r_B = 150 \text{ Om}$  bo'lsin, bunda  $R_{KIR} = 5,35 \text{ kOm}$  bo'ladi.

$\beta$  ning qiymati tranzistor sokinlik tokiga  $I_{B0}$  bog'liq. Shuning uchun kirish qarshiligini oshirish uchun DKni kichik signal rejimida ishlatish kerak. Kaskad kuchaytirish koeffitsiyenti va DK kirish qarshiligini sezilarli oshirish maqsadida tarkibiy tranzistorlardan foydalaniladi. Ko'proq Darlington sxemasi ishlatiladi (2.10 – rasm).



2.10 – rasm. Tarkibiy tranzistorlar asosidagi DK sxemasi.

Bunday DKning tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_I \approx h_{21E}^2 = \beta^2 .$$

Tarkibiy tranzistorning kirish qarshiligi

$$R = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{U_{BE1} + U_{BE2}}{I_{B1}} = R_{KIR1} + \frac{U_{BE2}}{I_{B1}} .$$

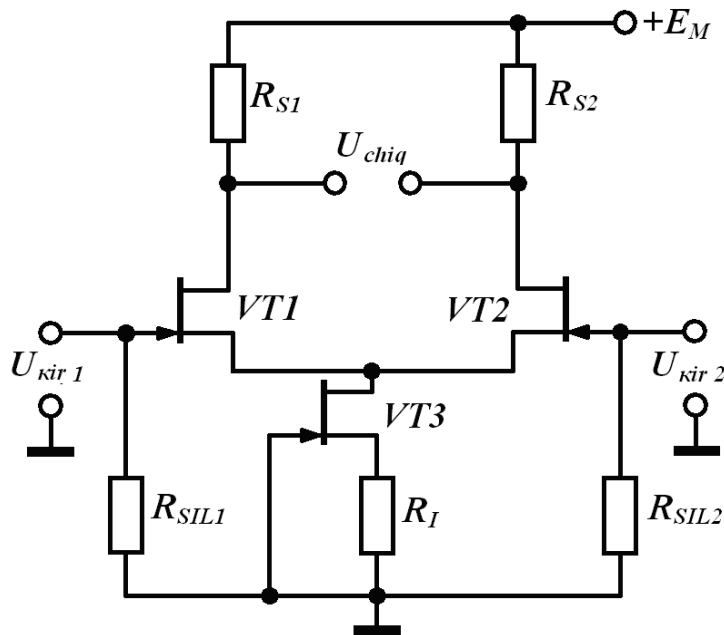
bo'ladi. O'zgartirishlarni kiritib:

$$R_{KIR} = R_{KIR1} + (\beta + 1)R_{KIR2} \approx \beta R_{KIR2} .$$

Demak, tarkibiy tranzistorlar qo'llanilganda DK kirish qarshiligi  $\beta$  marta ortar ekan.

DK kirish qarshiligini kichik kirish tokiga ega MTlarni qo'llab ham oshirish mumkin. Bunday sxemalarni yaratishda  $p - n$  o'tish bilan boshqariluvchi MTlar afzal hisoblanadi, chunki ular xarakteristikalarining barqarorligi yuqoriroq.

Kanali  $p - n$  o'tish bilan boshqariladigan  $n -$  kanalli MTlar asosidagi DKning ananaviy sxemasi 2.11 – rasmda keltirilgan. Tok belgilovchi BTG VT3 tranzistor bilan  $R_I$  rezistor asosida hosil qilingan.



2.11 – rasm. MTlar asosidagi DK sxemasi.

$R_{SIL1}$  va  $R_{SIL2}$  rezistorlar VT1 va VT2 tranzistorlar zatvoriga boshlang'ich siljitish berish uchun xizmat qiladi. DKning kirish qarshiligi teskari siljirilgan  $p - n$  o'tishning differensial qarshiligidan iborat bo'ladi va  $10^8 \div 10^{10}$  Om ni tashkil etadi.

Ba'zan DK kirish qarshiligini oshirish uchun  $n -$  kanalli  $p - n$  o'tish bilan boshqariladigan MT va  $n-p-n$  tuzilmali BTlardan tashkil topgan tarkibiy tranzistorlardan foydalaniladi.

DKlarning barcha ko'rilgan turlari har xil OKlarning kirish kaskadlari sifatida ishlatiladi.

**Kuchaytirgichlarning chiqish kaskadlari.** Kuchaytirgichlarning chiqish kaskadlari (CHK) yuklamada  $0,01 \div 10^2$  Vt bo'lgan yetarlicha katta quvvatni ta'minlashi zarur. Buning uchun CHKlari tranzistorlari tok va kuchlanishlarning katta qiymatlarida ishlashi kerak. Demak, kuchlanish manbaining asosiy quvvatini iste'mol qilishi kerak. Shuning uchun, FIKni oshirish maqsadida sokinlik rejimida (ya'ni signal bo'lmagan holda) kaskadning toki nolga yaqin bo'lishi maqbul.

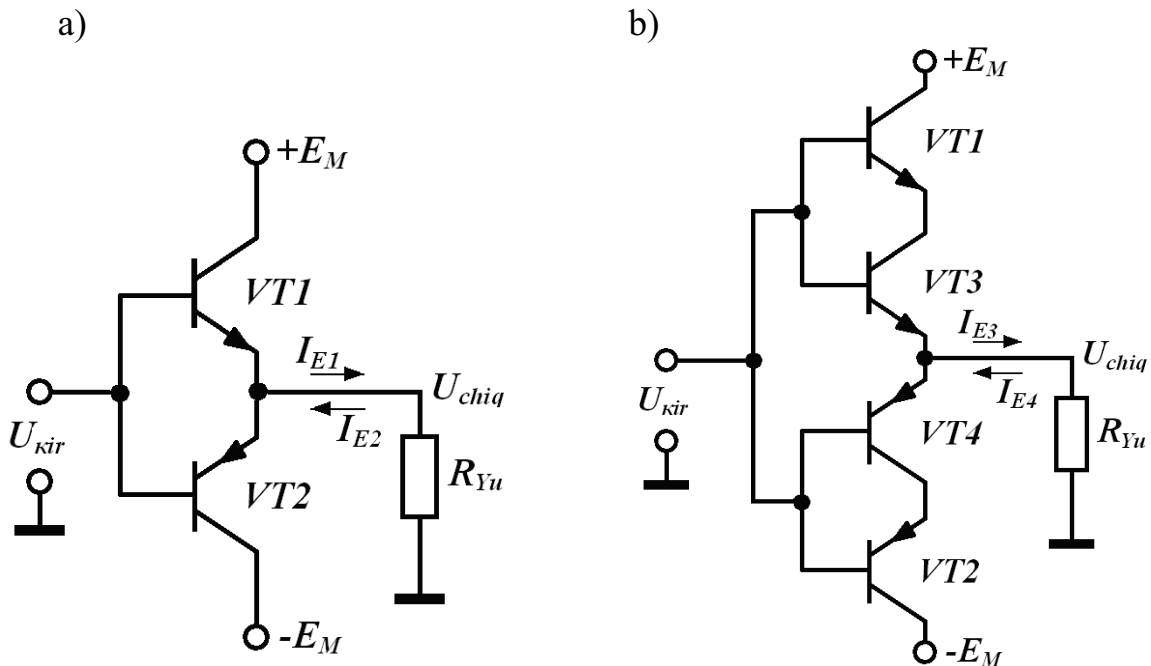
Emitter qaytargich turdagi bir taktli CHKlar A sinf rejimida va FIKning kichikligi sababli chiqish quvvatining kichik qiymatlarida ishlaydi.

Chiqish quvvati katta CHKlarda faqat ikki taktli kuchaytirgich kaskadlar ishlatiladi. Bunday kuchaytirgichlar B va AB sinf rejimlarida tranzistorlarning ketma-ket ishlashi bilan ta'minlanadi.

Komplementar BT va injeksiya – voltaik tranzistorlar asosidagi B sinfda ishlaydigan ikki taktli kuchaytirgich sxemasi 2.12, a va b – rasmda ko'rsatilgan:



VT1 tranzistor  $n - p - n$ , VT2 tranzistor esa -  $p - n - p$  tuzilishga ega. Tranzistorlar emitter zanjiriga yuklama  $R_{Yu}$  ulangan bo'lib, ular kuchlanish qaytargich (emitter qaytargich) rejimida ishlaydi.



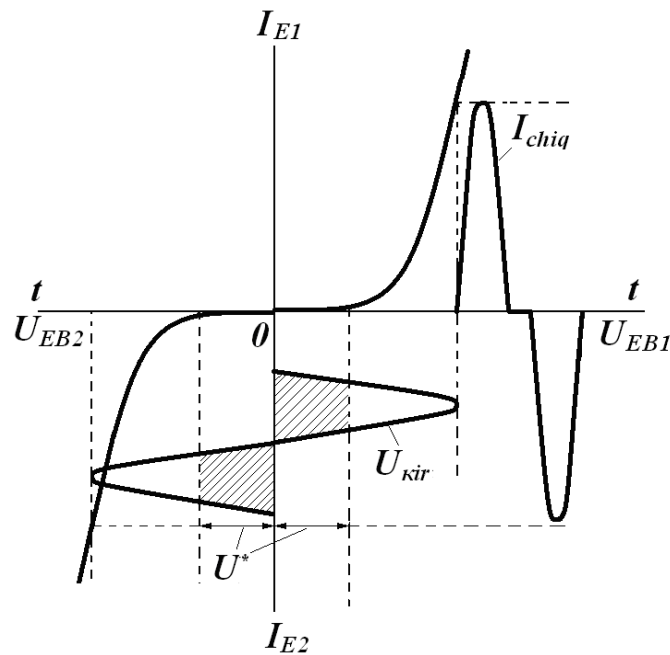
2.12 – rasm. B sinfida ishlaydigan ikki taktli kuchaytirgich sxemalari: BT (a) va IVTli (b).

Sxemada absolyut qiymatlari teng  $+ E_M$  va  $- E_M$  ikki qutbli kuchlanish manbalari ishlatilgan. Sokinlik rejimida EO'larda kuchlanish nolga teng bo'lgani uchun ikkala tranzistor berk bo'lib, kuchlanish manбайдan energiya sarflanmaydi.

Kirishga  $U_{KIR}$  ning musbat yarim davri berilganda VT1 tranzistor ochiladi va yuklama orqali  $I_{E1}$  tok oqib o'tadi. Manfiy yarim davrda VT2 tranzistor ochiladi va  $I_{E2}$  tok yuklamadan qarshi yo'nalishda oqib o'tadi. Quvvat kuchaytirilishi faqat tok kuchaytirilishi hisobiga amalga oshib, emitter va baza toklari nisbatiga teng, ya'ni  $\beta+1$  bo'ladi. Kuchaytirgichning maksimal FIK  $\eta = 78,5 \%$  ni tashkil etadi.

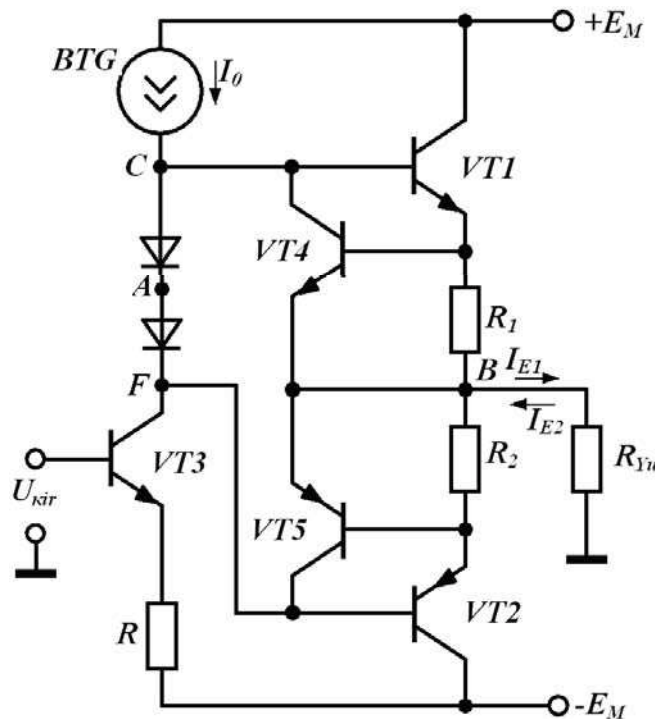
Afsuski, B sinf kuchaytirgichlar katta noxiziqli buzilishlarga ega. Buzilishlar hosil bo'lishiga tranzistor kirish VAX boshlang'ich sohasining noxiziqligi sababdir. Kuchaytirgich uzatish xarakteristikasidagi chiqish signali shaklini ko'rib chiqamiz (2.13 – rasm). Ko'rinib turibdiki, signalning shtrixlangan sohalari kuchaytirilmaydi, ya'ni signal shakli buziladi. Bunday buzilishlar, ayniqsa, kirish signali amplitudasi  $U^*$  kuchlanishga yaqin ( $U_{KIR} \leq 0,7 \text{ V}$ ), ya'ni tranzistorlar amalda berk bo'lganda sezilarli bo'ladi.

Noxiziqli buzilishlarni oldini olish uchun tranzistorlar bazalariga sath siljitivchi sxema yordamida siljitivchi kuchlanish beriladi.



2.13 – rasm. Uzatish xarakteristikasida kuchaytirgich chiqish signalining shakli.

CHKning AB sinfida ishlashini ta'minlash uchun qo'llaniladigan ananaviy sxemalardan biri 2.14 – rasmda keltirilgan. Tranzistorlar bazalari orasiga alohida siljituvchi kuchlanish beriladi. Bundan tashqari, tranzistorlar o'ta yuklanishdan, masalan, yuklama elektrodi tasodifan kuchlanish manbaining elektrodiga ulanishidan himoyalangan.



2.14 – rasm. AB sinf rejimida ishlaydigan CHK sxemasi.

Keltirilgan sxema elementlari vazifasini ko'rib chiqamiz.

VT1 va VT2 chiqish tranzistorlarini boshqaruvchi kuchlanishni hosil qilish uchun kuchaytirgichda VT3 asosidagi qo'shimcha kaskad ishlatilgan. U UE sxemada ulangan. Rezistor  $R$  chiqish toki bo'yicha ketma – ket manfiy TA zanjirini hosil qiladi. U kaskad ish rejimini barqarorlaydi. Bundan tashqari, VT3 tranzistor butun CHK kuchaytirish koeffitsiyentini oshiradi.  $R$  qarshilik qiymati shunday tanlanadiki, A nuqta potentsiali, sokinlik rejimida nolga teng bo'lsin. VD1 va VD2 diodlar VT1 va VT2 tranzistorlar parametrlari bir xil bo'lgani uchun B nuqta potentsiali (sokinlik rejimida kaskadning CHK kuchlanishi) ham nolga teng bo'ladi.

VT1 va VT2 tranzistorlar ikki taktli tok kuchaytirgichning yelkalarini tashkil etadi. Kirish kuchlanishining har bir yarim davrida yuklama toki kuchaytirgichning o'z yelkasi bilan hosil qilinadi. VT4 va VT5 tranzistorlar VT1 va VT2 tranzistorlarni o'ta yuklanishdan saqlash uchun xizmat qiladi. VD1 va VD2 diodlar BTG bilan birgalikda AB sinf ish rejimini ta'minlash uchun siljitish zanjirlarini hosil qiladi. Siljitish zanjirlari VT1 va VT2 tranzistorlarga emitter – baza kuchlanishlarni berish uchun xizmat qiladi.

BTG toki  $I_0$  signal mavjud bo'lmaganda, diodlardagi kuchlanish pasayishi kichik bo'ladigan qilib tanlanadi, VT1 va VT2 hamda VT4 va VT5 tranzistorlar deyarli berk holatda bo'ladi.

Kuchaytirgich kaskadning ishlash prinsipini ko'rib chiqamiz. VT3 tranzistor kirishiga signalning musbat yarim davri berilgan bo'lsin. U emitter toki va, mos ravishda, ushbu tranzistor kollektor tokining ortishiga olib keladi. Bunda C nuqta potentsiali pasayadi, chunki bu nuqtaga keluvchi tok qiymati o'zgarimas va BTG toki  $I_0$  ga teng, undan ketuvchi tok (VT3 tranzistor kollektor toki) qiymati esa ortadi. VT1 tranzistor bazasi bilan ulangan C nuqta potentsialining pasayishi VT1 ni berkitadi va uning baza toki nolga teng bo'lib qoladi. Lekin bunda VD1 va VD2 diodlardan o'tuvchi tok  $I_0$  ga teng bo'ladi va F nuqta potentsiali, C nuqta holatidek sababga ko'ra, pasayadi. F nuqta potentsiali pasayishi (VT2 tranzistor baza potentsiali) VT2 tranzistor baza tokining ortishiga, demak, ushbu tranzistor emitter tokining ham ortishiga olib keladi. BTG mavjud bo'lgani sababli baza tokining o'zgarishi VT3 tranzistor kollektor toki o'zgarishiga teng, ya'ni

$$\Delta I_{K3} = \Delta I_{B2} \quad . \quad (2.12)$$

VT2 tranzistor emitter toki ortishi yuklamada to'g'ri yo'nalishda tok paydo bo'lishiga olib keladi. VT1 tranzistor berk bo'lgani uchun

$$I_{Yu} = \Delta I_{E2} \quad . \quad (2.13)$$

Tranzistor toklari orasidagi munosabatlarni e'tiborga olgan holda, (2.12) va (2.13) asosida:

$$I_{Yu} = \beta_3 (\beta_2 + 1) \Delta I_{B3}$$

teng bo'ladi. Bu yerda  $\beta_3$ ,  $\beta_2$  – mos tranzistorlar baza toklarini uzatish koefitsiyentlari qiymatlari.

Shunday qilib, kaskadning tok bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti

$$K_I = \beta_3(\beta_2 + 1).$$

Kirishga manfiy yarim davrli kuchlanish  $U_{KIR}$  berilganda VT1 tranzistor ochiladi, VT2 tranzistor esa berk bo'ladi. Yuklamadagi kirish toki teskari yo'nalishga ega bo'ladi.

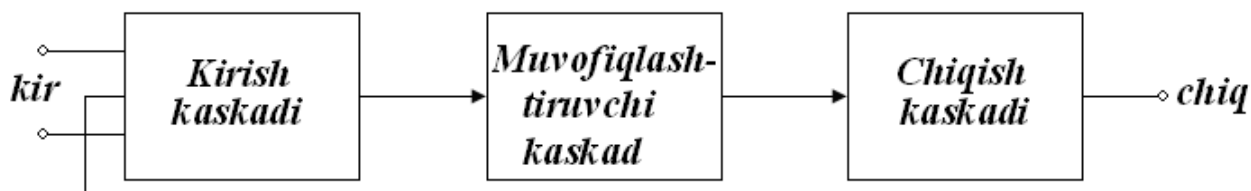
Kaskadning chiqish qarshiligi amalda VT2 yoki VT1 tranzistorlarning to'g'ri siljigan EO'lari qarshiligiga teng, ya'ni juda kichik bo'ladi.

VT4 va VT5 tranzistorlarning himoyalovchi funksiyalari quyidagicha amalga oshadi. Normal ish rejimida ular berk. Katta signalda yoki chiqish tasodifan kuchlanish manbaining elektrodlaridan biriga qisqa tutashganda VT4 va VT5 tranzistorlardan biri ochiladi va natijada himoyalovchi VT1 yoki VT2 tranzistorlar baza tokining bir qismi oqadi va shu bilan VT1 va VT2 tranzistorlarning emitter – baza o'tishi shuntlanadi. Bu ularni o'ta yuklanishdan saqlaydi.

Quvvat kuchaytirgichlarda chiqish tranzistorlari sifatida tarkibiy tranzistorlardan foydalaniladi. Ushbu prinsiplar MTlar asosidagi CHKlarni loyihalashda ham ishlatiladi. BTlar asosidagi qurilmalarga qaraganda bunday sxemalar noxiziqli buzilishlarning kichikligi va temperaturaga bardoshligi bilan farq qiladilar.

### 2.3. Operatsion kuchaytirgichlarning tuzilishi

Birinchi avlodga mansub uch kaskadli OK funksional sxemasi 2.15 – rasmda keltirilgan. U kirish, muvofiqlashtiruvchi va chiqish kuchaytirish kaskadlaridan tashkil topgan.

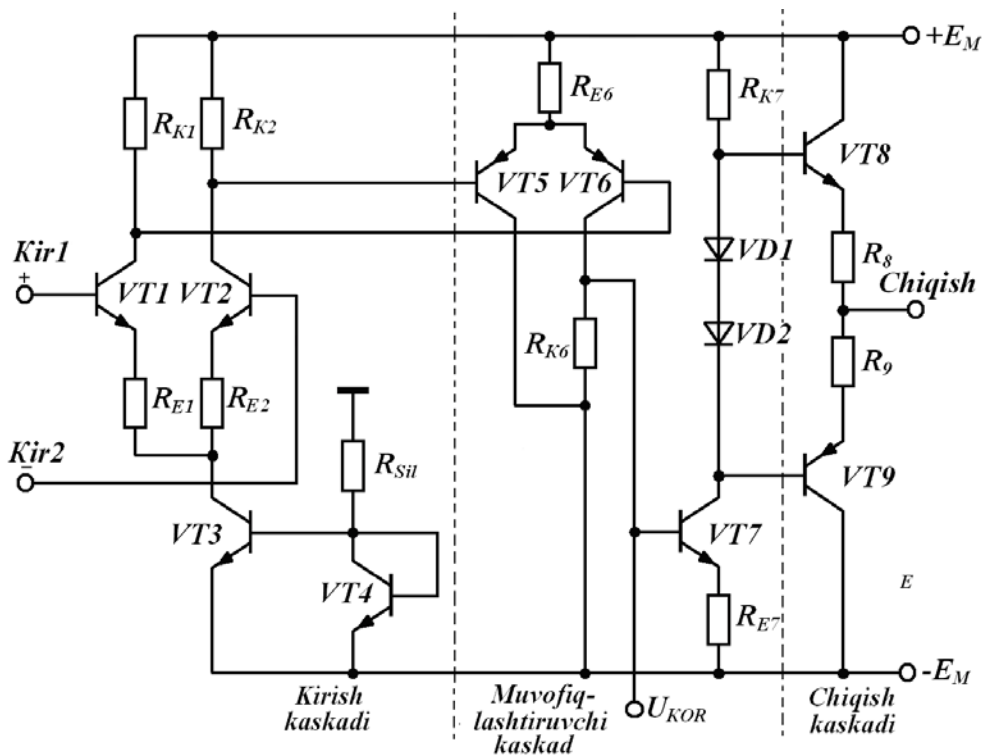


2.15 – rasm. Uch kaskadli OK funksional sxemasi.

OKlarda kirish kaskadi sifatida differensial kuchaytirgich (DK) qo'llaniladi. Ma'lumki, DK chiqishdagi nol dreyfini maksimal kamaytirishga, yuqori kuchaytirish koefitsiyentiga, maksimal yuqori kirish qarshiligiga va sinfaz tashkil etuvchilarni maksimal so'ndirishga imkon beradi. Muvofiqlashtiruvchi kaskad talab qilingan kuchaytirishni ta'minlaydi va DK chiqishidagi o'zgarmas kuchlanish

sathi siljishini chiqish kaskadi uchun talab etilgan qiymatgacha kamaytiradi. Muvofiqlashtiruvchi kaskad differensial yoki bir taktli kuchaytirgich bo'lishi mumkin. Chiqish kaskadlari OKning kichik chiqish qarshiligini va lozim bo'lgan chiqish quvvatini ta'minlashi kerak. Chiqish bosqichlari sifatida, odatda AD sinfga mansub komplementar tranzistorlar asosida hosil qilingan ikki taktli kuchaytirgich sxemalari qo'llaniladi

Uch kaskadli OKning soddalashtirilgan prinsipial sxemasi 2.16 – rasmda keltirilgan. Sxemada quyidagi elektrodlar ko'rsatilgan: inverسلامaydiga kirish  $Kir1$ , inverسلامaydigan kirish  $Kir2$ , chiqish, ikki qutbli kuchlanish manbaiga ulash uchun xizmat qiluvchi elektrodlar  $-E_M$  va  $+E_M$ , sxemaga korreksiyalovchi kuchlanish manbai ulangan elektrod  $U_{KOR}$ .



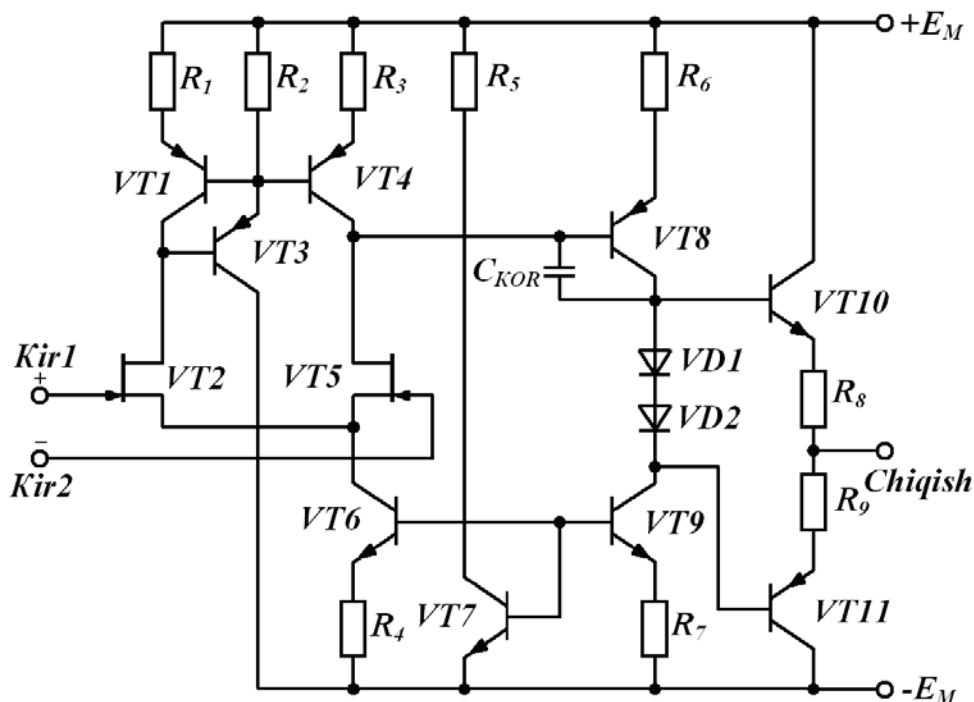
2.16 – rasm. Uch kaskadli OK prinsipial sxemasi.

Kirish kaskadi VT1 va VT2 tranzistorlarda tuzilgan klassik DK sxemasi bo'lib, yuklama sifatida  $R_{K1}$  va  $R_{K2}$  rezistorlar qo'llanilgan. Ularning emitter toklari o'zgarmasligini VT3 va VT4 tranzistorlarda qurilgan BTG ta'minlaydi. Kuchaytirgichda sochilayotgan quvvatni kamaytirish maqsadida, BTGning  $R_{SIL}$  siljitish rezistori OKning bitta kuchlanish manбайдan ( $-E_M$ ) ta'minlanadi.  $R_{E1}$  va  $R_{E2}$  rezistorlar yuklama toki bo'yicha mahalliy ketma – ket manfiy TAni tashkil etadilar va DKning kirish qarshiligini oshiradilar.

Muvofiqlashtiruvchi kaskad  $p-n-p$  turdagi VT5 va VT6 tranzistorlar asosidagi DKda hosil qilingan. Qarama – qarshi o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan  $p-n-p$  turdagi tranzistorlarning qo'llanilishi chiqish kaskadi chiqishidagi kuchlanishni deyarli nolgacha siljitish imkonini beradi. Birinchi kaskad chiqishida

kirish signalining sinfaz tashkil etuvchisi deyarli mavjud bo'lmaganligi sababli, ikkinchi kaskadda uni so'ndirish talab qilinmaydi. Shuning uchun VT5 va VT6 tranzistorlarning emitter zanjirlarida BTG qo'llanilmaydi. Bu holat ikkinchi kaskad toklarini milliamper darajaga ko'tarish va kuchaytirish ko'rsatkichini yana 30 marta va undan yuqori qiymatga oshirish imkonini beradi. Ikkinchi kaskad nosimmetrik chiqishga ega. Buning natijasida VT5 tranzistor kollektor zanjirida rezistor qo'llanilmaydi.

Ikkinchi avlodga mansub K544UD1 turli ikki kaskadli OKning soddalashtirilgan sxemasi 2.17–rasmda keltirilgan bo'lib, unda muvofiqlashtiruvchi kaskad qo'llanilmagan. Shu sababli kuchaytirish ko'rsatkichi qiymatini yuqori olish uchun kirish DKida rezistorli yuklama differensial yuklamaga almashtirilgan. Bunday sxemotexnik yechimga, ISning umumiy asosda bir xil xarakteristikalariga ega bo'lgan egizak  $n - p - n$  va  $p - n - p$  Btlarni yasash texnologiyasi o'zlashtirilgandan so'ng erishildi. Bundan tashqari, DKlarda BT o'rniga  $n -$  kanalli VT2 va VT5 MTlar ham qo'llanilgan. Ular kuchaytirish va chastota xususiyatlari Btlarga nisbatan past bo'lishiga qaramasdan, kirish toklarini keskin kamaytirish va kirish qarshiligi ortishini ta'minlaydilar. VT1, VT3 va VT4 tranzistorlarda hosil qilingan BTG dinamik yuklama hisoblanadi. DKning kirish toki VT6 va VT7 tranzistorlar asosidagi tok generatori yordamida barqarorlashtirilgan.



2.17 – rasm. K544UD1 turli ikki kaskadli OK prinsipial sxemasi.

Chiqish kaskadi ikki bosqichdan iborat. Birinchi bosqich UE ulangan VT8 tranzistor asosida hosil qilingan bo'lib, unga yuklama toki bo'yicha ketma – ket manfiy TA zanjiri kiritilgan. Ikkinchi bosqich VT10 va VT11 komplementar

tranzistorlarda hosil qilingan AB sinfiga mansub ikki taktli quvvat kuchaytirgichdan iborat. Yuqori chastotalarda har bir kaskad fazani siljitadi. Ma'lum chastotalarda manfiy TAlI OKlarda natijaviy faza siljishi  $360^0$  ga teng bo'lib, kuchaytirgich turg'unligini yo'qotadi. Turg'unlikni oshirish uchun VT8 tranzistor kollektor o'tishini shuntlovchi ichki yoki tashqi  $S_{KOR}$  kondensator ulanadi.

Hozirgi kunda OKlarning turli seriyalari ikki va uch kaskadli sxemalar asosida ishlab chiqarilmoqda.

## 2.4. Operatsion kuchaytirgich asosiy parametrlari va xarakteristikalari

OKlarda DK kirish kaskadi hisoblanadi. Shuning uchun OKlar DKlar parametrlari bilan xarakterlanadi. Bu parametrlar 1 bobda to'liq ko'rib chiqilgan. Ularga: kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_U$ , sinfaz xalaqitlarni so'ndirish koeffitsiyenti  $K_{SFSO'N}$ , siljitish kuchlanishi  $U_{SIL}$  va uning temperaturaga sezgirligi  $\varepsilon_U$ , o'rtacha kirish toki  $I_{KIR.O'RT}$ , siljitish toklari  $\Delta I_{KIR}$  kiradi. Bundan tashqari, manba kuchlanishi  $E_M$ , iste'mol toki  $I_{IST}$  va quvvati  $R_{IST}$ , maksimal kirish va chiqish kuchlanishlari, maksimal chiqish toki va boshqalar ko'rsatiladi.

Kirish va chiqish qarshiliklari har doim ham asosiy parametrlar tarkibiga kiritilmaydi, ularni kirish va chiqish toklari qiymatlaridan aniqlash mumkin.

OK tezkorligi chiqish kuchlanishining o'sish tezligi  $\mathcal{G}_{U_{cmo}}$  yoki birlik kuchaytirish chastotasi  $f_l$  bilan xarakterlanadi. Bu yerda  $f_l$  kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti birga teng bo'ladigan chastota qiymati ( $K_U(f_l) = 1$ ).

2.1 – jadvalda turli avlodga mansub OK turlarining ba'zi parametrlari keltirilgan.

2.1 – javdal

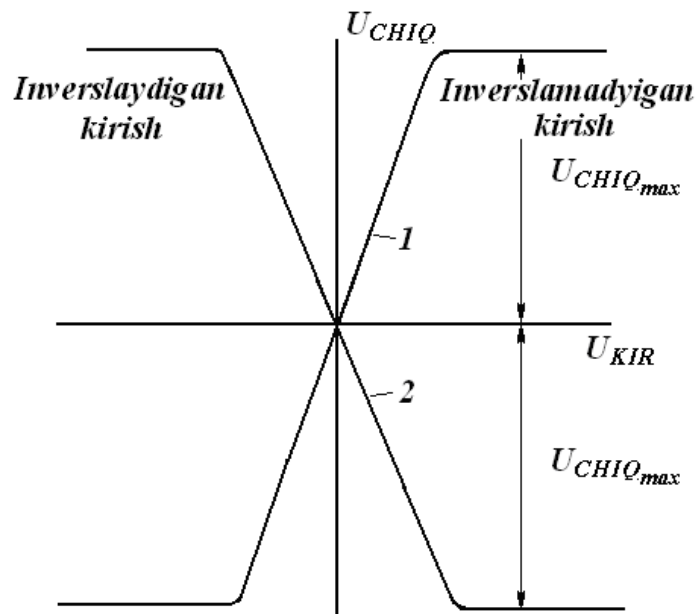
### OK parametrlari

OK avlodlari	$K_U$ , ming	$I_{KIR}$ , nA	$f_l$ , MGz	$\mathcal{G}_{U_{cmo}}$ , V/mks	$U_{SIL}$ , V	$\Delta U_{SIL}/\Delta T$ , mkV/ $^0C$
1- (K140UD1)	8	7000	8	0,4	7	20
2- (K140UD7)	45	220	0,8	0,3	4,5	50
3- (K140UD6)	60	33	1	2,5	5	20
4- (K140UD5 va K154UD21)	125 1000	100 1,1	0,3 1,0	0,005 1,5	2 0,07	10 0,0005

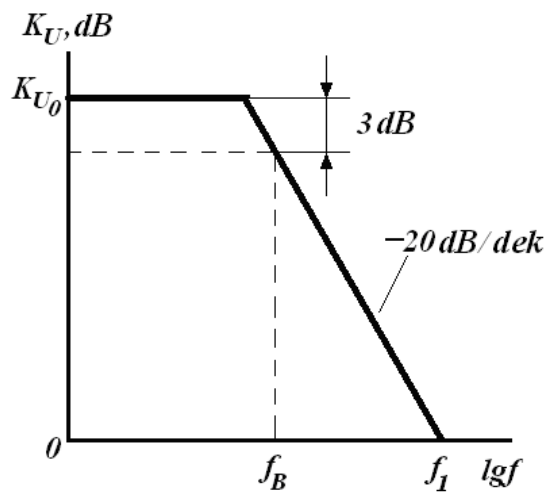
OKning asosiy xarakteristikalaridan biri bo'lib uning amplituda xarakteristikasi (AX) hisoblanadi. U berilgan chastotada chiqish kuchlanishining kirish kuchlanishiga bog'liqligi  $U_{CHIQ}=f(U_{KIR})$  ni ifodalaydi (2.18 – rasm). Inverslamaydigan kirishga signal berilsa, AX 1 - egri chiziq ko'rinishiga, inverslaydigan kirishga berilsa 2 - egri chiziq ko'rinishiga ega bo'ladi.  $U_{KIR} = 0$

bo'lganda ideal OK AXsi koordinata boshidan o'tadi. Amaliyotda OK kirishlariga siljitish kuchlanishi  $U_{SIL}$  beriladi. AX qiya va gorizontal sohalarga ega. Xarakteristikaning qiya sohalari ishchi sohalar bo'lib, uning og'ish burchagi  $K_U$  qiymati bilan belgilanadi.  $U_{KIR} \geq (U_{CHIQ,max} / K_U) + U_{SIL}$  bo'lganda chiqish kuchlanishi o'zgarishsiz qoladi.  $U_{CHIQ,max}$  qiymati doim kuchlanish manbai  $E_M$  qiymatidan kichik bo'ladi. AX chiziqli sohalari kengligi kirish kaskadi dinamik diapazoni bilan aniqlanadi va  $\pm\varphi_T$  dan oshmaydi.

OKning chastota xossalari uning amplituda - chastota xarakteristikasida aks ettiriladi. Bu xarakteristikani qurishda  $K_{U0}$  dB larda ifodalanadi, chastota esa logarifm masshtabida gorizontal o'q bo'ylab o'rnatiladi (2.19 – rasm).



2.18 – rasm. OKning amplituda xarakteristikasi.



2.19 – rasm. Bitta kuchaytirish kaskadiga ega bo'lgan OK LACHXsi.



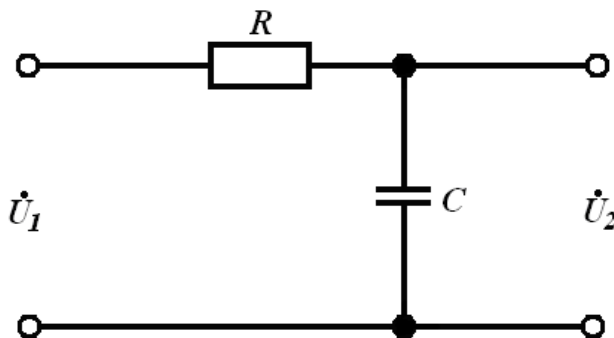
Kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_U$  kirish signali chastotasiga bog'liq. Ma'lumotnomalarda keltiriladigan OK kuchaytirish koeffitsiyentlari kirishga  $\Delta f = f_{Yu} - f_P$  oraliqda yotadigan o'rtacha chastotadagi sinusoidal tebranishlar berilganda haqiqiydir. Past  $f_P$  va yuqori  $f_B$  chegaraviy chastotalarda kuchaytirish ma'lum darajagacha kamayadi. Agar bu darajalar alohida aytib o'tilmagan bo'lsa, u holda odatda  $f_P$  va  $f_{Yu}$  qiymatlarida kuchaytirish  $\sqrt{2}$  martaga (3 dB ga) kamayadi deb hisoblanadi.

OK chastota xususiyatlarini aniqlash uchun uning kuchaytirish koeffitsiyenti kompleks kattalik ko'rinishida ifodalanadi

$$\dot{K}(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)} .$$

Bu yerda modul  $K(\omega)$  kuchaytirgich chiqish signali amplitudasini kirish signali amplitudasiga nisbatini, argument  $\varphi(\omega)$  esa – kuchaytirgich chiqishidagi tebranishlar fazasini kirishdagi tebranishlar fazasiga nisbatan siljishini xarakterlaydi.  $K(\omega)$ ning chastotaga bog'liqligi **amplituda - chastota xarakteristikasi** (ACHX),  $\varphi(\omega)$  argumentning chastotaga bog'liqligi esa – **faza - chastota xarakteristikasi** (FCHX) deb ataladi. Tok va kuchlanish uchun kompleks kattalikni kiritilishi barcha hisoblarni juda soddalashtiradi.

Chastota xususiyatlarini tahlil qilishda OKning barcha kuchaytirish kaskadlari uning ekvivalent  $RC$  – zanjiri bilan almashtiriladi (2.20 - rasm). Ekvivalent zanjirlar deb, kirishlariga bir xil EYUK ta'sir ettirilganda chiqishlarida bir xil kuchlanishlar hosil bo'ladigan zanjirlarga aytiladi.



2.20 – rasm. OKning ekvivalent sxemasi.

Agar kirishga kompleks amplitudasi  $\dot{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$  bo'lgan garmonik EYUK ta'sir ettirilsa, u holda chiqishda kompleks amplitudasi  $\dot{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$  bo'lgan kuchlanish yuzaga keladi. Umumiy holda  $U_1 \neq U_2$  va  $\varphi_1 \neq \varphi_2$  ( $\varphi = \omega t$ ).

Kuchaytirishning kompleks koeffitsiyenti deb

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$$

kattalik aytiladi.

## Amaliyotda zanjirning chastota xarakteristikasi

$$K(\omega) = U_2 / U_1$$

va uning faza xarakteristikasi

$$\psi(\omega) = \varphi_2 - \varphi_1$$

alohida ko'riladi. Bu yerda  $\psi(\omega)$  – zanjirdan o'tayotgan signal chastotasi  $\omega$  ning faza o'zgarishi.

$RC$  – zanjirdan oqib o'tayotgan tokning kompleks amplitudasi, kuchlanishning kompleks amplitudasi bilan  $\dot{I} = \dot{U}_1 / \dot{Z}$  munosabat yordamida bog'langan. Bu yerda  $\dot{Z}$  kattaligi zanjir qarshiligi ma'nosiga ega.  $RC$  – zanjir uchun  $\dot{Z} = R - (1/j\omega C)$  bo'lib, bu yerda  $-(1/j\omega C)$  - kondensatorning kompleks qarshiligi. Bundan sig'imdagi (zanjir chiqishida) kuchlanishning kompleks amplitudasi

$$\dot{U}_c = \dot{U}_2 = \frac{\dot{I}}{j\omega C} = \frac{\dot{U}_1}{1 + j\omega RC} .$$

$$\text{Demak, } \dot{K}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} .$$

Bundan zanjirning ACHXsi (moduli):

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{(1 + \omega RC)^2} \quad (2.14)$$

va faza xarakteristikasi tenglmasi:

$$\psi = -\text{arctg } \omega RC . \quad (2.15)$$

Oxirgi tenglik  $\psi = \pi/2$  bo'lgandagina haqiqiydir.  $RC$  – zanjir kirishiga garmonik EYUK ulansa tok (kuchlanish) qiymati  $\tau = RC$  vaqt doimiysi bilan eksponensial qonunga binoan kamayadi.

Kuchaytirish koeffitsiyenti uning past chastotadagi qiymatiga nisbatan  $\sqrt{2}$  marta (3 dB)ga kamayadigan vaqt doimiysini  $\tau_B$  deb belgilaymiz.  $\tau_B = 1/\omega_B = 2\pi f_B$  ekanligini inobatga olgan holda (2.14) ifodani

$$K_U = \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_B)^2}}$$

ko'rinishda qayta yozamiz.

Chastota  $f_B$  **kuchaytirish koeffitsiyentining chegaraviy chastotasi** deb ataladi.

Natijada  $f > f_B$  chastotalar oralig'ida OKning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti modulining chastotaga bog'liqligini:

$$K_U = \frac{K_{U0}}{\sqrt{1 - (f / f_B)^2}} \quad (2.16)$$

qo'rinishda yozamiz. Bu yerda  $K_{U0} f < f_B$  bo'lgandagi kuchaytirish koeffitsiyenti.

$K_U$  va  $f$  qiymatlari katta bo'lgan hollarda,  $K_U$  – ning detsibellarda ifodalangan logarifmik birligidan foydalaniladi

$$D(dB) = 20 \lg(U_{CHIQ} / U_{KIR}) \quad .$$

Shu sababli OK ACHXsini qurishda  $K_U$  dB da, chastota esa logarifm masshtabda gorizontal o'qda ifodalanadi. Bundan tashqari, logarifm masshtab chastota xarakteristikalarini grafik ifodalashda qulay, chunki ularni **qo'shish** imkonini beradi. Bu xarakteristika logarifm ACHX (LACHX) deb ataladi.

Kuchaytirish koeffitsiyenti (2.16) ni logarifmlab, **bitta** kuchaytirish kaskadiga ega bo'lgan OK uchun LACHX ifodasini olamiz:

$$K_U(dB) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg \sqrt{1 + (f / f_B)^2} \quad . \quad (2.17)$$

LACHX 2.21 – rasmda keltirilgan.

$f < f_B$  chastota qiymatlarida LACHX chastota o'qiga parallel bo'lgan to'g'ri chiziqdan iborat bo'ladi. Chastota ortishi bilan kuchaytirish koeffitsiyenti (2.17) ning o'ng tomonidagi ikkinchi tashkil etuvchi hisobiga  $K_U$  kamaya boshlaydi. Ma'lum yaqinlashishlarda,  $f > f_B$  chastotada  $K_U$  20 dB/dekada tezlikda pasayishi amalga oshadi deb hisoblash mumkin. Bunda chastotaning 10 martaga ortishi,  $K_U$  ni 20 dB ga kamayishiga olib keladi. Haqiqatdan ham,  $f \gg f_B$  shartida (2.17) ning ildiz osti ifodasini soddalashtirish mumkin. Bunda

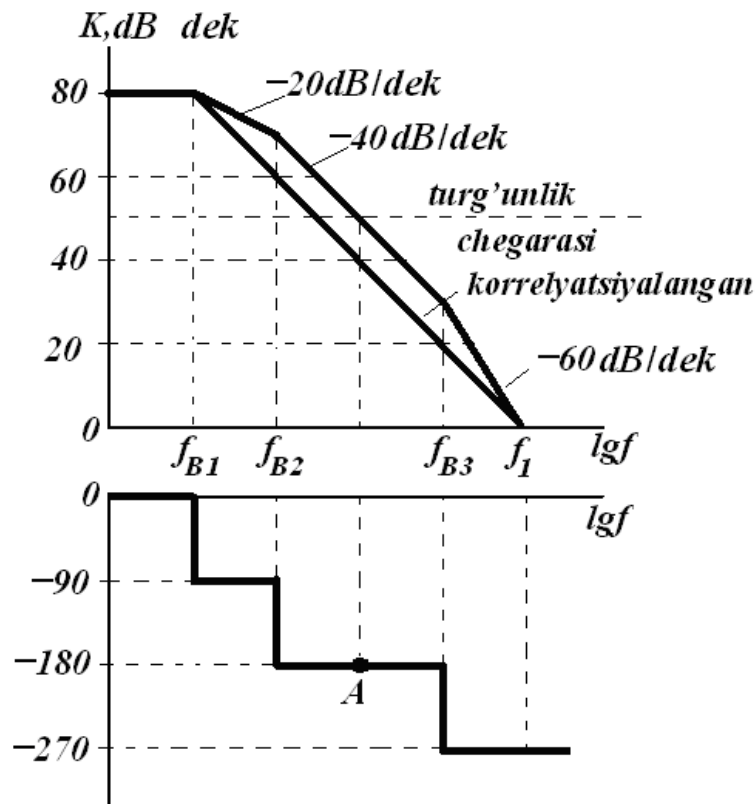
$$K_U(dB) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg(f / f_B)$$

hosil bo'ladi.

Shunday qilib, ( $f > f_B$ ) yuqori chastotalar sohasida LACHX chastotalar o'qiga 20 dB/dekada og'ish to'g'ri chizig'i ko'rinishida ifodalanadi. LACHXning chastotalar bilan kesishish nuqtasi, kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti birga teng bo'lgan  $f_l$  chastotaga mos keladi ( $K_U(f_l) = 1$ ).  $K_U$  ning pasayishi dB/oktava larda ifodalanadi. Chastotaning 2 marta o'zgarishi oktava deyiladi. Xarakteristikaning bunday pasayishi sodda past chastota filtrlari va korreksiyalangan OKlar uchun xosdir.

Ko'p kaskadli kuchaytirgichlarda bunday xarakteristikalar har bir kaskad xarakteristikalarini algebraik qo'shish yo'li bilan hosil qilinishi mumkin. Unda ko'p kaskadli kuchaytirgichning har bir LACHXsi  $n \cdot 20$  dB/dekada og'ishga ega bo'lgan to'g'ri chiziq bilan ifodalanadi. Bu yerda birinchi kaskad uchun  $n=1$ , ikkinchi kaskad uchun  $n=2$  va x.z. Turli kaskadlarda tranzistorlar xossalari va mahalliy manfiy TA chuqurigi turlicha bo'lganligi sababli, vaqt doimiy  $\tau_{Bi}$  lari ham turlicha bo'ladi.  $f_{li}$  chastotalar ham turlicha bo'ladi.

Bu usul yordamida uch kaskadli OK uchun tuzilgan LACHX va FCHX 2.21 – rasmda keltirilgan.



2.21 – rasm. Uch kaskadli OK LACHX va FCHXsi.

$f < f_{B1}$  chastotalar uchun kuchaytirish koeffitsiyenti o'zgarmas. Keyinchalik u 20 dB/dek tezlik bilan kamayadi.  $f_{B2} - f_{B3}$  oraliqda pasayish tezligi ikki martaga ortadi (40 dB/dek). Keyin esa 60 dB/dek ga yetadi.

$f > f_{Bi}$  chastotalarda har bir kaskad  $90^{\circ}$  ga yaqin faza siljishi kiritadi, va shu sababli kuchaytirgich FCHXsi  $f_{B1}, f_{B2}$  va  $f_{B3}$  chastotalarda fazaning keskin ortishiga ega bo'lgan zinasimon siniq chiziq bilan approksimatsiyalanadi.

Agar OKga manfiy TA kiritilgan bo'lsa, ba'zi chastotalarda natijaviy faza siljishi  $360^{\circ}$  ga teng bo'lishi mumkin. Agar kuchaytirish koeffitsiyentining TA koeffitsiyentiga ko'paytmasi birdan katta bo'lsa, sxema turg'unligini yo'qotadi. Bu esa, manfiy TA musbat TAgga aylanadi va kuchaytirgich kuchaytirish rejimidan generatsiya rejimiga o'tadi degani.

2.21 – rasmda FCHXning  $\psi = -180^{\circ}$  ga mos keluvchi A nuqta,  $K = 50$  dB darajadagi turg'unlik chegarasini belgilaydi. A nuqtada manfiy TALI OK turg'un bo'ladi va chastota korreksiyasi bajarilishi kerak. Faza siljishi  $180^{\circ}$  dan kichik bo'lgandagina kuchaytirgich generatsiyalanishga turg'un bo'ladi.

Turg'un ish jarayonini ta'minlash maqsadida OKlarga qo'shimcha ichki yoki tashqi korreksiya zanjiri kiritiladi. U o'z navbatida  $K(f) > 1$  bo'lgan barcha chastota diapazonida 20 dB/dek ga teng bo'lgan LACHX og'ishini shakllantiradi.

Bunday korreksiya kuchaytirgich o'tkazish polosasini toraytiradi. Ikki kaskadli kuchaytirgich LACHXsini korreksiyalash uchun uning sxemasiga bitta korrelyasiyalovchi kondensator  $C_{KOR}$  kiritiladi (2.21 – rasmga qarang). Uch kaskadli OK ni korreksiyalash uchun tashqi  $RC$  – zanjirlari qo'llaniladi. Buning uchun OK sxemalarida qo'shimcha elektrodlar ko'zda tutiladi.

### Nazorat savollari

1. *OK deb nimaga aytiladi ?*
2. *OKning asosiy funksional qismlari nimalardan iborat ?*
3. *Real DK qanday parametrlar bilan xarakterlanadi ? Kirish signalining sinfaz va parafaz tashkil etuvchilari nima ?*
4. *Emitter qaytargichlar qanday maqsadlarda qo'llaniladi ? Ularning kirish va chiqish qarshiliklari nisbatlari qanday ?*
5. *Ko'p kaskadli kuchaytirgichlarda sathni siljitish qurilmalari qanday amalga oshiriladi ?*
6. *Kuchaytirish CHK sxemalari, ularning ishlash prinsiplari, rejimlari va asosiy xarakteristikalar haqida ma'lumot bering.*
7. *BT va MTli BTG ish prinsipi va xarakteristikalar haqida ma'lumot bering.*
8. *Ideal OKga ta'rif bering.*
9. *OK ulanish sxemalarini keltiring.*
10. *“Ideal” OK parametrlariga qanday talablar qo'yiladi ?*
11. *OK asosiy parametrlari va xarakteristikalarini aytib bering.*
12. *Nima sababdan OKlar chastota korreksiyasiz ishlay olmaydilar ?*
13. *OK siljitish kuchlanishi parametri ma'nosini tushuntiring.*
14. *OKning o'rtacha kirish toki va kirish toklari farqi kabi parametrlarining fizik ma'nosini tushuntiring. Ular qanday kirish kuchlanishlarida o'lchanadilar ?*
15. *Chiqish kuchlanishi o'sish tezligi parametri fizik ma'nosini tushuntiring. OK ACHXsidan uni aniqlash mumkinmi ?*

### III BOB

## OPERATSION KUCHAYTIRGICHLAR ASOSIDAGI ANALOG SIGNALLAR O'ZGARTGICHLARI

---

---

### 3.1. Umumiy ma'lumotlar

Amalda signallarni kuchaytirish uchun OKlarni bevosita qo'llab bo'lmaydi. Buning birinchi sababi – dinamik diapazonning kichikligida (1 bobga qarang); ikkinchi sababi esa – OKning kuchaytirish koeffitsiyenti har OK namunasidan keyingisiga o'tganda keng oraliqda o'zgaradi va shu bilan birga ishlash sharoitiga, ayniqsa temperaturaga kuchli ravishda bog'liq. OKlarga tashqi TA zanjirlari kiritish yo'li bilan bu sabablarning ta'siri yo'qotiladi. Inverslaydigan kirishning qo'llanilishi kirish va chiqish orasida manfiy TAni, inverslamaydigan kirishning qo'llanilishi esa – musbat TAni amalga oshirishga imkon beradi. TA turi va tuzilmasini o'zgartirib, OKga turli funksional qurilmalar xossalari berish mumkin: kuchlanish yoki tok bo'yicha barqarorligi yuqori kuchaytirgich, turli shakldagi tebranishlar generatori, integrator, differensiator, jamlash qurilmasi, solishtirish qurilmasi, trigger va boshqalar. Oddiy holda TA zanjiri rezistorda bajarilgan kuchlanish bo'lgichni hosil qiladi. Bu vaqtda OKli sxema chiziqli o'zgartgich sifatida ishlaydi. Agar TA zanjirida turli RC – zanjirlar qo'llanilsa, aktiv filtrlar yoki matematik o'zgartirishlar bajaradigan qurilmalar hosil bo'ladi. Va nihoyat, OK TA zanjiriga diod va tranzistorlarning kiritilishi signallarni noxiziqli o'zgartirish imkonini beradi. Hozirgi kunda OKlarning yuzlab sxema turlari mavjud. OKning bu funksional universalligi, analog integral sxemotexnikaning asosiy negiz qurilmasi bo'lishiga olib keldi.

OK sxemalari ish prinsipini tushunish va tahlilini aniqlashtirish maqsadida *ideal OK* tushunchasi kiritiladi. Ular quyidagi xossalarga ega:

a) cheksiz katta kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_{U0}=\infty$  (real OKlarda 1 mingdan 100 mln. gacha);

b) siljitish kuchlanishi  $U_{SIL}$  nolga teng, ya'ni ikkala kirishlarda kuchlanishlar teng bo'lsa, chiqishdagi kuchlanish ham nolga teng bo'ladi (real OKlarda  $U_{SIL} = 5 \text{ mkV} - 50 \text{ mV}$  gacha);

c) chiqish toklari nolga teng (real OKlarda nA ulushlaridan birlik mA gacha);

d) chiqish qarshiligi nolga teng (real kam quvvatli OKlarda o'nlab Omdan birlik kOmlargacha);

e) sinfaz signallarni kuchaytirish koeffitsiyenti nolga teng;

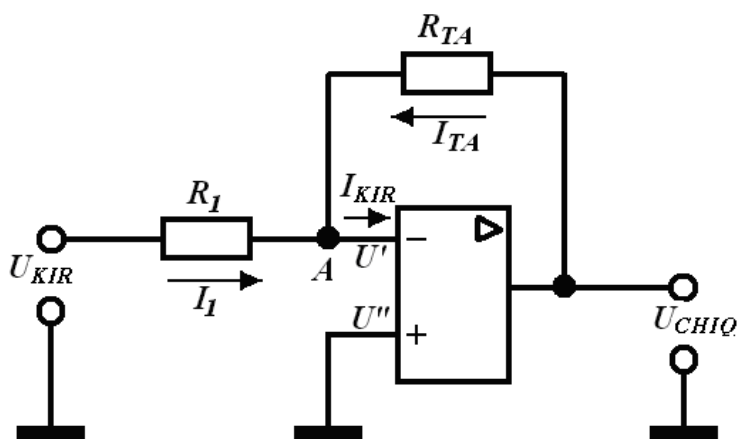
f) OK kirishlari potentsiallari doim bir biriga teng. Uning bu xossasi a) kirishdagi signallar farqi  $U_g = U_2 - U_1 \rightarrow 0$  bo'lgan, ya'ni OK kirishidagi signal  $U' = U''$  qiymatlariga bog'liq emasligidan kelib chiqadi.  $U_g$  kattalik virtual nol (*virtue* – ing. haqiqiy) deb ataladi.

OK ideal deb olingan farazlardan kelib chiqqan holda quyida keltiriladigan formulalar va ularning isbotlari amaliyotda tasdiqlangan.

### 3.2. Operatsion kuchaytirgichlarga inersiyasiz rezistiv (chiziqli) teskari aloqa zanjirlarining ulanishi

**Inverslaydigan kuchaytirgich.** DK OKning kirish kaskadi bo'lganligi sababli, butun OK nol bo'yicha yuqori barqarorlikka ega, lekin uning kuchaytirish koeffitsiyenti temperaturaga bog'liq. Bu kamchilik manfiy TA qo'llash yordamida bartaraf qilinadi.

Yuqori barqarorlikka ega bo'lgan inverslaydigan kuchaytirgich prinsipl sxemasi 3.1 – rasmda keltirilgan.



3.1 – rasm. Yuqori barqarorlikka ega bo'lgan inverslaydigan kuchaytirgich.

Bu yerda  $R_I$  va  $R_{TA}$  rezistorlar kuchlanish bo'yicha parallel manfiy TA zanjirini hosil qiladilar. OKning A inverslaydigan kirishidagi kuchlanishning oniy qiymatini  $U_A$  orqali belgilaymiz. Ko'rinib turibdiki,  $U_A = -(1/K_{U0})U_{CHIQ}$ , bu yerda  $K_{U0}$  – manfiy TAsiz OKning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti. Kirxgof qonunidan foydalanib, A tugun uchun  $I_1 + I_2 - I_{KIR} = 0$  deb yozish mumkin.

$$I_1 = \frac{U_{KIR} - U_A}{R_I} = \frac{U_{KIR} - \frac{1}{K_{U0}}U_{CHIQ}}{R_I}, \quad I_2 = \frac{U_{CHIQ} - U_A}{R_{TA}} = \frac{\left(1 + \frac{1}{K_{U0}}\right)U_{CHIQ}}{R_{TA}},$$

$$I_{KIR} = \frac{U_A}{R_{KIR}} = -\frac{1}{K_{U0}} \frac{U_{CHIQ}}{R_{KIR}}.$$

Bundan,

$$U_{CHIQ} = \frac{U_{KIR}}{R_1 \left[ \frac{1}{K_{U0} R_1} + \frac{1}{R_{TA}} \left( 1 + \frac{1}{K_{U0}} \right) - \frac{1}{K_{U0} R_{KIR}} \right]} \quad (3.1)$$

Formuladagi manfiy ishora, chiqishdagi signal fazasi kirishdagiga nisbatan  $180^\circ$  ga farqlanishini (inverslanishini) bildiradi.

K140UD7 turdagi OK asosida yaratilgan bunday qurilmaning kuchaytirish koefitsiyenti  $K_U$  ni hisoblaymiz ( $K_{U0} = 45000$ ,  $I_{KIR} = 220$  nA).  $R_{TA} = 100$  kOm,  $R_I = 1$  kOm bo'lsin. Bu OK kirish qarshiligi  $R_{KIR} = U_A / I_{KIR}$ .  $E_M = 5V$  bo'lganda chiqish kuchlanishi  $U_{CHIQ} \leq 5V$ . Bundan  $U_A = U_{CHIQ} / K_{U0} = 0,11 \cdot 10^{-3}$  V,  $R_{KIR} = 0,5 \cdot 10^3$  Om ekanligi kelib chiqadi. Bu yerdan (10.1) ga asosan qurilmaning kuchaytirish koefitsiyenti

$$K_U = \frac{U_{CHIQ}}{U_{KIR}} = -100,2$$

Endi ideal OK xossalaridan foydalanib qurilmaning kuchaytirish koefitsiyentini hisoblaymiz. Avvalgidek, Kirxgof qonunidan  $I_1 + I_2 - I_{KIR} = 0$ .

c) ideal OK kirish toki  $I_{KIR} = 0$  va f) umumiy shinaga ulangan inverslamaydigan kirish potentsiali nolga teng bo'lganligi sababli, A nuqta potentsiali nolga teng bo'lgan xossalariga asosan

$$I_1 = \frac{U_{KIR}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{CHIQ}}{R_{TA}}$$

$$\text{Demak, } K_U = \frac{U_{CHIQ}}{U_{KIR}} = -\frac{R_{TA}}{R_1} \quad (3.2)$$

$R_I$  va  $R_{TA}$  larning avvalgi qiymatlarida qurilmaning kuchaytirish koefitsiyenti  $K_U = -100$ .

Bundan juda muhim xulosa kelib chiqadi, ya'ni: OK ideal deb faraz qilingan aniq va taqribiy ifodalarda yuzaga keladigan xatoliklar juda kichik. Demak, OKning uncha katta bo'lmagan xususiy kuchaytirish koefitsiyentlarida ham taqribiy ifoda yetarli darajada aniq hisoblarni berar ekan.

Kuchaytirgichning kirish qarshiligi  $R_I$  rezistor qarshiligiga teng, va odatda katta emas. Sxemaning afzalligi – manfiy TAsiz OKga nisbatan chiqish qarshiligining ancha kichikligidir.

$F > 10$  bo'lgandagi inverslaydigan kuchaytirgich chiqish qarshiligi quyidagi ifoda yordamida aniqlanadi:

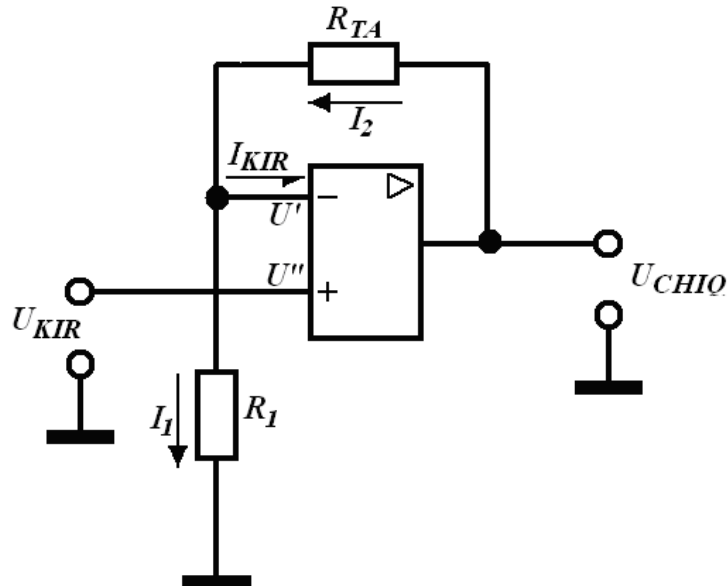
$$R_{CHIQ} = \frac{R_{CHIQ,TA}}{F} = \frac{R_{CHIQ,TA} \cdot K_U}{K_{U0}} \quad (3.3)$$



(3.2) ifodadan, qurilmaning kuchaytirish koeffitsiyenti aniq barqaror va faqat TA qarshiligi  $R_{TA}$  qiymatini qo'shimcha qarshilik  $R_I$  qiymatiga nisbati bilan aniqlanishi kelib chiqadi. Ammo bu natija OK kuchaytirish koeffitsiyenti keskin kamayib ketishi evaziga sodir bo'ladi ( $R_{TA} / R_I \ll K_U$ ). Qarshiliklar nisbati kuchaytirish masshtabini beradi. Shu sababli bu kuchaytirgich ***inverslaydigan masshtablovchi kuchaytirgich*** nomini olgan.

Kuchaytirish koeffitsiyentlarini barqarorlash bilan birga manfiy TA kuchaytirgich dinamik diapazonini ham bir necha ming martaga kengaytiradi. Masalan, K140UD7 turdagi OKda maksimal kirish signali mVlarning o'n ulushlaridan oshmaydi, berilgan manfiy TAda esa u o'nlab voltini tashkil etadi. Keyingi OK asosidagi qurilmalarni hisoblashlarda ideal OK xossalaridan kelib chiqqan taqribiy ifodalardan foydalanamiz.

***Inverslamaydigan kuchaytirgich.*** Inverslamaydigan kuchaytirgich prinsipial sxemasi 3.2 – rasmda keltirilgan. Kirish signali OKning inverslamaydigan kirishiga beriladi, inverslaydigan kirishga esa TA signali beriladi. Bu TA kuchlanish bo'yicha ketma - ket manfiy TA ekanligi ko'rinib turibdi.



3.2 – rasm. Inverslamaydigan kuchaytirgich sxemasi.

Inverslamaydigan OK uchun kirish toki  $I_{KIR} = 0$ , shuning uchun inverslaydigan kirish potentsiali  $U^1 = U_{CHIQ} R_I / (R_I + R_{TA})$ . Boshqa tomondan, ideal OK uchun kirishdagi potentsiallar bir biriga teng  $U^1 = U''$ . Demak,  $U_{KIR} = U_{CHIQ} R_I / (R_I + R_{TA})$ , bundan inverslamaydigan kuchaytirgich kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_U = 1 + \frac{R_{TA}}{R_I}. \quad (3.4)$$

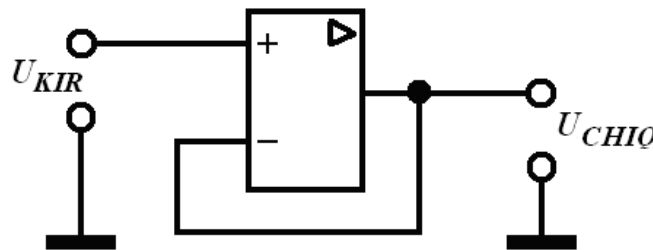
Yetarli chuqur manfiy TA amalga oshirilganda ( $F > 10$  bo'lganda) (3.4) ifoda 4 % xatolik bilan to'g'ri bo'ladi. Odatda  $R_{TA} + R_I = 50 \text{ kOm} \div 1 \text{ MOm}$ .

Inverslamaydigan kuchaytirgichning kirish qarshiligi qiymati OKning katta kirish qarshiligi ( $1 \div 10 \text{ GOm}$ ) va chuqur manfiy TA bilan belgilanadi. Inverslamaydigan kuchaytirgich chiqish qarshiligini hisoblash uchun (3.3) formuladan foydalanamiz.

OKning inverslamaydigan ulanishi, katta ichki qarshilikka ega signal manbaini kirish qarshiligi kichik bo'lgan signalni qayta ishlovchi qurilma bilan muvofiqlashtirish talab etilganda qo'llaniladi. Bunda signal fazasi saqlanadi.

Manfiy TA chuqurligi ortsa ( $R_{TA} \rightarrow 0, R_I \rightarrow \infty$ ) kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_U$  kamayadi va birga tenglashadi ( $K_U = 1$ ).

Bunday kuchaytirgich **kuchlanish qaytargichi** deyiladi. Kuchlanish qaytargich sxemasi 3.3 – rasmda keltirilgan. Qaytargichda maksimal kirish va minimal chiqish qarshiligi ta'minladi. OK asosidagi qaytargich, boshqa (emitter va istok) qaytargichlar, muvofiqlashtiruvchi kaskad sifatida qo'llaniladi.



3.3 – rasm. Kuchlanish qaytargichi sxemasi.

**Inverslaydigan jamlovchi qurilma.** Jamlash qurilmasi bir nechta kuchaytirilgan kirish signallarining algebraik yig'indisiga teng bo'ladigan kuchlanishni shakllantirish uchun xizmat qiladi, ya'ni matematik qo'shish amalini bajaradi. Bunda kirish signali inverslanadi. Misol tariqasida, 3.4 – rasmda uchta kirishga ega bo'lgan inverslaydigan jamlash qurilmasi sxemasi keltirilgan.

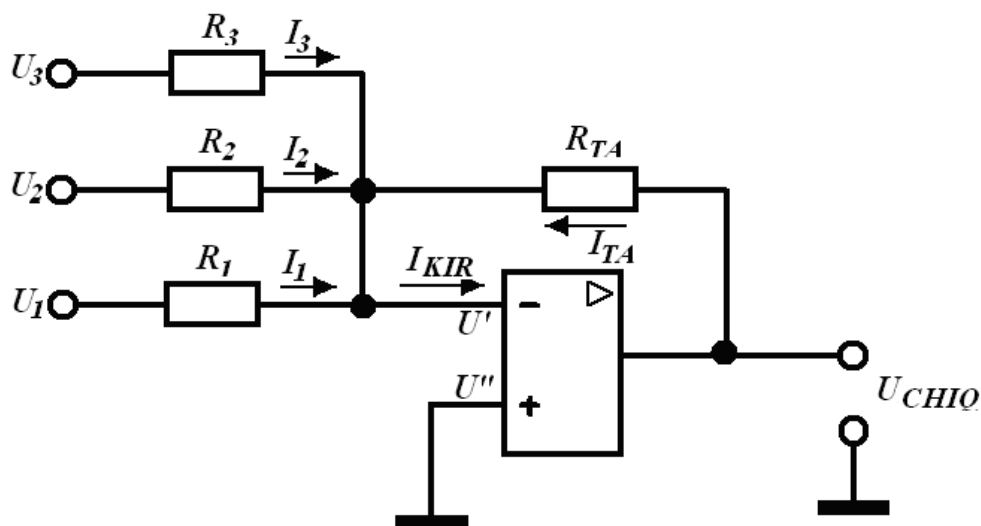
OK ideal deb hisoblab ( $I_{KIR} = 0, U^I = U^{II}$ ), inverslaydigan kirish uchun Kirxgofning birinchi qonuniga binoan

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_{TA} = 0, \quad \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} = -\frac{U_{CHIQ}}{R_{TA}}$$

yo'zish mumkin. Bundan chiqish kuchlanishi

$$U_{CHIQ} = -\frac{R_{TA}}{R_1} U_1 - \frac{R_{TA}}{R_2} U_2 - \frac{R_{TA}}{R_3} U_3 \quad (3.5)$$

kelib chiqadi, ya'ni chiqishdagi signal o'zining masshtab koeffitsiyenti bilan olingan kirishdagi signallarning algebraik yig'indisiga teng bo'ladi.



3.4 – rasm. Uchta kirishli inverslaydigan jamlash qurilmasi sxemasi.

$R_1=R_2=R_3=R_{TA}=R$  bo'lgan xususiy holda

$$U_{CHIQ} = -(U_1 + U_2 + U_3)$$

bo'ladi. (3.5) ifoda ixtiyoriy ko'rinishdagi istalgan sonli kirish signallari uchun haqiqiy.

**Inverslamaydigan jamlovchi qurilma.** Uchta kirishga ega bo'lgan mazkur qurilma sxemasi 3.5 – rasmda keltirilgan. Kirish signallari inverslamaydigan kirishga, manfiy TA signali esa  $R_{TA}$  orqali inverslaydigan kirishga beriladi. Kirxogfning birinchi qonuniga binoan  $I_1 + I_2 + I_3 = 0$ , chunki ideal OK da  $I_{KIR} = 0$ .

Demak,

$$\frac{U_1 - U'}{R} + \frac{U_2 - U'}{R} + \frac{U_3 - U'}{R} = 0 .$$

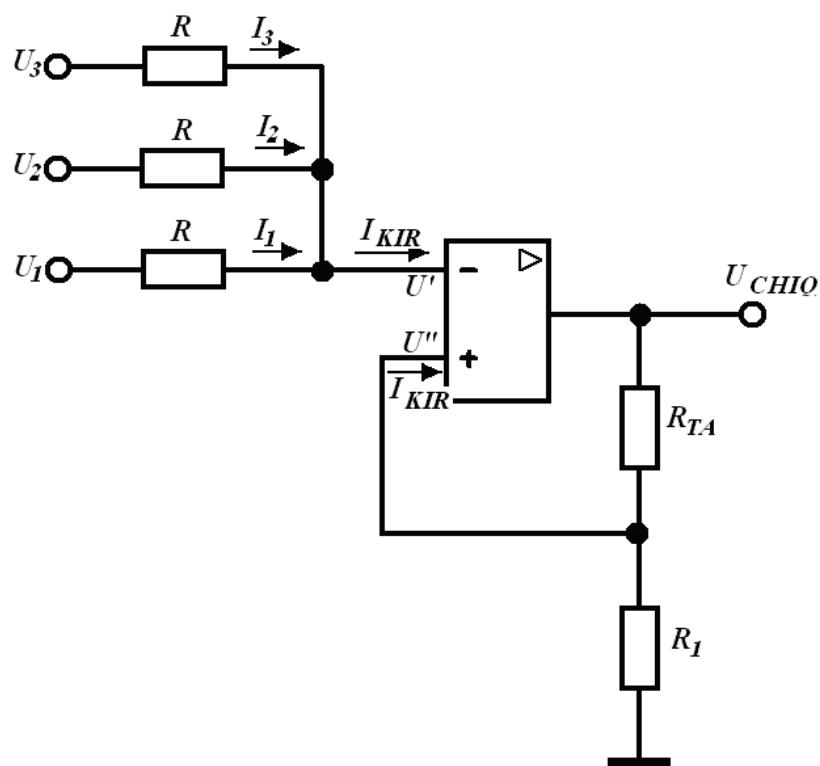
OK kirishlari potentsiallari bir biriga teng degan shartdan kelib chiqqan holda  $U'$  kirish potentsialini aniqlaymiz, ya'ni

$$U' = U'' = \frac{U_{CHIQ} \cdot R_1}{R_{TA} + R_1} .$$

Bundan  $U_{CHIQ} = K(U_1 + U_2 + U_3)$ ,

bu yerda uchta kirishli jamlovchi qurilma uchun  $K = \frac{1 + R_{TA} / R_1}{3}$  va

$n$  ta kirishli jamlovchi qurilma uchun esa  $K = \frac{1 + R_{TA} / R_1}{n}$  .



3.5 – rasm. Inverslamaydigan jamlovchi qurilma sxemasi.

**Ayiruvchi – kuchaytirgich.** Chiqishida ikkita kirishdagi signallarning farqiga teng kuchlanish olish imkonini beruvchi qurilma sxemasi 3.6 – rasmda keltirilgan.

Kirxgofning birinchi qonuniga binoan  $I_1 + I_0 = 0$ , chunki ideal OKda  $I_{KIR} = 0$ .

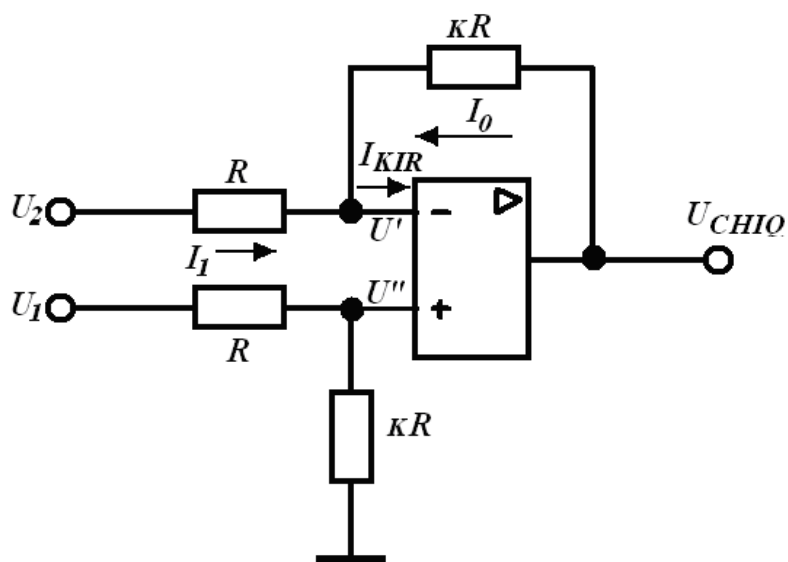
$$I_1 = \frac{U_1 - U'}{R} ; \quad I_0 = \frac{U_{CHIQ} - U'}{KR} .$$

Ideal OKda kirish potentsiallari teng  $U' = U''$ . Inverslamaydigan kirish potentsiali

$$U'' = \frac{U_2 \cdot KR}{R + KR} .$$

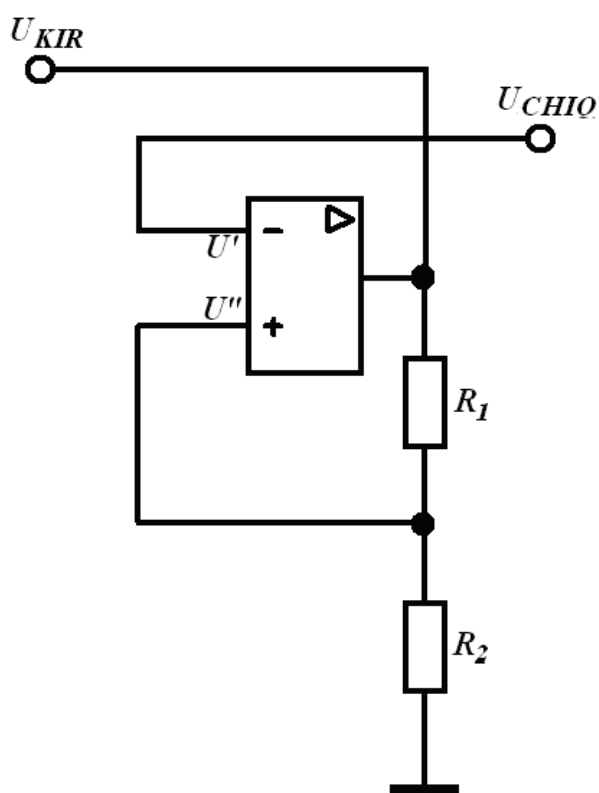
Bundan  $\frac{U_1 - U''}{R} = \frac{U'' - U_{CHIQ}}{KR}$  yoki  $KU_1 - U''(K + 1) = -U_{CHIQ} .$

Demak, natijaviy  $U_{CHIQ} = K(U_2 - U_1) .$



3.6 – rasm. Ayiruvchi – kuchaytirgich sxemasi.

**Pretsizion attenyuator.** Attenyuator (so'ndirgich) kuchlanishni talab qilingan marta susaytirish uchun xizmat qiladi. Asosan yuqori chastota o'lchov apparatlarida, masalan standart signallar generatorlari va komparatorlarda qo'llaniladi. Pretsizion (o'ta aniq) attenyuator sxemasi 3.7 – rasmda keltirilgan.



3.7 – rasm. Pretsizion attenyuator.

Ideal holda  $U' = U''$ . Shuning uchun

$$U_{KIR} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{CHIQ} \quad \text{yoki} \quad U_{CHIQ} = U_{KIR} \frac{1}{1 + R_1 / R_2} .$$

### 3.3. Operatsion kuchaytirgichlarga inertsiyali teskari aloqa zanjirlarining ulanishi

Impuls qurilmalarda generator ma'lum davomiylik va amplitudaga ega to'g'ri to'rtburchak shakldagi impulslar ishlab chiqaradi. Bu impulslar raqamlarni aks ettirish va hisoblash qurilmalarida, axborotlarni qayta ishlash va boshqa qurilmalar elementlarini boshqarish uchun mo'ljallangan. Ammo, elementlar to'g'ri ishlashi uchun umumiy holda to'g'ri burchak shakldan farq qiluvchi shakldagi, ma'lum davomiylik va amplitudaga ega bo'lgan impulslar talab qilinadi.

Generator ishlab chiqarayotgan impulslarni passiv va aktiv bo'lishi mumkin bo'lgan to'rt qutbliliklar yordamida o'zgartirish mumkin. Turli to'rt qutbliliklardan foydalanib differensiallash, integrallash, impulslarni qisqartirish, amplituda hamda ishorani o'zgartirish kabi va boshqa o'zgartirishlarni amalga oshirish mumkin. Differensiallash va integrallash amallari mos ravishda differensiallovchi va interallovchi zanjirlar yordamida bajariladi.

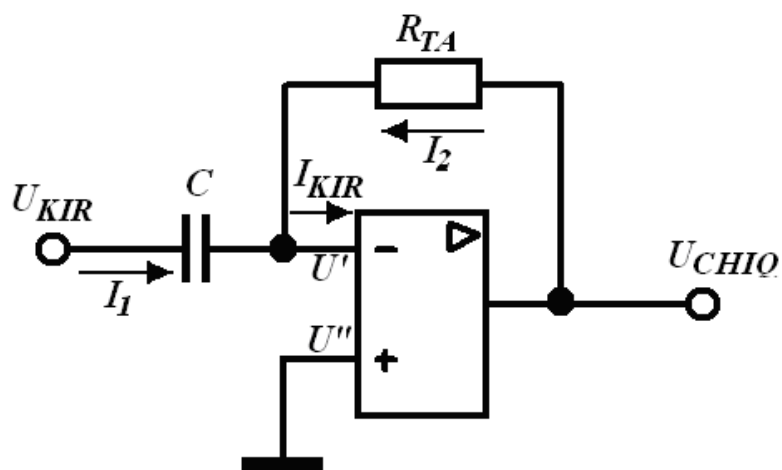
Passiv integrallovchi va differensiallovchi zanjirlar quyidagi kamchiliklarga ega: ikkala matematik amal ma'lum xatoliklar bilan amalga oshiriladi. Ularni korreksiyalash uchun chiqish signali amplitudasini kuchli ravishda pasaytiruvchi, korreksiyalovchi zanjirlar kiritish zarur.

OK asosidagi aktiv differensiallovchi va integrallovchi qurilmalar bu kamchiliklardan xoli. Ularni o'rganishga o'tamiz.

**Differensiallovchi qurilma.** OK asosida bajarilgan sodda differensiator sxemasi 3.8 – rasmda keltirilgan. Sxema TA zanjiriga RC element kiritilgan inverslaydigan kuchaytirgich hisoblanadi. Kirxgofning birinchi qonuniga binoan  $I_1 + I_2 = 0$ .  $U' = U'' = 0$  bo'lganligi sababli, kondensator zaryadining oniy qiymati  $Q(t) = CU_{KIR}$ , tok esa  $I_1 = dQ/dt = C(dU_{KIR}/dt)$ . O'z navbatida, tok  $I_2 = U_{CHIQ}(t)/R_{TA}$ .

$$\text{Bundan} \quad C \frac{dU_{KIR}}{dt} + \frac{U_{CHIQ}}{R_{TA}} = 0 \quad \text{yoki} \quad U_{CHIQ}(t) = -R_{TA} C \frac{dU_{KIR}}{dt} .$$

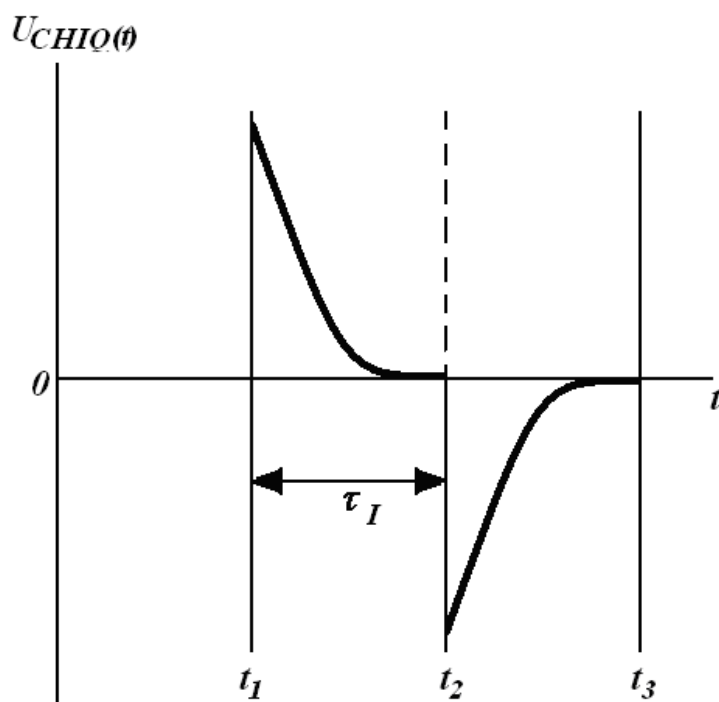
Shunday qilib, mazkur qurilma kirish signalini differensiallash – uni vaqt doimiysi  $\tau = R_{TA}C$  ga teng bo'lgan proportsionallik koeffitsiyentiga ko'paytirish amalini bajaradi. Kirishga to'g'ri burchak shakldagi impuls berilganda chiqishda hosil bo'ladigan kuchlanish shakli 3.9 – rasmda keltirilgan.



3.8 – rasm. Differensiallovchi qurilma sxemasi.

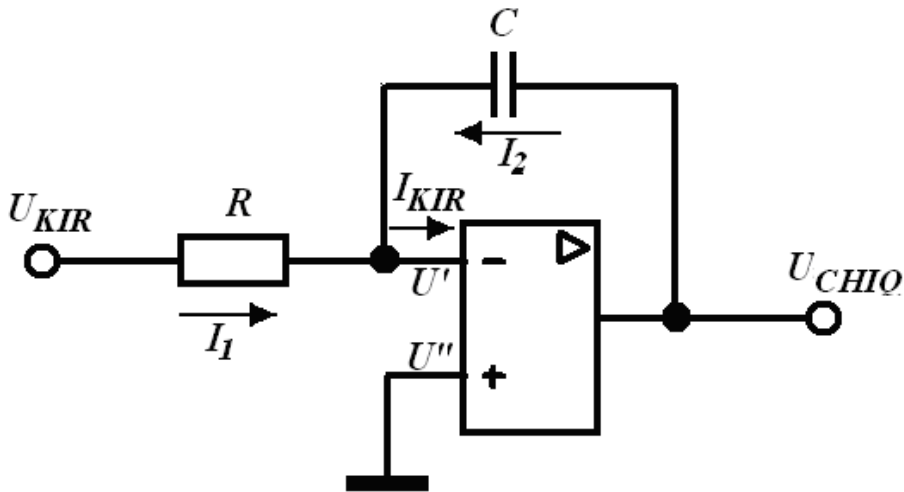
Chiqishdagi impulslar davomiyligi  $\tau_I \approx (3 \div 4)\tau = (3 \div 4)R_{TA} \cdot C$  kabi aniqlanadi.

Umumiy holda chiqishdagi kuchlanish shakli  $\tau_I$  va  $\tau$  nisbatiga bog'liq bo'ladi.  $t_1$  vaqt momentida  $R_{TA}$  rezistorga kirish kuchlanishi qo'yilgan, chunki kondensatoridagi kuchlanish keskin o'zgarolmaydi. So'ngra kondensatoridagi kuchlanish eksponensial qonun bo'yicha ortadi, rezistordagi kuchlanish esa, ya'ni chiqish kuchlanishi eksponensial qonunga binoan pasayadi va kondensator zaryadlanishi tugaganda,  $t_2$  vaqt momenti nolga teng bo'ladi. Kirish kuchlanishi nolga teng bo'lganda, kondensator rezistor orqali razryadlanish boshlaydi. Shunday qilib, teskari ishorali impuls shakllanadi.



3.9 – rasm. Differensiallovchi qurilma chiqishidagi kuchlanishning vaqt diagrammasi.

**Integrallovchi qurilma.** OK asosidagi sodda integrallovchi qurilma sxemasi 3.10 – rasmda keltirilgan. Ushbu sxema inverslaydigan kuchaytirgich hisoblanadi, uning TA zanjiriga kondensator  $C$  ulangan.



3.10 – rasm. Integrallovchi qurilma sxemasi.

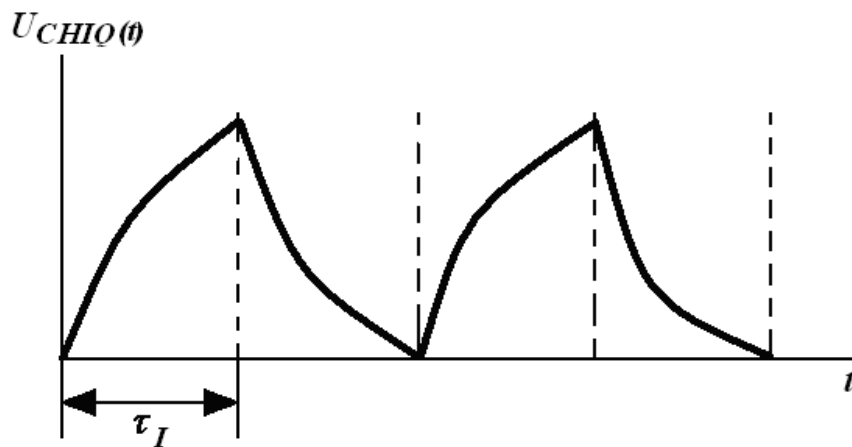
Avvalgidek  $I_{KIR} = 0$ ,  $U' = U'' = 0$ .  $I_1 + I_2 = 0$ .

$I_2 = dQ / dt = C(dU_{CHIQ} / dt)$ ;  $I_1 = U_{KIR}(t) / R$ .

$$C \frac{dU_{CHIQ}}{dt} = -\frac{U_{KIR}}{R}. \text{ Bundan } U_{CHIQ} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{KIR} dt .$$

Shunday qilib, OK kiruvchi signal fazasini chiqishda  $\pi$  burchakka o'zgartiradi, chiqish kuchlanishi esa kirish kuchlanishining vaqt bo'yicha integralini  $1/\tau = 1/RC$  koeffitsiyentga ko'paytirilganiga teng.

Kirishga  $\tau_I$  davomiylikdagi to'g'ri burchakli impuls ketma – ketligi berilganda chiqish kuchlanishining diagrammasi 3.11 – rasmda keltirilgan.



3.11 – rasm. Integrallovchi qurilma chiqishidagi kuchlanishning vaqt diagrammasi.



**Aktiv filtrlar.** Elektronikada ko'p hollarda qurilma kirishiga berilayotgan axborot va parazit signallar majmuidan berilgan chastotadagi signalni ajratib olish talab qilinadi. Bu maqsadda turli chastota – tanlov sxemalar ishlatiladi va ular **filtrlar** deb ataladi.

Filtrlar so'ndirmasdan o'tkazayotgan tebranishlar chastotasi, filtrlarning **o'tkazish polosasi (shafoflik polosasi)**ni hosil qiladi. O'tkazish polosasi filtrning asosiy parametri hisoblanadi. Kuchaytighichlardagi kabi, ular  $K(f)$  uzatish koeffitsiyentini  $\sqrt{2}$  marta (3 dB ga ) pasayish darajasi bilan aniqlanadi. Filtr so'ndirayotgan tebranishlar chastotasi **shaffofmaslik polosasini** tashkil etadi. O'tkazish polosasini shaffof emaslik polosasidan ajratuvchi chastota, **chegaraviy chastota** yoki  $f_{KES}$  **kesish chastotasi** deb ataladi.

Chastotalar polosasida o'tkazish polosasining joylashishiga qarab filtrlar quyigi turlarga ajratiladi:

- **past chastota filtrlari** - noldan  $f_{KES}$  gacha bo'lgan oraliqdagi tebranishlarni o'tkazadi va yuqori chastotali tebranishlarni so'ndiradi;

- **yuqori chastota filtrlari**-  $f_{KES}$  dan yuqori bo'lgan tebranishlar chastotasini o'tkazadi va undan past tebranishlarni so'ndiradi;

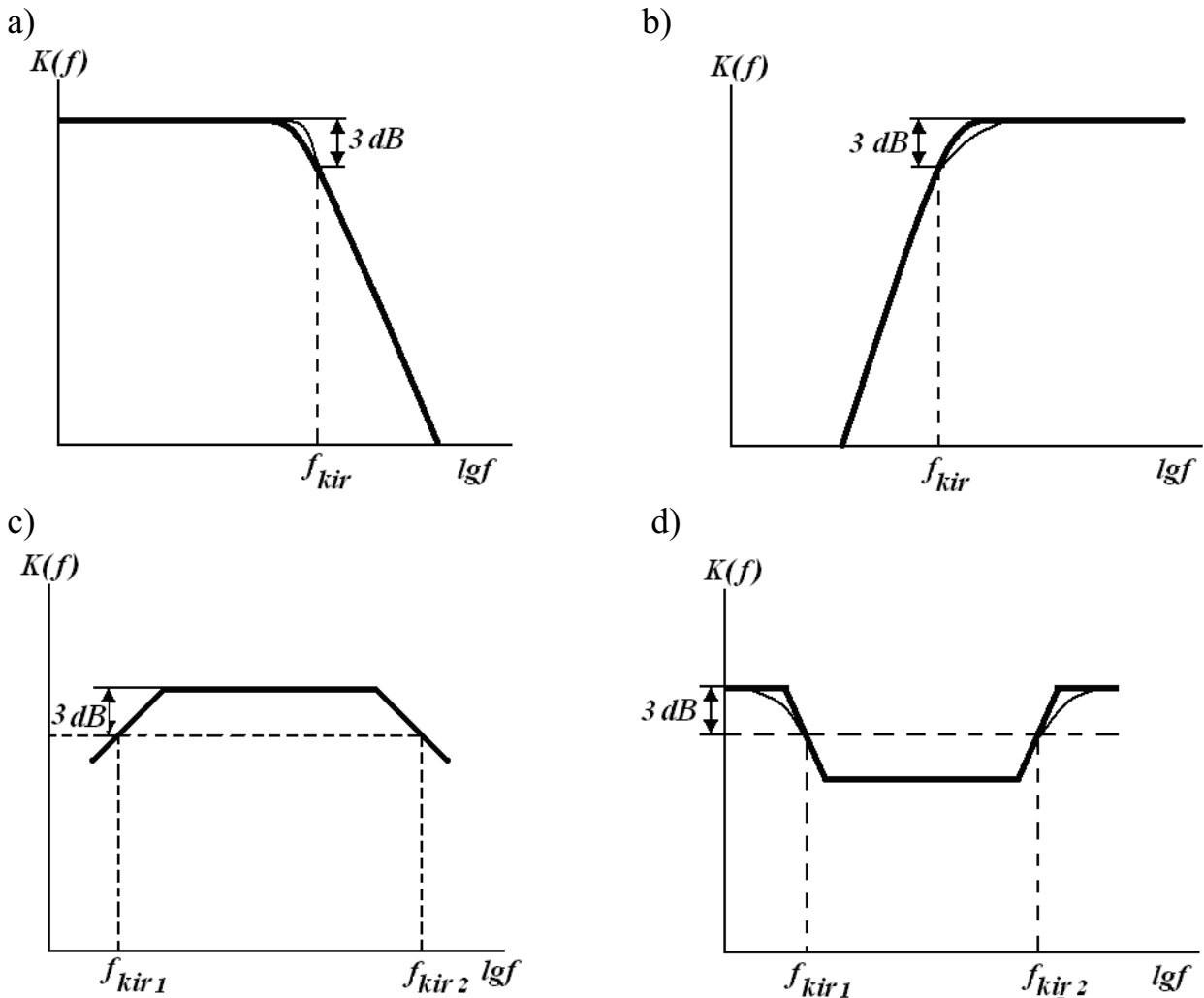
- **polosa filtrlari** -  $f_1$  dan  $f_2$  gacha bo'lgan oraliqdagi tebranishlar chastotasini o'tkazadi va bu polosadan tashqaridagi tebranishlarni so'ndiradi;

- **rejektorli (chegaralovchi) filtrlar** -  $f_1$  dan  $f_2$  gacha bo'lgan tor oraliqdagi tebranishlar chastotasini o'tkazmaydi.

Sanab o'tilgan filtrlarning LACHXlari 3.12 – rasmda keltirilgan.

Ixtiyoriy filtr asosini elektron qurilma passiv qismini tashkil etuvchi  $RC$  – yoki  $LC$  – zanjirlar, ya'ni passiv filrlar tashkil etadi. Aynan passiv filtr butun spektrdan berilgan chastotadagi signallarni ajratib oladi, elektron qurilmaning boshqa qismlari esa bu signalni kuchaytirish yoki generatsiyalash bo'yicha analog amalni bajaradi.

Past chastotali sodda filtr (PCHF) bir bosqichli  $RC$  – zanjirdan tashkil topadi (2.6 – rasm). Demak, filtr LACHXsi kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_U$  ni uzatish koeffitsiyenti  $K(f)$  ga almashtirilgan kuchaytirgich kaskadi LACHXsiga o'xshaydi (2.7 – rasm). Bir bosqichli  $RC$  – zanjiri birinchi darajali filtr deb ataladi. U 20 dB/dek tezlikdagi LACHX pasayishi bilan ifodalanadi. Bundan yuqori pasayish tezligiga ega bo'lgan filtr hosil qilish uchun bir necha  $RC$  – zanjirlar ketma – ket ulanadi. Ikki bosqichli filtrda (ikkinchi darajali filtr) LACHX pasayish tezligi 40 dB/dek, uch bosqichli filtrda (uchinchi darajali filtr) esa – 60 dB/dek. Har bir filtr darajasiga bitta kondensator to'g'ri keladi. Ammo, ko'p bosqichli passiv filtrlarda signallar yo'qotilishi ko'p bo'lganligi tufayli ularning qo'llanilishi cheklangan. Bundan tashqari, passiv filtrlar katta massa va o'lchamlarga ega, ayniqsa past chastotali sohalarda ishlaganda.

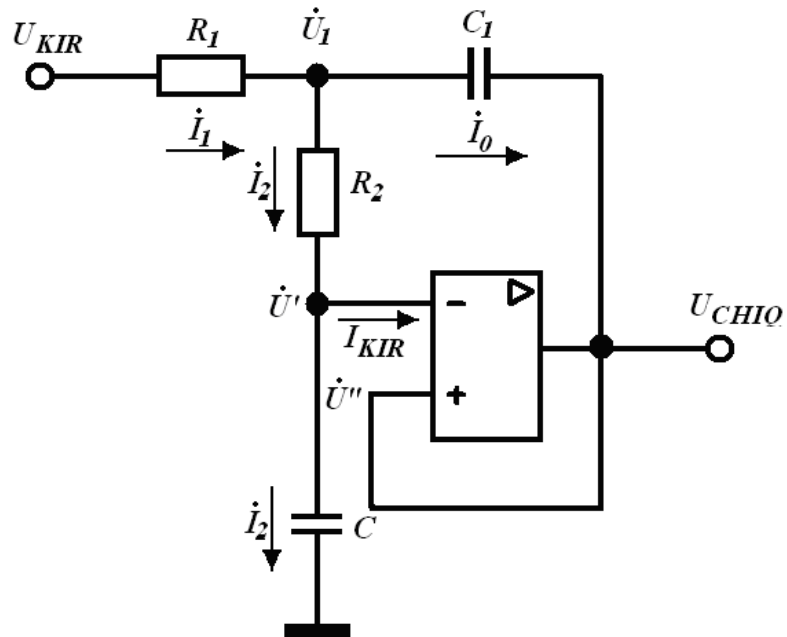


3.12 – rasm. Past chastota (a), yuqori chastota (b), polosa (c) va rejektorli (d) filtrlar LACHXlari.

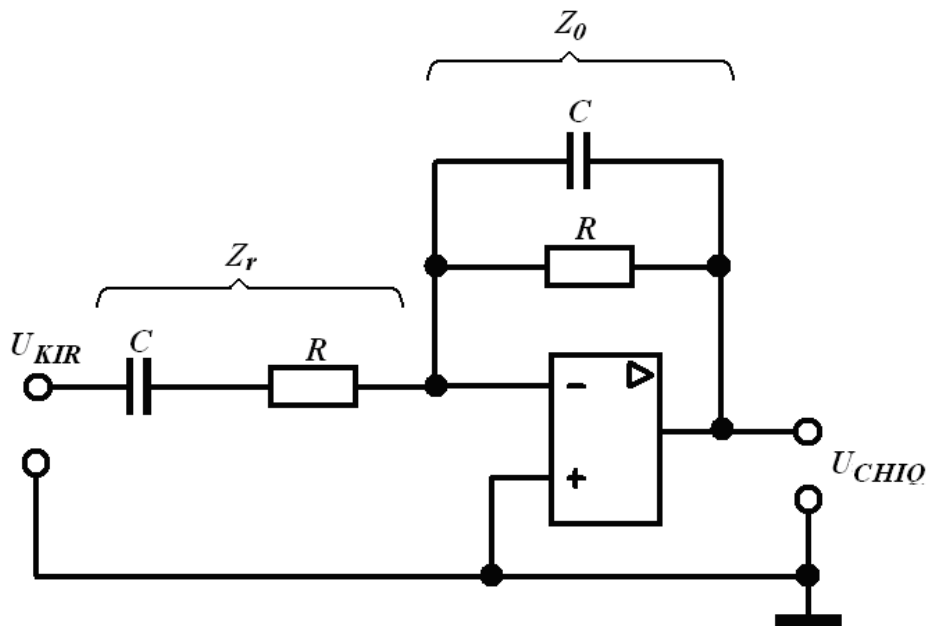
**Aktiv filtrlar** yoki **tanlovchi kuchaytirgichlar** ham passiv (asosan rezistorlar va kondensatorlar), ham aktiv (odatda OKlar) elementlardan tashkil topadi. Aktiv filtrlar, passiv filtrlardan farqli ravishda, foydali signalni kuchaytiradilar, kichik massa va hajmga egadirlar, integral texnologiya usullari asosida yasaladi, kaskadlar ulanishlarida ham sozlanishi qulay. Aktiv filtrlar kamchiliklarga ham ega: manbadan energiya iste'mol qiladi va o'nlab MGsdan yuqori chastotalarda (OKning  $f_l$  chegaraviy chastotasi bilan aniqlanadigan) ishlatib bo'lmaydi.

Inverslaydigan OK asosidagi ikkinchi darajali aktiv RC – past chastota filtri prinsipial sxemasi 3.13, a – rasmda tarsvirlangan. Kirishga sinusoidal signal berilganda filtrning uzatish koeffitsiyentini aniqlaymiz. Sxemaning barcha elementlari chiziqli bo'lgani, tok va kuchlanishlar sinusoida bo'yicha o'zgargani sababli, barcha tok va kuchlanishlarni kompleks son ko'rinishida ifodalaymiz.

a)



b)



3.13 – rasm. Aktiv RC (a) va polosa filtri (b) sxemasi.

OKni ideal deb hisoblab ( $I_{KIR} = 0$ ,  $\dot{U}' = \dot{U}''$ ), Kirxgofning birinchi qonuniga binoan inverslaydigan kirish uchun  $\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_0$  hosil qilamiz. Bu yerda

$$\dot{I}_1 = \frac{U_{KIR} - \dot{U}_1}{R_1} \quad , \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}'}{R_2} \quad , \quad \dot{I}_0 = (\dot{U}_1 - \dot{U}_{CHIQ})j\omega C_1 \quad .$$

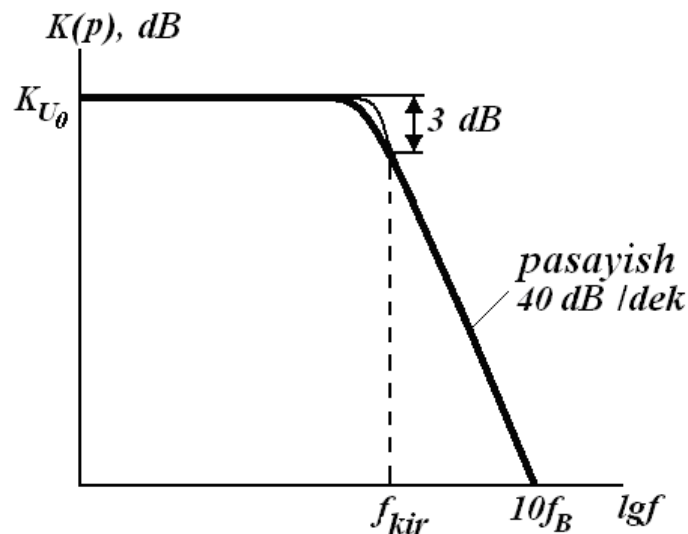
$\frac{\dot{U}_1 - \dot{U}'_1}{R_2} = \dot{U}'_1 j\omega C_2$  ekanligini hisobga olgan holda, sxemaning uzatish koeffitsiyenti

$$\dot{K}(p) = \frac{\dot{U}_{CHIQ}}{\dot{U}_{KIR}} = \frac{1}{p^2 + p \frac{C_2(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.6)$$

bo'ladi. Bu yerda  $p = j\omega$ . Filtrning darajasi mazkur ifodadagi maksimal  $p$  darajasi bilan aniqlanadi. Bunday filtrlarni tuzishda odatda  $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_1 = R_2 = R$  tanlanadi. U holda (3.6) ifoda quyidagicha yoziladi

$$K(p) = \frac{1}{(1 + p\tau)^2},$$

bu yerda  $\tau = RC$ . Ushbu qurilmada  $\tau$  qiymatini o'zgartirib, uning o'tkazish polosasi kengligini o'zgartirish mumkin. Bunda o'tkazish polosasida uzatish koeffitsiyenti o'zgarmas va  $K_{U0}$  ga teng bo'ladi (3.14 – rasm), chunki sig'implar qarshiligi katta va ular PCHF ishiga ta'sir ko'rsatmaydilar.



3.14 – rasm. Ikkinchi darajali PCHF LACHXsi.

Filtrning o'tkazish polosasi  $\Delta f = 0 \div f_B$  bo'lib,  $f_B = 1/2\pi RC$ . Chastota  $f_B$  kesish chastotasi  $f_{KES}$  deb ataladi. Chastota qiymati  $f_B$  dan katta bo'lganda kirish signalining bir qismi kichik sig'imli  $C_1$  kondensator qarshiligi bilan shuntlanadi. Juda katta chastotalarda ( $f \geq 10 f_B$ ) signallar minimal sig'imli  $C_2$  kondensator qarshiligi bilan butkul shuntlanib OK chiqishiga o'tmaydilar.

Aktiv polosa filtrining sodda sxemasi 3.13, b – rasmda keltirilgan. Kirish zanjiri kompleks qarshiligi (impedansi)ni  $Z_G$ , TA zanjiri impedansini esa  $Z_0$  orqali ifodalaymiz. Natijada, 3.1 – rasmda keltirilgan inverslaydigan kuchaytirgichga

o'xshash polosa filtri sxemasiga ega bo'lamiz. Ammo, kirish zanjiri ham, ketma – ket manfiy TA zanjiri ham chastotaga bog'liq. U holda (3.2 ga asosan filtrning kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti)

$$\dot{K}_U = -\frac{Z_0}{Z_r} = -\frac{R}{(1 + j\omega\tau)R(1 + \frac{1}{j\omega\tau})}$$

ga teng bo'ladi. Bundan uzatish koeffitsiyenti

$$K(p) = -\frac{p\tau}{(1 + p\tau)^2}$$

ekanligi kelib chiqadi, bu yerda  $\tau = RC$ .

Polosa filtri LACHXsi 3.12, c – rasmda keltirilgan. Kesish chastotasi  $f_{KES} = 1/2\pi RC$  bo'lganda TA koeffitsiyenti  $\alpha = 0$ , kesish chastotasidan farqli chastotalarda esa  $\alpha \approx 1$ .  $K_{UTA} = K_U / (1 + \alpha K_U)$  nisbatdan kelib chiqadi-ki,  $\alpha = 1$  bo'lganda aktiv filtr uchun  $K_U \approx 1$ . Kesish chastotasiga yaqinlashgan sari signal uzatish koeffitsiyenti kamayadi, bu esa manfiy TAni susayishiga olib keladi, ya'ni  $\alpha$ , natijada filtr  $K_U$ si ortadi. Kesish chastotasi  $f_{KES}$  da manfiy TA mavjud bo'lmaydi va  $K(f) = K_{UO}$ . Polosali o'tkazuvchi filtrda faqat manfiy TA qo'llaniladi, bu esa uning ishini barqarorlaydi. Katta kuchaytirish koeffitsiyenti hisobiga u **chastota – tanlovchi kuchaytirgich** deb ataladi.

### 3.4. Operatsion kuchaytirgichlarga inertsiasiz nochiziqi zanjirlarning ulanishi

**Logarifmik kuchaytirgich.** Bunday kuchaytirgichda chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishi logarifmiga proporsional bo'ladi.

Logarifmik xarakteristika hosil qilish uchun OK manfiy TA zanjiriga diod yoki UB sxemadagi BT ulanadi. Diodli va BTli logarifmik kuchaytirgich sxemalari mos ravishda 3.15, a va b – rasmlarda ko'rsatilgan.

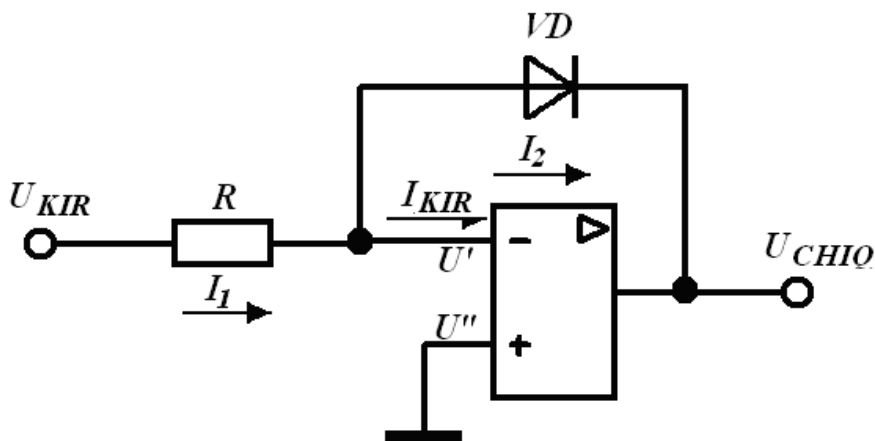
Avvalgidek, OKning ideallik xossalariidan  $I_{KIR} = 0$  va  $U' = U'' = 0$  kelib chiqadi. Shu sababli  $I_1 = I_2$ . 3.15, a – rasmdagi sxema uchun

$$I_1 = U_{KIR} / R, \quad I_2 = I_0 [\exp(U / \varphi_T) - 1] \approx I_0 [\exp(U / \varphi_T)],$$

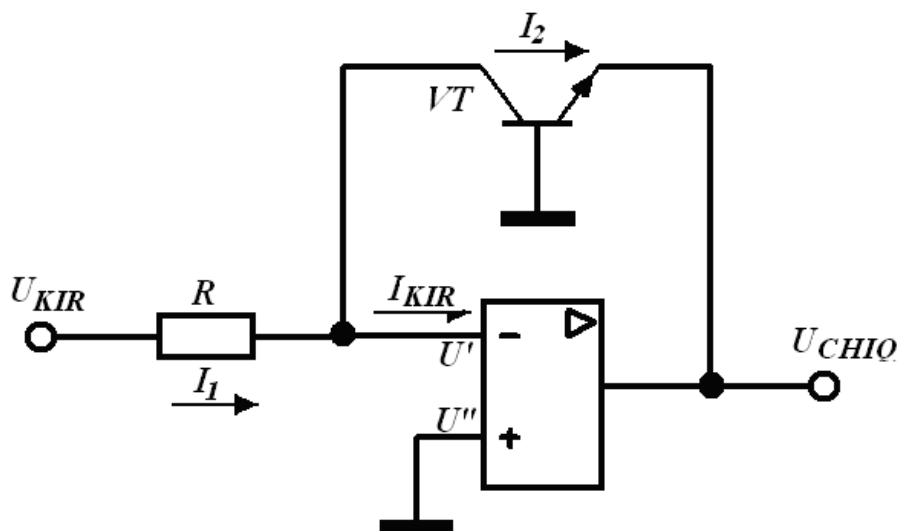
bu yerda  $\varphi_T = kT / q$ ,  $U$  – dioddagi kuchlanish. Bu sxema uchun  $U = U_{CHIQ}$  ekanligi ravshan. Bundan

$$U_{CHIQ} = -\varphi_T [\ln(U_{KIR} / R) - \ln I_0] = -\varphi_T \ln U_{KIR} / (RI_0) .$$

a)



b)



3.15 – rasm. Diodli (a) va BTli (b) logarifmik kuchaytirgich sxemasi.

Yuqoridagi sxema kabi, 3.15, b – rasmdagi sxema uchun ham

$$I_1 = U_{KIR} / R, \quad I_2 = I_K = I_{E0} [\exp(U_{BE} / \varphi_T) - 1] \approx I_{E0} \exp(U_{BE} / \varphi_T) .$$

$$\text{Bundan } U_{CHIQ} = -\varphi_T \ln U_{KIR} / (RI_{E0}) .$$

Keltirilgan sxemalar uchun maksimal chiqish kuchlanishi 0,6 V dan oshmaydi. Logarifmik kuchaytirgichlar chiqishida faqat bir qutbli kuchlanish shakllanadi. Musbat kirish kuchlanishida chiqishda manfiy kuchlanish shakllanadi. Chiqishda musbat kuchlanish olish uchun 3.15, a – rasmdagi sxemaga teskari yo’nalishda diod ulash va kirish kuchlanishi qutbini o’zgartirish kerak. 3.15, b – rasmda  $p - n - p$  – turli tranzistor qo’llash usuli bilan shunday natijaga erishish mumkin.

**Antilogarifmik (eksponensial) kuchaytirgich.** Antilogarifmik kuchaytirgich hosil qilish uchun yuqorida ko'rib o'tilgan sxemalarda diod (tranzistor) bilan rezistor o'rnini almashtirish kerak (3.16, a va b – rasmlar).

3.15, a va b – rasmlardagi sxemalar kabi, 3.16, a – rasmdagi sxema uchun

$$U_{CHIQ} = -RI_0 \exp(U_{KIR} / \varphi_T) ,$$

va 3.16, b – rasmdagi sxema uchun esa

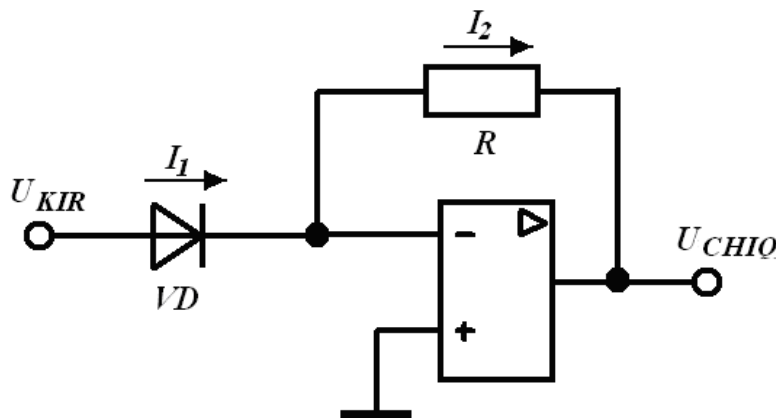
$$U_{CHIQ} = -RI_{E0} \exp(U_{KIR} / \varphi_T)$$

deb yozish mumkin.

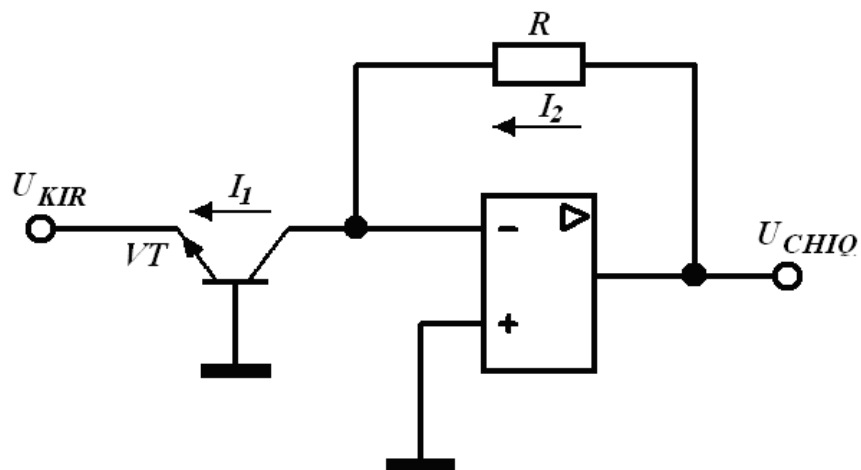
Logarifmik va antilogarifmik kuchaytirgichlar ko'paytirish va bo'lish matematik amallarini bajarish uchun qo'llaniladilar.

Haqiqatdan, sonlarni ko'paytirish uchun ularning logarifmlarini qo'shish yetarlidir. Uchta sonni ko'paytirish uchun, ularning har birini avval o'zining logarifmik kuchaytirgichi kirishiga berish, so'ngra uchta kirishli jamlovchi qurilma kirishiga uzatish lozim (3.14 – rasm).

a)



b)

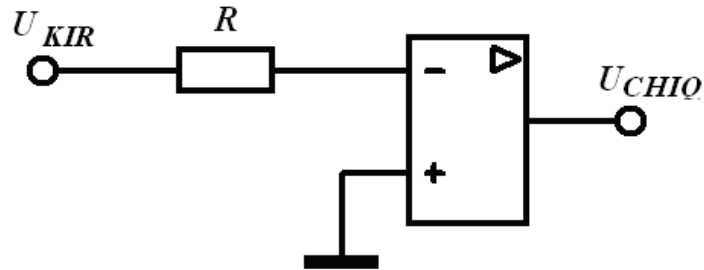


3.16 – rasm. Antilogarifmik kuchaytigichlar.

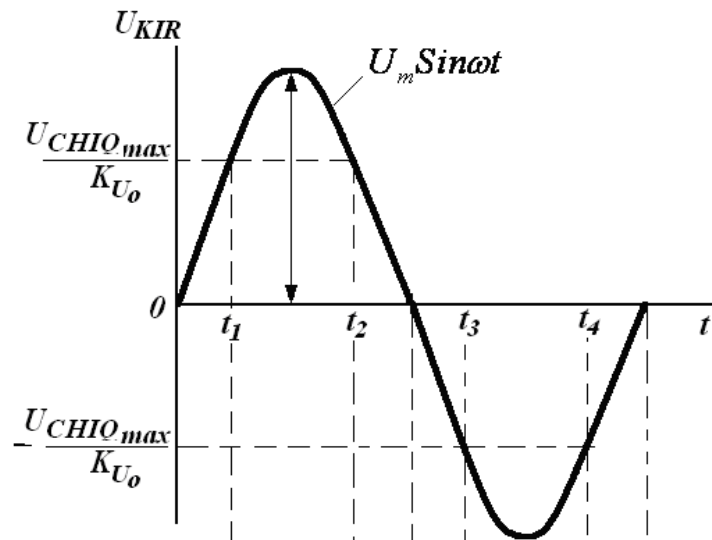
**Kuchlanish komparatori.** Komparator ikki va undan ortiq signallarni o'zaro, yoki bir kirish signalini biror berilgan etalon kuchlanish sathi bilan solishtirish amalini bajaradi

Berilgan kirish signallarini nolga teng bo'lgan etalon kuchlanish sathi bilan solishtiradigan komparator sxemasi 3.17 – rasmda ko'rsatilgan. Buning uchun OK inverslaydigan kirishi potentsiali nolga teng bo'lgan umumiy shina bilan tutashtiriladi. Shu sababli bunday qurilma *nol detektori* yoki *nol – indikator* deb ataladi.

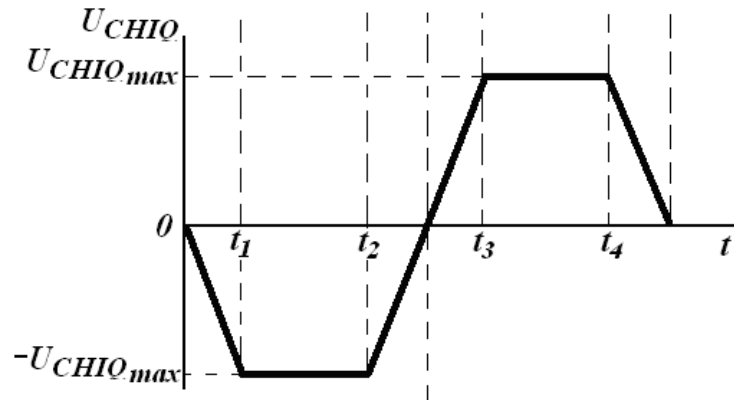
a)



b)



c)



3.17 – rasm. Nol detektori sxemasi (a) va uning vaqt digrammalari (b, c).



Kuchaytirgichning inverslaydigan kirishiga amplitudasi  $|U_m| > |U_{CHIQ.max}| / K_{U0}$  bo'lgan  $U_{KIR} = U_m \sin \omega t$  o'zgaruvchan kuchlanish berilgan bo'lsin (katta signal rejimi).

Komparator ishini ifodalovchi vaqt diagrammalari 3.17, b va c – rasmlarda ko'rsatilgan. Diagrammalardan ko'rinib turibdiki, kirish kuchlanishi  $|U_m \sin \omega t| < |U_{CHIQ.max}| / K_{U0}$  shartga javob bersa, chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishiga proporsional bo'ladi, ya'ni  $|U_{CHIQ}| = K_{U0} |U_{KIR}|$ . Kirish kuchlanishi  $|U_{CHIQ.max}| / K_{U0}$  qiymatidan ohsa, komparator chiqish signali o'zgarishsiz qoladi va  $|U_{CHIQ}| = |U_{CHIQ.max}|$ .

Shunday qilib, musbat kirish kuchlanishida chiqish signali standart va  $-U_{CHIQ.max}$  ga teng, manfiy kirish kuchlanishida esa – yana standart va  $+U_{CHIQ.max}$  ga teng bo'ladi degan xulosaga kelamiz.

Kirish signali analog, chiqish signali esa - raqamli bo'lgani uchun ( $-U_{CHIQ.max}$  - mantiqiy 0,  $+U_{CHIQ.max}$  - mantiqiy 1), komparator analog va raqamli qurilmalar orasidagi aloqa elementi rolini bajaradi, ya'ni sodda **analog – raqamli o'zgartirgich** hisoblanadi.

Kirish signali shakli ixtiyoriy bo'lishi mumkin. Ammo  $|U_{KIR}| < |U_{CHIQ.max} / K_{U0}|$  (kichik signal rejimi) bo'lganda, ishlashning ixtiyoriy vaqt momentida chiqish signali kirish signaliga proporsional bo'ladi, ya'ni  $|U_{CHIQ}| = |K_{U0} U_{KIR}|$ . Bu yerda  $U_{CHIQ.max}$  va  $K_{U0}$  aniq OKning pasport ma'lumotnomalarida keltirilgan parametrlari.

Katta signal rejimida, kirish signali qiymati  $|U_{CHIQ.max} / K_{U0}|$  bo'lgan vaqt intervallarida komparator chiqish signali o'zgarishsiz qoladi va  $|U_{CHIQ}| = |U_{CHIQ.max}|$  bo'ladi.

Chiqish kuchlanishi  $\pm U_{CHIQ.max}$  darajalarda qayd qilinadigan  $U_{KIR} = |U_{CHIQ.max} / K_{U0}|$  kattaligi **komparator sezgirligi**  $\Delta$  deb ataladi. Uni chiqish kuchlanishi  $U_{CHIQ.max}$  ni kuchaytirish koeffitsiyenti  $K_{U0}$  ga bo'lib, oson baholash mumkin

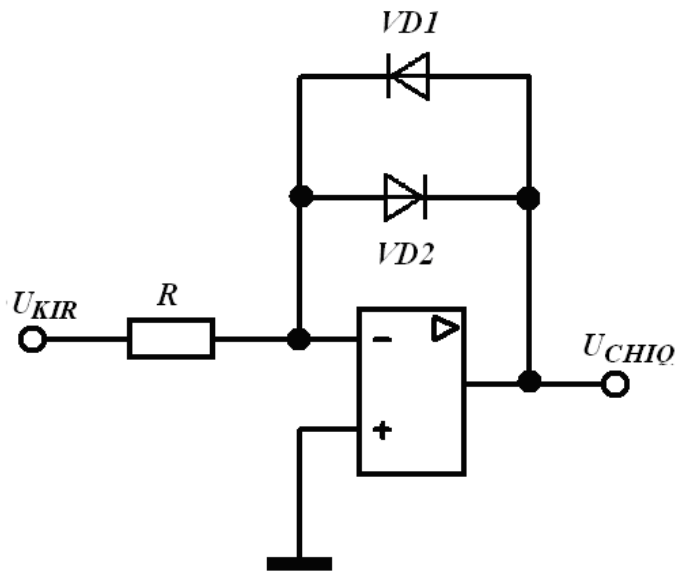
$$\Delta = U_{CHIQ.max} / K_{U0} \cdot$$

Masalan,  $U_{CHIQ.max} = 10 \text{ V}$ ,  $K_{U0} = 10^5$  bo'lsa, u holda  $\Delta = 10^{-4} \text{ V}$ . Bu kirish kuchlanishi etalon kuchlanishidan atigi  $10^{-4} \text{ V}$  ga og'ganda chiqish kuchlanishi  $\pm U_{CHIQ.max}$  sathlarda qayd qilinishini bildiradi (mazkur holatda noldan).

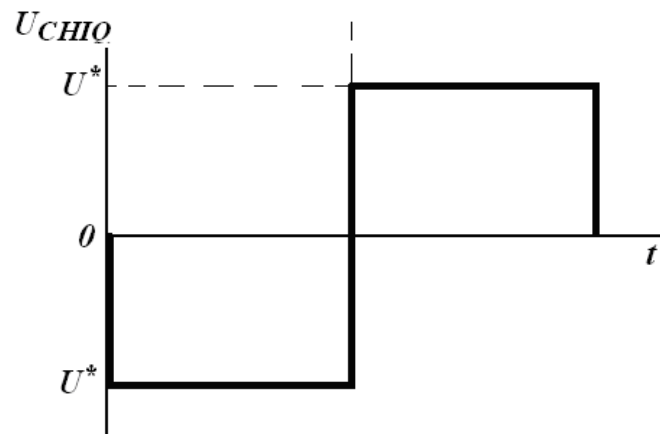
Chiqishda kichik standart kuchlanishlar  $|U_{CHIQ.max}|$  olish talab qilingan holatlarda, 3.18, a – rasmda ko'rsatilgan komparator sxemasi ishlatiladi. Musbat kirish kuchlanishida chiqishda manfiy kuchlanish paydo bo'ladi. Bunda VD2 diod

ochiladi. Ma'lumki, ochiq dioddagi kuchlanish –  $U^*$  ga teng, deyarli o'zgarmas kattalik. Demak, chiqishdagi kuchlanish  $U_{KIR}$  ga bog'liq bo'lmagan ravishda  $U^*$  ga teng. Kremniyli diodlar uchun  $U^* = 0,7 \text{ V}$  ekanini eslatib o'tamiz. Manfiy kirish kuchlanishida VD1 diod ochiladi, chiqish kuchlanishi esa  $+U^*$  ga teng bo'ladi va u ham  $U_{KIR}$  ga bog'liq bo'lmaydi. Ushbu komparatorning vaqt diagrammalari 3.18, b – rasmda ko'rsatilgan. Komparator sezgirligiga kelsak, u ham  $K_{U0} = 10^5$  qiymatlarda keskin ortadi va  $\Delta \approx 7 \text{ mkV}$  ni tashkil etadi.

a)



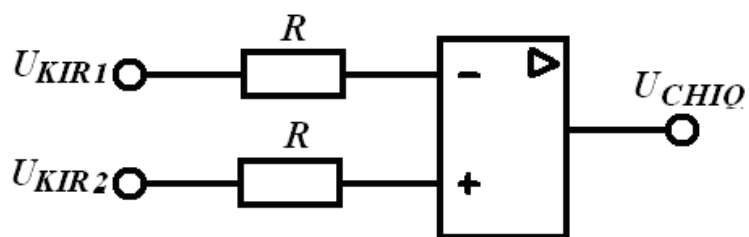
b)



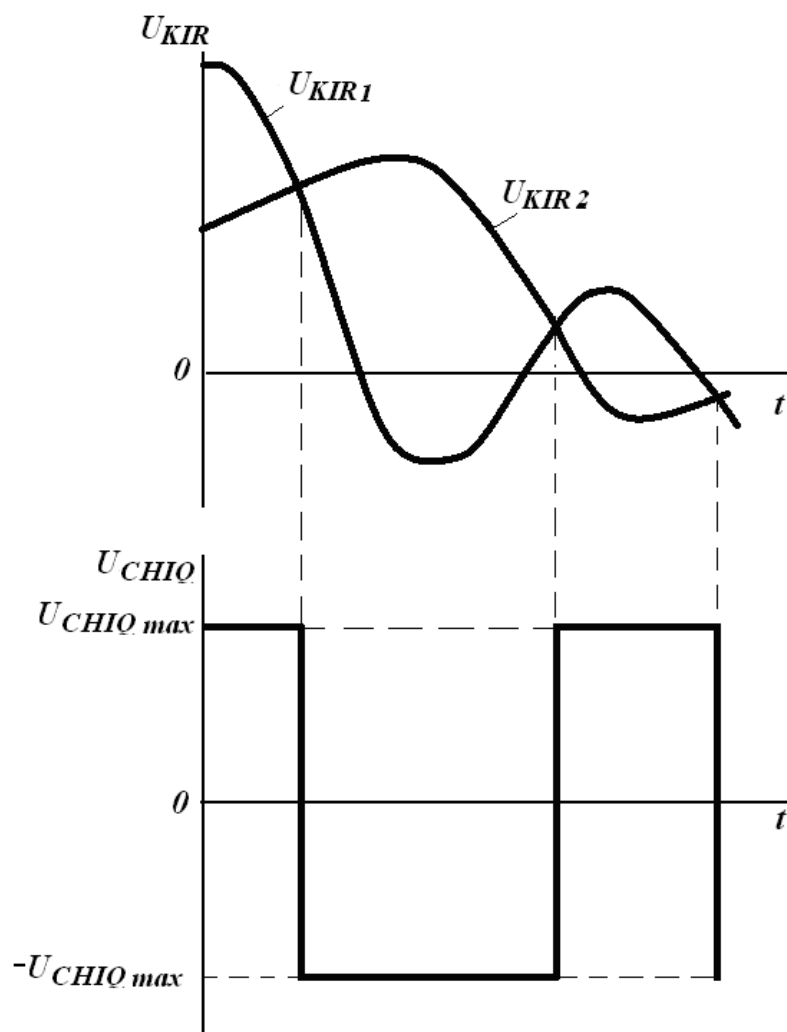
3.18 – rasm. Komparator sxemasi (a) va uning vaqt diagrammasi (b).

Agar yakka VD1 va VD2 diodlar o'rniga ketma – ket diodlar zanjiri ulansa, komparatorning chiqish kuchlanishlar mos ravishda katta bo'ladi. Ikki (va undan ortiq) kuchlanishlari solishtirilganda ular turli kirishlarga beriladi. Bunday komparator sxemasi va uning ishini izohlovchi vaqt diagrammalari 3.19 – rasmda ko'rsatilgan.

a)



b)



3.19 – rasm. Bir bo'sag'ali ikki kuchlanishni solishtirish sxemasi (a) va uning vaqt diagrammalari (b).

Nolga teng bo'lgan momentlarda, ya'ni, kirishlar orasidagi kuchlanishlar  $U_{KIR1} = U_{KIR2}$  bo'lganda chiqish kuchlanishi nolga teng bo'ladi.  $U_{KIR1} > U_{KIR2}$  bo'lgan vaqt oraliqlarida, chiqish kuchlanishi ishorasi musbat va standart  $+U_{CHIQ,max}$  qiymatiga teng bo'ladi.  $U_{KIR1} < U_{KIR2}$  bo'lgan vaqt oraliqlarida OK qayta ulanadi va uning chiqishida  $-U_{CHIQ,max}$  standart kuchlanish o'rnatiladi.

Yuqorida ko'rib o'tilgan standart OK asosidagi komparatorlar kirish signallari sekin o'zgaruvchi, **yuqori aniqlikdagi** solishtiruvchi sxemalarida ishlatiladi. Gap shundaki, katta amplitudali kuchlanishlarni solishtirish rejimida OK tranzistorlari to'yinish rejimiga o'tadilar. To'yinish rejimi bazada noasosiy zaryad tashuvchilarning to'planishiga olib keladi. Bu zaryadlarni bazadan chiqarib yuborish uchun ma'lum vaqt talab qilinadi, bu esa komparatorlarning tezkorligini pasaytiradi.

Shuning uchun raqamli texnikada tezkorligi  $15 \div 200$  ns gacha bo'lgan 521SA1-521SA4 turdagi integral komparatorlar qo'llaniladi. Ularni loyihalashda tranzistorlar to'yinish rejimiga o'tmaydigan maxsus sxemotexnik yechimlar qo'llaniladi.

### Nazorat savollari

1. Yuqori barqarorlikka ega bo'lgan inverslaydigan kuchaytirgich kuchaytirish koeffitsiyenti nima bilan aniqlanadi ?
2. Inverslamaydigan kuchaytirgich kuchaytirish koeffitsiyenti nima bilan aniqlanadi ?
3. Kuchlanish qaytarigichda qanday amal bajariladi ?
4. Uchta kirishga ega bo'lgan jamlash qurilmasi chiqish kuchlanishi nimaga teng ?
5. Ayiruvchining chiqish kuchlanishi nimaga teng ?
6. Pretsizion attenyuator nima uchun xizmat qiladi ?
7. Passiv integrallovchi va differensiallovchi zanjirlar qanday kamchiliklarga ega?
8. OK asosidagi differensiallovchi qurilma qanday amalga oshiriladi ?
9. OK asosidagi integrallovchi qurilma qanday amalga oshiriladi ?
10. Filtrlar turlarini sanab bering.
11. Aktiv filtrlar passivlardan nimasi bilan farqlanadi ?
12. OK asosidagi logarifmik kuchaytirgich qanday xossalarga ega ?
13. OK asosidagi antilogarifmik kuchaytirgich qanday xossalarga ega ?
14. Kuchlanish komparatori qanday amalni bajaradi ?

## IV BOB

### RAQAMLI TEXNIKA ASOSLARI

---

---

#### 4.1. Umumiy ma'lumotlar

Elektron qurilmalar, jumladan kompyuterlarda qayta ishlanayotgan ma'lumotlar, natijalar va boshqa axborotlar ko'p hollarda elektr signallar ko'rinishida ifodalanadi.

Axborot (fizik kattaliklar) ni ikki usulda ifodalash mumkin: analog (uzluksiz) va raqamli (diskret). Birinchi usulda ifodalanayotgan kattalik, unga proporsional bo'lgan ***bir signal ko'rinishida***, ikkinchi usulda esa – har biri berilgan kattalikning bitta raqamiga mos keluvchi ***bir nechta signallar ketma – ketligi ko'rinishida*** ifodalanadi.

Analog ko'rinishdagi signallarni qabul qilish, o'zgartirish va uzatish uchun mo'ljallangan elektron qurilmalar, ***analog elektron qurilmalar*** (AEQ) deb ataladi. Signalning nazariy tomondan shakllanishi va uzatilishi mumkin qadar aniqlik va tezkorlik bilan amalga oshiriladi. AEQlar nisbatan sodda tuzilganiga qaramasdan, signalni ixtiyoriy funksional o'zgartirishga qodirdir.

AEQlar quyidagi kamchiliklarga ega:

- xalaqitbardoshlikning kichikligi. Bunda signalga turli shovqinlar qo'shilishi, yoki temperatura va boshqa omillar ta'sirida qurilma parametrlarining o'zgarishi natijasida signal boshlang'ich ko'rinishidan farqlanadi;
- uzoq masofalarga uzatilganda signalning kuchli buzilishi;
- axborotlarni uzoq muddat saqlashning murakkabligi;
- FIK qiymatining kichikligi.

Yuqoridagilardan kelib chiqqan holda kichik vaqt oraliqlarida katta hajmdagi axborotlarni saqlash va qayta ishlash talab qilinganda AEQlardan foydalaniladi. Bunda AEQda axborot differensial tenglamalar tizimi bilan ifodalanishini alohida ta'kidlab o'tish joiz.

Hozirgi kunda axborotlarni raqamli usullarda qayta ishlash muhim o'rin egallamoqda. Buning uchun analog ko'rinishdagi birlamchi axborot ustida ikkita muhim amal bajariladi: kvantlash va kodlash.

Uzluksiz signal  $x(t)$ ni ma'lum nuqtalardagi qiymatlari bilan almashtirishga ***kvantlash*** deyiladi. Kvantlash vaqt yoki sathlar bo'yicha amalga oshirilishi mumkin. Kvantlash natijasida elektron qurilmadagi analog ko'rinishdagi birlamchi signal turli shakldagi elektr ***impulslar ketma - ketligi*** ko'rinishida ifodalanadi. Kuchlanish  $U(t)$  yoki tok  $I(t)$  qiymatlarini mos ravishda o'rnatilgan  $U_0$  va  $I_0$  qiymatlardan qisqa vaqtlarga og'ishi ***elektr impuls*** deb ataladi. Kvantlash natijasida signal ixtiyoriy emas, balki aniq, ***diskret*** deb ataluvchi qiymatlarni oladi.

Uzluksiz kattalikdan farqli ravishda diskret kattalikning qiymati cheklangan bo'lib, unda axborotning ma'lum qismi yo'qolishi mumkin. Analog signallarni kvantlash natijasida hosil bo'lgan elektr signallarni qabul qilish, qayta ishlash va uzatish uchun mo'ljallangan qurilmalar – ***diskret elektron qurilmalar*** (DEQ) deb

ataladi. Shu sababli DEQlarda kvantlangan signallar uchun elektron kalit sifatida tranzistorlardan (tranzistorning to'yinish yoki berk rejimlari) foydalaniladi. Natijada ulara sochiluvchi quvvat eng kichik bo'ladi, issiqlik uzatilishining kichikligi sababli tranzistorlar qizishi kamayadi. Natijada ular parametrlarining nobarqarorligi ham kamayadi. Impulslarni uzatishda signalga ta'sir ko'rsatuvchi xalaqit yuzaga kelishi mumkin bo'lgan vaqt qisqa bo'lganligi sababli, DEQlarning xalaqitbardoshligi AEQlarga nisbatan yuqori bo'ladi.

Kvantlash turiga qarab DEQlar uch guruhga bo'linadi: **impulsli**, **releyli** va **raqamli**.

**Impulsli elektron qurilmalar** (IEQ)da birlamchi signal vaqt bo'yicha kvantlanadi va odatda o'zgarmas chastotadagi impulslar ketma – ketligiga o'zgartiriladi. Bu jarayon **impulsli modulyatsiyalash** deb ataladi. Impulslar ketma–ketligi to'rtta parametrga ega: impuls amplitudasi, impuls uzunligi, impuls chastotasi va impuls fazasi (impuls vaqt momentlari taktiga nisbatan olinadi). Shu sababli modulyatsiyaning to'rtta turi mavjud:

- amplituda – impulsli modulyatsiya (AIM);
- kenglik – impulsli modulyatsiya (KIM);
- chastota – impulsli modulyatsiya (CHIM);
- faza – impulsli modulyatsiya (FIM).

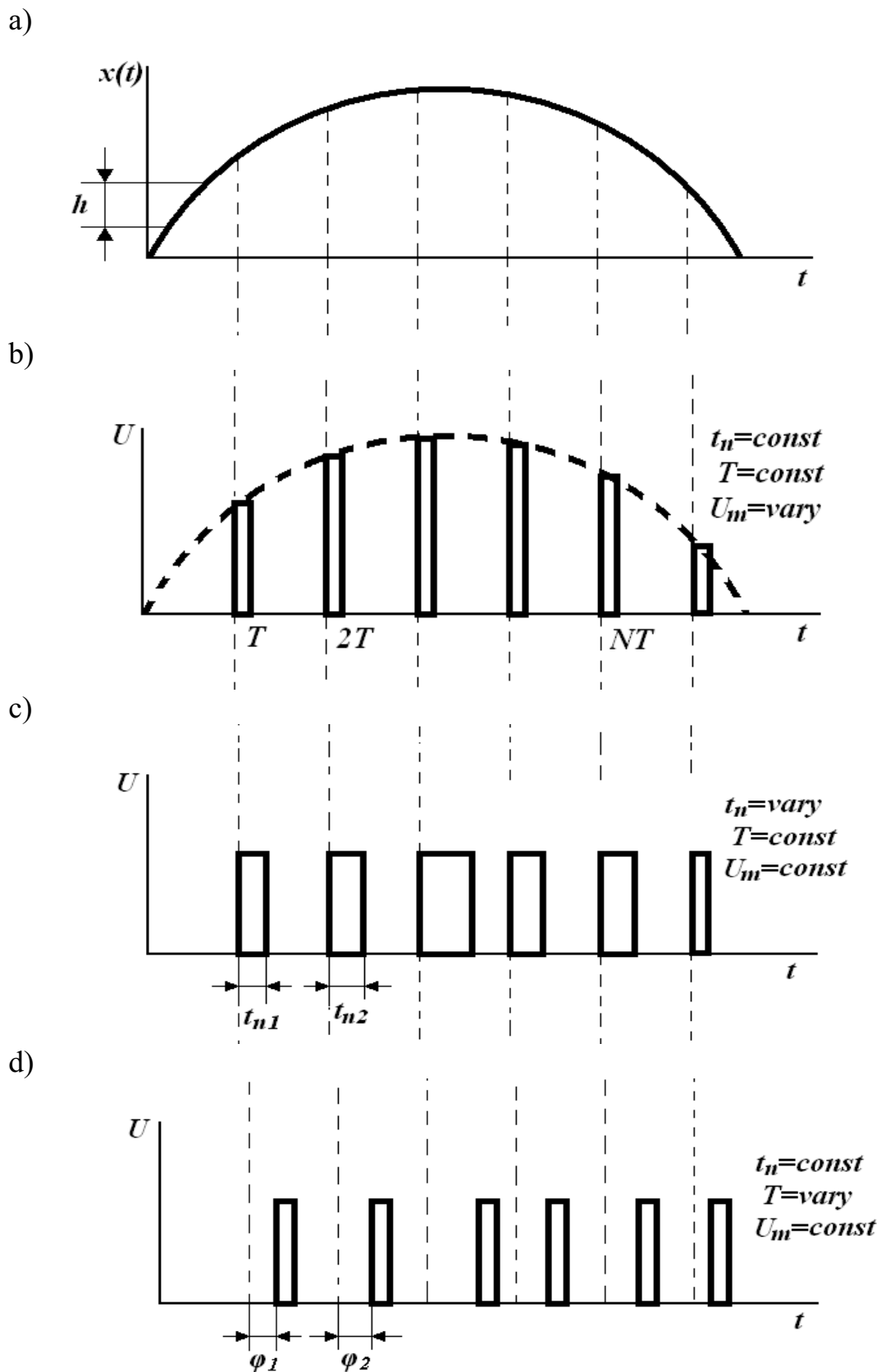
Amaliyotda ko'p hollarda AIM, KIM va FIM kombinatsiyalari ishlatiladi. Impulsli modulyatsiyalarning bu turlari haqidagi ma'lumotlar 4.1 – rasmda keltirilgan.

IEQlarning aniqligi va tezkorligi AEQlarnikiga nisbatan kichik hamda impulsli modulyatorlarni ishlab chiqish mushkul.

**Releyli elektron qurilmalar** (REQ) birlamchi analog signalni zinasimon funksiyaga o'zgartiradi. Bunda har bir zinaning balandligi, oldindan berilgan ma'lum  $h$  kattalikka proporsional bo'ladi (4.1, a – rasm). REQlarda impulsli modulyatorlar bo'lmaganligi sababli, bunday qurilmalar IEQlarga nisbatan soddaligi bilan ajralib turadi. REQlar yuqori tezkorlikka ega bo'lib, asosan axborotni emas, balki quvvatni o'zgartirishda qo'llaniladi. Bunday REQlarda katta toklar kuchaytirgani sababli **kuch elektronikasi** deb ataladi.

**Raqamli elektron qurilmalar** (REQ)da birlamchi analog signal ham vaqt bo'yicha, ham kattaligi bo'yicha kvantlanadi. Kvantlanish natijasida signal yuqorida aytib o'tilgan parametrlarning biri bo'yicha bir – biridan farq qiladigan impulslar ketma – ketligi ko'rinishida ifodalanadi.

Demak, ixtiyoriy kvantlangan signal bir necha elementar signallardan tuzilgan shartli kombinatsiyalar ko'rinishida (masalan, Morze kodidagi nuqta, tire va pauza) ifodalanishi mumkin ekan. Kvantlangan signalning bunday ifodalanishi **kodlash** deb ataladi. Kodlash turli ma'lumotlar (harflar, tovushlar, ranglar, komandalar va boshqalar)ni ma'lum standart shaklda, masalan ikkilik simvollari ko'rinishida ifodalash imkonini beradi.



4.1 – rasm. Impulsi modulyatsiya turlari: birlamchi analog kattalik (a); amplituda – modulyatsiyalangan (b); kenglik – modulyatsiyalangan (c) va faza – modulyatsiyalangan (d) impulslar ketma – ketligi.

Real qiymatlarga mos keluvchi fizik kattaliklarni - kodlarni shakllantirish, o'zgartirish va uzatish uchun **raqamli qurilma** xizmat qiladi. Bundan, raqamli axborotni uzatish uchun analogga nisbatan ko'p vaqt sarflanishi ko'rinib turibdi. Shuning uchun, sharoitlar bir xil bo'lganda, raqamli usulda uzatilayotgan axborotlar soni minimal bo'ladi. REQlar quyidagi afzalliklarga egadirlar:

- xalaqitbardoshliknig yuqoriligi;
- axborotlarni yo'qotishlarsiz uzoq muddat saqlash imkoni;
- FIKning yuqoriligi;
- negiz elektron qurilmalar sonining kamligi;
- integral texnologiya bilan mosligi.

Raqamli qurilmalarda arifmetik va mantiqiy amallarni ma'lum tartibda bajarish yo'li bilan axborot o'zgartiriladi.

**Raqamli integral sxema** (RIS) – integral elektron qurilma bo'lib, raqamli signal ko'rinishida berilgan axborotlarni talab etilgan holda o'zgartirishga mo'ljallangan. Unda o'zgaruvchan signal sathi faqat ikkita qiymat olishi mumkin. Agar RIS ta'rifiga uning asosiy vazifasini kiritsak, u holda ta'rif quyidagicha bo'ladi:

- raqamli integral sxema – elektroradiomateriallar va komponentalardan iborat bo'lib, u ikkilik sanoq tizimda berilgan ma'lum  $x$  ko'phadni oldindan berilgan ikkilik sanoq tizimidagi ma'lum  $y$  ko'phadga o'zgartiradi.

**RIS elektroradiomateriali** deb, RISning shunday qismiga aytiladi–ki, u oddiy elektroradio zanjirlardagi diskret elementlar xossalari ega bo'lib, RIS tarkibidan alohida element sifatida olib tashlab bo'lmaydi. Yarimo'tkazgichli RIS elektroradiomateriallari bo'lib yarimo'tkazgich hajmida yoki sirtida shakllangan rezistorlar, kondensatorlar, induktivliklar, diodlar va tranzistorlar hisoblanadi.

**RIS elektroradiokomponenti** deb, RISning shunday qismiga aytiladi–ki, u bir yoki bir nechta elektroradioelementlar funksiyasini amalga oshiradi, lekin RIS tarkibidan alohida element sifatida olib tashlanishi mumkin va montajgacha mustaqil mahsulot hisoblanadi. Tranzistorlar, keramik kondensatorlar va gibril IMSlarning boshqa osma elementlari elektroradiokomponentlarga misol bo'la oladi.

Funksional vazifasiga ko'ra RISlar mantiqiy integral sxemalar (elementlar), axborot saqlash sxemalari (xotira elementlari), yordamchi va maxsus integral sxemalarga bo'linadi.

Mantiqiy integral sxemalar yoki mantiqiy elementlar ikkilik sanoq tizimda berilgan axborotni mantiqiy o'zgartirishga mo'ljallangan. Bular komputer va boshqa raqamli tizimlarning asosiy “qurilish g'ishtchalari”dir. Ular qurilma tarkibidagi elementlarning 70-80 % ini tashkil etadi. Mantiqiy integral sxemalarni o'z navbatida quyidagilarga ajratish mumkin:

- asosiy funksional to'liq majmua (AFTM)ning mantiqiy funksiyalarini amalga oshiruvchi sxemalar va elementlar;
- funksional to'liqlikka ega bo'lgan, yakka universal mantiqiy funksiyalarni amalga oshiruvchi sxemalar va elementlar;
- funksional elementlar deb ataluvchi, bir necha mantiqiy funksiyalarni amalga oshiruvchi sxemalar;



- talab qilingan funksiyalarni amalga oshiruvchi sxemalar (adaptiv elementlar).

Katta funksional mazmunga ega bo'lgan, murakkab mantiqiy funksiyalarga mos keluvchi funksional elementlar AFTM yoki universal funksiyalar amallarini bajaruvchi negiz mantiqiy elementlar asosida quriladi.

**Adaptiv elementlar** – dasturlanuvchi elementlar bo'lib, hozirgi kunda mikroprotessorlarni rivojlanish cho'qqisi deb hisoblash mumkin. Kelajakda, tashqi muhit shartlari bilan aniqlanadigan funksiyalarni bajaradigan to'liq adaptiv elementlar haqida so'z yuritish mumkin.

**Axborot saqlash sxemalari** (xotira elementlari) ikkilik axborotni eslab qolish va vaqtincha saqlashga mo'ljallangan. Bu sxemalarni maxsus usulda tuzib, ular yordamida axborotni yozish va o'qish, o'chirish va qayta tiklash, hamda saqlanayotgan axborotni indikatsiya qilish mumkin. Bunday elementlar **triggerlar** deb ataladi va ular negiz mantiqiy elementlar asosida ham amalga oshirilishi mumkin.

**Yordamchi integral sxemalar** yoki **elementlar** elektr signallarni kuchaytirish, shakllantirish, ushlab turish, generatsiyalash uchun mo'ljallangan. Bunday elementlarga: takt chastotasi generatorlari; bloking– generatorlar; kuchaytirgich – shakllantirgichlar; emitter qaytargichlar; yakkavibratorlar; multivibratorlar; cheklagichlar va boshqalar kiradi.

**Maxsus integral sxemalar** (elementlar) signalni fizik o'zgartirishga mo'ljallangan. Ularga turli indikatorlar, analog signallarni raqamligiga va aksincha o'zgartirgichlar, zanjirlarni muvofiqlashtiruvchi maxsus sxemalar va boshqalar kiradi.

## 4.2. Sanoq tizimlari

Sanoq tizimlari **pozitsion** va **nopozitsion** turlarga bo'linadi. Nopozitsion tizimlarda raqamning aniq qiymati o'zgarmas bo'lib, sonni yozishda uning o'рни ahamiyatga ega emas. Bunday sanoq tizimiga Rum sanoq tizimi misol bo'la oladi. Masalan, XXVII sonini yozishda X ning o'рни ahamiyatga ega emas. Bu son qaerda turishidan qat'iy nazar 10 ga teng.

Pozitsion sanoq tizimda raqamning aniq qiymati, sonni yozishdagi o'rniga bog'liq bo'ladi. Raqamli texnikada faqat pozitsion sanoq tizimlari qo'llaniladi.

Ixtiyoriy son  $Q$  ni  $q$  asosga ega ixtiyoriy sanoq tizimida quyidagi polinom yordamida ifodalash mumkin:

$$X_q = x_{n-1}q^{n-1} + x_{n-2}q^{n-2} + \dots + x_0q^0 + x_{-1}q^{-1} + \dots + x_{-m}q^{-m} ; \quad (4.1)$$

bu yerda  $x_i$  – razryad koeffitsiyenti ( $x_i=0 \dots q-1$ );

$q_i$  – vazn koeffitsiyenti.

$q$  soni ham butun, ham kasr son bo'lishi mumkin. Raqamning pozitsiya tartibi  $x_i$  razryad deb ataladi.  $q$  ning musbat darajaga ega bo'lgan razryadi  $x_q$

sonning butun qismini, manfiy darajaga ega bo'lgan qismi esa – kasr qismini hosil qiladi.  $x_{n-1}$  va  $x_{-m}$  raqamlar mos ravishda sonning katta va kichik razryadlari hisoblanadilar. Ikkilik sanog'ida  $q = 2$ , o'nlik sanog'ida  $m = 10$ . Sanoq asosi qancha katta bo'lsa, mazkur sonni ifodalashda shuncha kam miqdorda razryad talab qilinadi, demak, uni uzatish uchun kam vaqt sarflanadi.

Boshqa tomondan,  $q$  asosga ega bo'lgan sonni elektr signallar yordamida ifodalash uchun, chiqishida turli  $q$  elektr signallar shakllantiruvchi elektr qurilma talab qilinadi. Demak,  $q$  qancha katta bo'lsa, elektron qurilma shuncha ko'p turg'un diskret holatlarga ega bo'lishi kerak.  $q$  ortishi bilan chiqish signalining diskret sathlari orasidagi farq kamayib boradi. Demak tashqi ta'sirlar natijasida hatoliklar yuzaga kelish ehtimoli ortadi va qurilma murakkablashib ketadi.

Ma'lumki, uchlik tizim ( $q=3$ ) eng samarali, ikkilik ( $q=2$ ) va to'rtlik ( $q=4$ ) tizimlar esa undan quyi hisoblanadi. Yetarli xalaqitbardoshlikni ta'minlashda  $q$  ni tanlash mezoni bo'lib, apparat harajatlarini minimallashtirish hisoblanadi. Bu munosabatda ikkilik tizimi tanlangan, chunki elektron qurilmalar faqat ikkita turg'un holatga ega bo'lishi kerak. U holda, bu tizimda signallarni ajratish uchun faqat: impuls bormi yoki yo'qmi? degan savolga javob berish kifoya bo'ladi. Masalan o'nlik son  $X=29$  ikkilik tizimda quyidagi ko'rinishda

$$29 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0,$$

simvol ko'rinishda esa – 11101 raqamlar ketma – ketligi bilan ifodalanadi.

Shunday qilib, ikkilik sanoq tizimida ixtiyoriy sonni 0 yoki 1 raqamlari yordamida yozish mumkin ekan. Bu sonlarni raqamli tizimda ifodalash uchun elektr kattalik (potensial yoki tok) jihatidan bir – biridan aniq farqlanuvchi, ikkita holatni egallashi mumkin bo'lgan qurilmaga ega bo'lish yetarli hisoblanadi. Bu kattaliklardan biriga 0 raqami, ikkinchisiga esa 1 raqami beriladi.

Hisoblash texnika qurilmalari bilan ishlashda 2, 8, 10, 16 asoslarga ega bo'lgan pozitsion sanoq tizimlari bilan to'qnash kelinadi. Raqamlarni bir sanoq tizimidan ikkinchisiga o'tkazish uchun quyidagi qoidalar mavjud:

**1 - qoida.** Kichik asosga ega bo'lgan sanoq tizimidan katta asosga ega bo'lgan sanoq tizimiga o'tishda (4.1) ifodadan foydalaniladi.

Misol.  $X_2=1011_2$  ikkilik sonini  $X_{10}$  o'nlik soniga o'zgartiring.

Yechimi. (4.1) ga asosan  $q=2$  uchun

$$X_{10} = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11$$

ga ega bo'lamiz.

**2 - qoida.** Kichik asosga ega bo'lgan sanoq tizimidan katta asosga ega bo'lgan sanoq tizimiga o'tish quyidagicha amalga oshiriladi:

A) birlamchi signalning butun qismi yangi sanoq tizimi asosiga bo'linadi;

B) birlamchi signalning kasr qismi yangi sanoq tizimi asosiga ko'paytiriladi.

Misol. 25,12 o'nlik sonini ikkilik sanoq tizimiga o'zgartiring.

Yechimi.

1. Butun qismni o'zgartiramiz:

$$25:2 = 12 + 1 (X_0 = 1)$$

$$12:2 = 6 + 0 (X_1 = 0)$$

$$6:2 = 3 + 0 (X_2 = 0)$$

$$3:2 = 1 + 1 (X_3 = 1)$$

$$1:2 = 0 + 1 (X_4 = 1)$$

$X_2$  ikkilik sonining butun qismi bo'linishining so'nggi natijasidan yoziladi, ya'ni  $25_{10} = 11001_2$  ko'rinishida bo'ladi.

2. Kasr qismini o'zgartiramiz:

$$0,12 \cdot 2 = 0 + 0,24 (X_{.1} = 0)$$

$$0,24 \cdot 2 = 0 + 0,48 (X_{.2} = 0)$$

$$0,48 \cdot 2 = 0 + 0,96 (X_{.3} = 0)$$

$$0,96 \cdot 2 = 1 + 0,92 (X_{.4} = 1)$$

$$0,92 \cdot 2 = 1 + 0,84 (X_{.5} = 1).$$

Aniqligi yuqori darajada bo'lgan natija olish uchun bu jarayonlar  $k$  – marta takrorlanadi. 5 ta qiymatgacha aniqlikda bo'lgan ikkilik sonini kasr qismini yozish uchun ko'paytirishning birinchi natijasidan olinadi, ya'ni  $0,12_{10} = 0,0001_2$  ko'rinishida bo'ladi.

3. So'nggi natija  $25,12_{10} \approx 11001,0001_2$  ko'rinishida bo'ladi.

Eslatma. Ikkilik sanoq tizimidan sakkizlik yoki o'n oltilik sanoq tizimiga o'tish ancha sodda usulda amalga oshirilishi mumkin.  $8=2^3$ ,  $16=2^4$  bo'lgani sababli, sakkizlik sanog'ida yozilgan sonning bir razryadini – uchta razryad, o'n oltilik sanog'ida yozilgan bir razryadini – to'rtta razryad ko'rinishida va aksincha ifodalash mumkin.

Misol.  $X_2 = 101001_2$  ni  $X_8$  ga o'zgartiring.

Yechimi. 4.1 – javdalga mos ravishda  $101_2 = 5_8$  va  $001_2 = 1_8$  ga teng, shu sababli  $X_8 = 51_8$  bo'ladi.

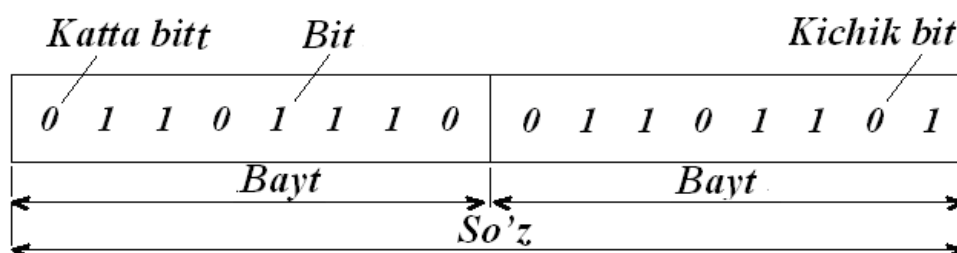
Misol.  $X_2 = 10100110_2$  ni  $X_{16}$  ga o'zgartiring.

Yechimi. 4.1 – javdalga mos ravishda  $1010_2 = A_{16}$  va  $0110_2 = 6_{16}$  ga teng, shu sababli  $x_{16} = A6_{16}$  bo'ladi.

Raqamli texnikada bit, bayt, so'z kabi terminlar keng qo'llaniladi.

Ikkilik razryadni odatda **bit** deb atashadi. Shunday qilib, 1001 soni 4 – bitli ikkilik soni, 101110011 soni esa – 9 bitli ikkilik soni hisoblanadi. Sonning chap chekkasidagi bit katta razryad (u katta vaznga ega), o'ng chekkadagi bit kichik razryad (u kichik vaznga ega) hisoblanadi. 16 bitdan iborat bo'lgan ikkilik soni 4.2 – rasmda keltirilgan.

Hisoblash va axborot texnikasi evolusiyasi qurilmalar o'rtasida axborot almashinish uchun 8 – bitli kattalikni paydo qildi. Bunday 8 – bitli kattalik **bayt** deb ataladi. Kompyuter va boshqaruv diskret tizimlarning yangi turlari axborotlarni 8, 16 yoki 32 bitlar yordamida (1, 2 va 4 bayt) so'zlar bilan bo'laklab qayta ishlamoqda.



4.2 – rasm. Bit, bayt, soʻz.

4.1 – jadval

### Turli sanoq tizimlaridagi sonlarning natural qatori

Oʻnlik	Oʻn oltilik	Sakkizlik	Ikkilik
0	0	0	0
1	1	1	1
2	2	2	10
3	3	3	11
4	4	4	100
5	5	5	101
6	6	6	110
7	7	7	111
8	8	10	1000
9	9	11	1001
10	A	12	1010
11	V	13	1011
12	S	14	1100
13	D	15	1101
14	E	16	1110
15	F	17	1111
16	10	20	10000
17	11	21	10001
18	12	22	10010
19	13	23	10011
20	14	24	10100
21	15	25	10101

### 4.3. Mantiqiy konstantalar va oʻzgaruvchilar. Bul algebrasi operatsiyalari

Raqamli texnikada ikkita holatga ega boʻlgan, nol va bir yoki “rost” va “yolgʻon” soʻzlari bilan ifodalanadigan sxemalar qoʻllaniladi. Biror sonlarni qayta ishlash yoki eslab qolish talab qilinsa, ular bir va nollarning maʼlum kombinatsiyasi koʻrinishida ifodalanadi. U holda raqamli qurilmalar ishini

ta'riflash uchun maxsus matematik apparat lozim bo'ladi. Bunday matematik apparat **Bul algebrasi** yoki **Bul – mantiqi** deb ataladi. Uni irland olimi D. Bul ishlab chiqqan.

Mantiq algebrasi “rost” va “yolg'on” – ko'rinishdagi ikkita mantiq bilan ishlaydi. Bu shart “uchinchisi bo'lishi mumkin emas” qonuni deb ataladi. Bu tushunchalarni ikkilik sanoq tizimidagi raqamlar bilan bog'lash uchun “rost” ifodani 1 (mantiqiy bir) belgisi bilan, “yolg'on” ifodani 0 (mantiqiy nol) belgisi bilan belgilab olamiz. Ular Bul algebrasi konstantalari deb ataladi.

Umumiy holda, mantiqiy ifodalar har biri 0 yoki 1 qiymat oluvchi  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$  mantiqiy o'zgaruvchilar (argumentlar)ning funksiyasi hisoblanadi. Agar mantiqiy o'zgaruvchilar soni  $n$  bo'lsa, u holda 0 va 1 lar yordamida  $2^n$  ta kombinatsiya hosil qilish mumkin. Masalan,  $n=1$  bo'lsa:  $x=0$  va  $x=1$ ;  $n=2$  bo'lsa:  $x_1, x_2=00, 01, 10, 11$  bo'ladi. Har bir o'zgaruvchilar majmui uchun  $y$  0 yoki 1 qiymat olishi mumkin. Shuning uchun  $n$  ta o'zgaruvchini  $2^{2^n}$  ta turli mantiqiy funksiyalarga o'zgartirish mumkin, masalan,  $n=2$  bo'lsa 16,  $n=3$  bo'lsa 256,  $n=4$  bo'lsa 65536 funksiya.

$n$  o'zgaruvchining ruxsat etilgan barcha mantiqiy funksiyalarini uchta asosiy amal yordamida hosil qilish mumkin:

- **mantiqiy inkor** (inversiya, EMAS amali), mos o'zgaruvchi ustiga “-” belgi qo'yish bilan amalga oshiriladi;

- **mantiqiy qo'shish** (diz'yunksiya, YOKI amali), “+” belgi qo'yish bilan amalga oshiriladi;

- **mantiqiy ko'paytirish** (kon'yunksiya, HAM amali), “.” belgi qo'yish bilan amalga oshiriladi.

Ifodalar ekvivalentligini ifodalash uchun “=” belgisi qo'yiladi.

Mantiqiy funksiyalar va amallar turli ifodalanish shakllariga ega bo'lishlari mumkin: algebraik, jadval, so'z bilan va shartli grafik (sxemalarda). Mantiqiy funksiyalarni berish uchun mumkin bo'lgan argumentlar majmuidan talab qilinayotgan mantiqiy funksiya qiymatini berish yetarli. Funksiya qiymatlarini ifodalovchi jadval **haqiqiylik jadvali** deb ataladi.

4.2, 4.3 va 4.4 – jadvallarda ikkita o'zgaruvchi  $x_1, x_2$  uchun mantiqiy amallarning algebraik va jadval ifodasi keltirilgan.

Mantiqiy amallarni ko'rib chiqish uchun 4.5 - jadvalda keltirilgan aksioma va qonunlar qatoridan foydalanamiz.

4.2 – jadval

Inversiya amali haqiqiylik jadvali

$x$	$y = \bar{x}$
0	1
1	0

Diz'yunksiya amali haqiqiylik jadvali

$x_1$	$x_2$	$y = x_1 + x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Kon'yunksiya amali haqiqiylik jadvali

$x_1$	$x_2$	$y = x_1 \cdot x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Mantiq algebrasining asosiy aksioma va qonunlari

Aksiomalar	$0+x=x$ $0 \cdot x=0$	(4.2)
	$1+x=x$ $1 \cdot x=x$	(4.3)
	$x+x=x$ $x \cdot x=x$	(4.4)
	$x+\bar{x}=1$ $x \cdot \bar{x}=0$	(4.5)
	$\bar{\bar{x}}=x$	(4.6)
	Kommutativlik qonunlari	$x_1 + x_2 = x_2 + x_1$ $x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$
Assotsiativlik qonunlari	$x_1 + x_2 + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3)$ $x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3)$	(4.8)
Distributlik qonunlari	$x_1 \cdot (x_2 + x_3) = (x_1 \cdot x_2) + (x_1 \cdot x_3)$ $x_1 + (x_2 \cdot x_3) = (x_1 + x_2) \cdot (x_1 + x_3)$	(4.9)
Duallik qonunlari (de - Morgan teoremasi)	$\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$ $\overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2$	(4.10)
Yutilish qonunlari	$x_1 + x_1 \cdot x_2 = x_1$ $x_1 \cdot (x_2 + x_2) = x_1$	(4.11)

Assotsiativlik qonunlaridan foydalanib, ko'p o'zgaruvchi ( $n > 2$ ) ixtiyoriy mantiqiy funksiyasini ikkita o'zgaruvchi funksiyalar kombinatsiyasi ko'rinishida ifodalash mumkin.  $2^{2^2} = 16$  ikkita o'zgaruvchi funksiyalarining to'liq majmui 4.6 – jadvalda keltirilgan. Funksiyalarning har biri  $x_1, x_2$  o'zgaruvchilar ustidan amalga oshirish mumkin bo'lgan 16 ta mantiqiy amal kombinatsiyadan birini bildiradi va ular o'z nomi va shartli belgisiga ega.

4.6 – jadval

Ikki o'zgaruvchi uchun to'liq mantiqiy funksiyalar majmui

$x_1, x_2$ qiymatlari va $u_0 \dots u_{15}$ funksiyalar	Kon'yunksiya, diz'yunksiya, inkor amallari orqali ifodalanishi	Amallar- ning asosiy belgisi	Funksiya nomi	Mantiqiy element nomi
$x_1$ 0 0 1 1				
$x_2$ 0 1 0 1				
$u_0$ 0 0 0 0	$u_0 = 0$		nol konstantasi	“nol” generatori
$u_1$ 0 0 0 1	$u_1 = x_1 \cdot x_2$	$\wedge, \cap, \cdot$	kon'yunksiya, mantiqiy ko'paytirish	kon'yunktor, “YOKI”sxemasi
$u_2$ 0 0 1 0	$u_2 = x_1 \cdot \bar{x}_2$	$x_1 = x_2$	$x_2$ bo'yicha ta'qiq	$x_2$ bo'yicha “EMAS” sxemasi
$u_3$ 0 0 1 1	$u_3 = x_1$		$x_1$ bo'yicha tavitologiya	$x_1$ bo'yicha takrorlagich
$u_4$ 0 1 0 0	$u_4 = \bar{x}_1 \cdot x_2$	$x_2 = x_1$	$x_1$ bo'yicha ta'qiq	$x_1$ bo'yicha “EMAS” sxemasi
$u_5$ 0 1 0 1	$u_5 = x_2$		$x_2$ bo'yicha tavitologiya	$x_2$ bo'yicha takrorlagich
$u_6$ 0 1 1 0	$u_6 =$ $= \bar{x}_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2$	$x_1 \oplus x_2$	istisnoli “YOKI”, mantiqiy tengma'nolik emas	istisnoli “YOKI” sxemasi
$u_7$ 0 1 1 1	$u_7 = x_1 + x_2$	$\vee, \cup, +$	diz'yunksiya, mantiqiy qo'shish	diz'yunktor, “HAM” sxemasi

$u_8$	1 0 0 0	$u_8 = \overline{x_1 + x_2}$		diz'yunksiya inkori, Pirs strelkasi, Vebb funksiyasi, EMAS - YOKI amali	Pirs elementi, "EMAS-YOKI" sxemasi ("YOKI-EMAS")
$u_9$	1 0 0 1	$u_9 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + x_1 x_2$	$x_1 \sim x_2$	ekvivalentlik, tengma'nolik	solishtirish sxemasi
$u_{10}$	1 0 1 0	$u_{10} = \bar{x}_2$	$\bar{x}_2$	$\bar{x}_2$ inversiyasi	$x_2$ inventori
$u_{11}$	1 0 1 1	$u_{11} = x_1 + \bar{x}_2$		$x_2$ dan $x_1$ ga implikasiya	$x_2$ dan implikator
$u_{12}$	1 1 0 0	$u_{12} = \bar{x}_1$	$\bar{x}_1$	$x_1$ inversiyasi	$x_1$ inventori
$u_{13}$	1 1 0 1	$u_{13} = \bar{x}_1 + x_2$		$x_1$ dan $x_2$ ga implikasiya	$x_1$ dan implikator
$u_{14}$	1 1 1 0	$u_{14} = \overline{x_1 \cdot x_2}$	$x_1 / x_2$	Sheffer shtrixi, "HAM-EMAS" amali	Sheffer elementi, "HAM-EMAS" sxemasi
$u_{15}$	1 1 1 1	$u_{15} = 1$		bir konstantasi	"bir" generatori

Masalan, "Istisnoli YOKI" amalini bajarishda  $x_1 \neq x_2$  bo'lgandagi  $y_6 = 1$ ;  $x_1 = x_2$  bo'lgandagi  $y_6 = 0$  ikkita o'zgaruvchi uchun tengsizlik signali paydo bo'ladi. "Teng ma'nolik" (ekvivalentlik) amalini bajarishda  $x_1 = x_2$  bo'lgandagi  $y_9 = 1$ ;  $x_1 \neq x_2$  bo'lgandagi  $y_9 = 0$  ikkita o'zgaruvchi uchun tenglik signali paydo bo'ladi. 11.6 - jadvalning so'nggi ustunida ta'qiq, implikasiya (inglizcha, chiqarib olish) kabi murakkab funksiyalarni bajarish uchun u yoki bu amalni bajaruvchi mantiqiy elementlar nomlari keltirilgan.

"Tengma'nolik", "Istisnoli YOKI", Pirs va Sheffer elementlari kabi yangi funksiyalar kon'yunksiya, diz'yunksiya va inversiya amallari orqali ifodalangani e'tiborga loyiq. Bir funksiya argumentlarini boshqa funksiya argumentlari bilan almashtirish amali *superpozitsiya* deb ataladi. Superpozitsiyani bir necha marta qo'llash ikkita o'zgaruvchi funksiyasi asosidagi ixtiyoriy sondagi argumentlar uchun (ya'ni, turli murakkablikdagi) funksiyalar olish imkonini beradi. Mazkur funksiyalar superpozitsiyasi yordamida ifodalash mumkin bo'lgan ixtiyoriy ikkilik funksiya majmui, *funksional to'liq majmua* (FTM) deb ataladi. FTM kon'yunksiya va inversiya, diz'yunksiya va inversiya, ta'qiq va bir konstantasi, ta'qiq va inversiya, tengma'nolik emas va implikasiya, hamda ikkita yakka funksiyalar – Pirs va Sheffer elementini hosil qiladi. Kon'yunksiya, diz'yunksiya va inversiya funksiyalari majmui *asosiy funksional to'liq majmua* (AFTM) nomini olgan.



#### 4.4. Mantiqiy elementlar va ularning parametrlari

**Mantiqiy element** (ME) deb kirish signallari ustida aniq bir mantiqiy amal bajaradigan elektron qurilmaga aytiladi.

RIS yaratishda faqat FTM funksiyalarini amalga oshiruvchi MELar qo'llaniladi. Ular **negiz** MELar deb ataladi. Ko'p hollarda RISlar HAM-EMAS (Sheffer ME) yoki YOKI-EMAS (Pirs ME) funksiyalarini amalga oshiruvchi negiz MELar asosida tuziladi.

**Raqamli (mantiqiy) elektron qurilmalar** turli belgilariga ko'ra sinflanishlari mumkin. Ishlash prinsipiga ko'ra barcha MELar ikki sinfga bo'linadilar: kombinatsion va ketma-ketli.

**Kombinatsion** qurilmalar yoki avtomatlar deb, chiqish signallari kirish o'zgaruvchilari kombinatsiyasi bilan belgilanadigan, ikkita vaqt momentiga ega bo'lgan, **xotirasiz** mantiqiy qurilmalarga aytiladi. Kombinatsion qurilmalar yoki HAM-EMAS, YOKI-EMAS va boshqa alohida elementlar yordamida, yoki o'rta ISlar, yoki katta va o'ta katta IS tarkibiga kiruvchi ISlar ko'rinishda tayyorlanadi. Mazkur va keyingi boblarda faqat kombinatsion MELarni ko'rib chiqamiz.

**Ketma – ketli** qurilmalar yoki avtomatlar deb, chiqish signallari kirish o'zgaruvchilari kombinatsiyasi bilan belgilanadigan, hozirgi va oldingi vaqt momentlari uchun, ya'ni kirish o'zgaruvchilarining kelish tartibi bilan belgilanadigan, **xotirali** mantiqiy qurilmalarga aytiladi. Ketma – ketli qurilmalarga triggerlar, registrlar, schetchiklar misol bo'la oladi.

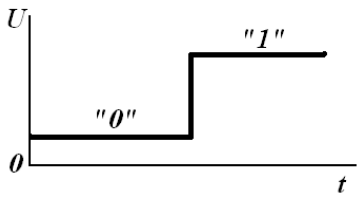
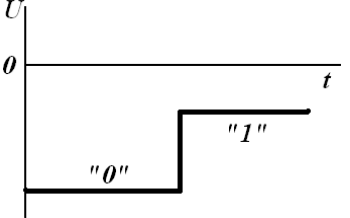
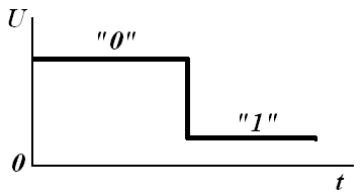
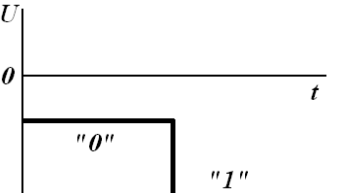
Ikkilik axborotni **ifodalash usuliga** ko'ra qurilmalar **potensial va impuls** raqamli qurilmalarga bo'linadi. Potensial raqamli qurilmalarda mantiqiy 0 va mantiqiy 1 qiymatlariga elektr potensiallarning umuman bir – biridan farqlanuvchi: yuqori va past sathlari belgilanadi. Impuls raqamli qurilmalarda mantiqiy signal qiymatlariga (0 yoki 1) impuls sxemasi chiqishida ma'lum davomiylik va amplitudaga ega bo'lgan impulsning mavjudligi, ikkinchi holatiga esa – impulsning yo'qligi to'g'ri keladi.

Ko'rib o'tilgan kodlash usullarining har biri o'z afzalliklari va kamchiliklariga ega.

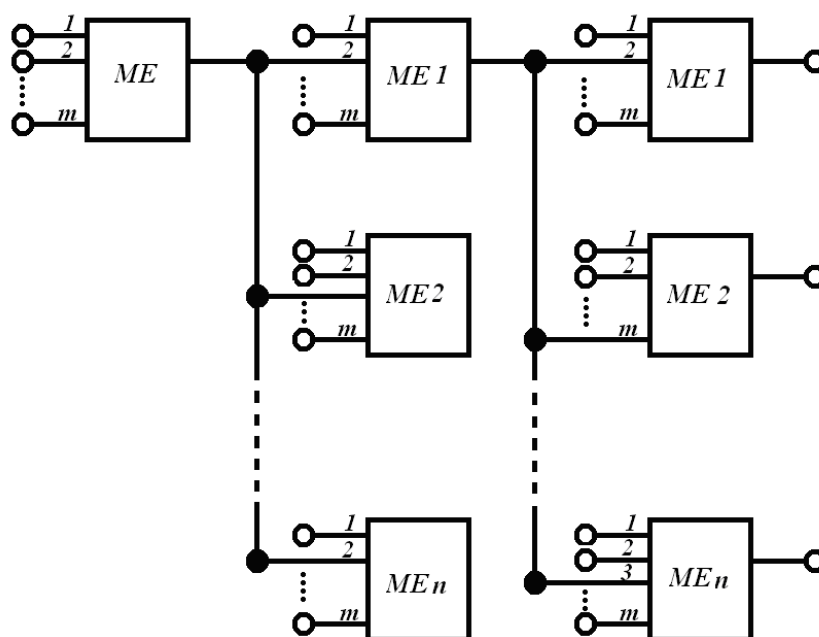
Raqamli qurilmalarning ko'pi potensial sinfga mansub. Mantiqiy signalni potensial usulda kodlashda, potensial (kuchlanish)ning qay bir sathi mantiqiy 1 deb olinishi ahamiyatga ega emas. Bu kuchlanishning qutbi ham ahamiyatga ega emas. Shu sababli amaliyotda yoki mantiq turi, yoki kuchlanish qutbi, yoki ham u, ham bu ko'rsatgichi bilan farqlanuvchi to'rtta kodlash variantidan biri uchrashi mumkin. Mantiqiy 0 va 1 larni har bir variantda kodlash usullari 4.7 – jadvalda keltirilgan.

Mantiqiy o'zgaruvchini potensial kodlash usulida ixtiyoriy mantiqiy funksiya qayta ulagichlar yoki elektron kalitlar asosida yaratiladi.

**Elektron kalit** yoki **ventil** deb shunday elektron qurilmaga aytiladi-ki, uning kirishdagi boshqaruv kuchlanishi qiymatiga bog'liq holda ikkita turg'un holatdan birida: uzilgan yoki ulangan bo'lishi mumkin. Sodda kalitlar asosida ancha murakkab sxemalar tuzish mumkin: mantiqiy, triggerli va boshqalar.

Mantiq turi	Kuchlanish manbai qutbi	
	musbat	manfiy
To'g'ri		
Teskari		

Berilgan ixtiyoriy murakkablikdagi mantiqiy amalni bajarish uchun kirish signallari har biri  $n$ -ta ME bilan yuklangan va  $m$ -ta axborot kirishlariga ega bo'lgan ketma – ket ulangan MElar zanjiridan o'tishi kerak (4.3 – rasm). O'KISlarda bir vaqtda ishlayotgan MElar soni bir necha mingtaga yetishi mumkin.



4.3 – rasm. Mantiqiy zanjir ko'rinishi.

Bu vaqtda, har bir ME o'z funksiyasini bexato bajarishi va o'zgartirishlarni buzilishlarsiz ta'minlashi kerak. RISlar va raqamli qurilmalarni tayyorlash, sozlash va ishlatish jarayonlarida MELarni har birini alohida moslashtirish va sozlash

ta'qiqlangani sababli, MELarning o'zi quyidagi fundamental xossalarga ega bo'lishi lozim.

1. **Kirish va chiqish bo'yicha 0 va 1 signal sathlarining mosligi.** Faqat bu shart bajarilganda zanjirning ishga layoqatligi sathlarni moslashtirish uchun maxsus elementlar qo'llanmasdan amalga oshirilishi mumkin.

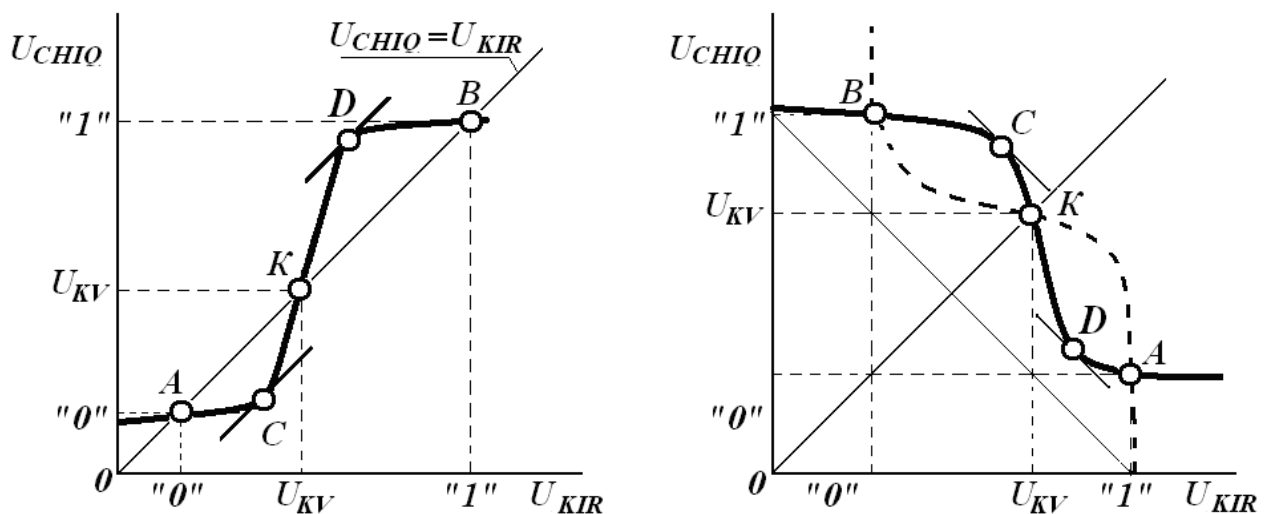
2. **Kirish va chiqish bo'yicha yetarli yuklama qobiliyati.** Bu shart, ME signallarni bir necha kirishlardan olganda va bir vaqtning o'zida bir necha MELarni boshqarishida lozim bo'ladi. MENing yuklama qobiliyati odatda chiqish bo'yicha tarmoqlanish koeffitsiyenti  $K_{TARM}$  va kirish bo'yicha birlashish koeffitsiyenti  $K_{BIRL}$  bilan ifodalanadi.  $K_{BIRL}$  ME kirishiga ulanishi mumkin bo'lgan bir turdagi MELar soniga,  $K_{TARM}$  esa element chiqishiga ulanishi mumkin bo'lgan bir turdagi MELar soniga teng. Bu vaqtda signal shakli va amplitudasi ME bexato ishini kafolatlashi kerak.

3. **Signalni shakllantirish (kvantlash) qobiliyati.** RIS ishlashi uchun, signal har bir MEDan o'tganda standart (asimptotik) amplituda va davomiylikka ega bo'lishi lozim.

4. **Xalaqitbardoshlik.** Xalaqitbardoshlik deganda MENing xalaqitlarga ta'sirchan emasligi tushuniladi. Bu vaqtda xalaqitlar ma'lum belgilangan darajadan ortmasligi kerak. Aks holda ME bir holatdan ikkinchisiga yolg'on asosda o'tishi mumkin.

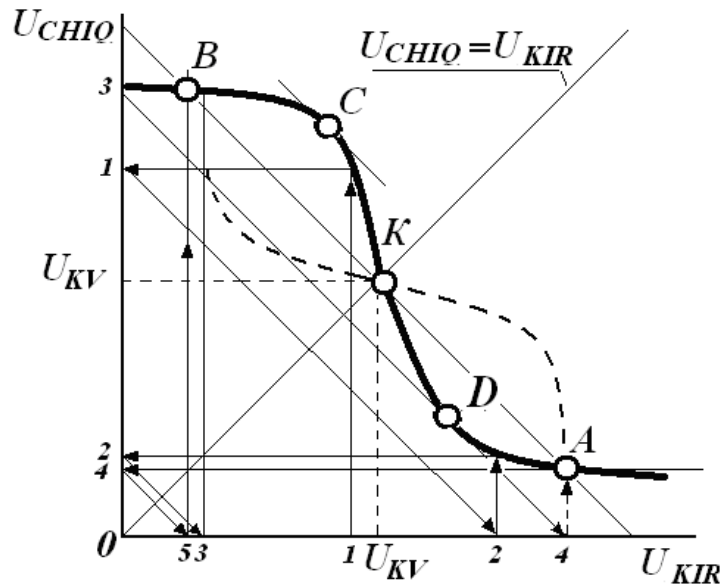
MENi parametrlari va shakllantirish xossalari ularning statik va dinamik xarakteristikalaridan aniqlanadi.

MENing asosiy statik xarakteristikasi bo'lib chiqish kuchlanishining kirish kuchlanishiga bo'liqligi hisoblanadi. Bu xarakteristika **amplituda uzatish xarakteristikasi** (AUX) deb ataladi. AUX ko'rinishi MEDa qo'llanilgan elektron kalit turiga bog'liq bo'ladi. Kichik qirish signallariga yuqori chiqish signallari mos keladigan element, **inverslaydigan**, kichik kirish signallariga kichik chiqish signallari mos keladigan element - **inverslamaydigan** deb ataladi. Xarakteristikaning ikkila turi 4.4 – rasmda keltirilgan.



4.4 – rasm. MENing amplituda uzatish xarakteristikalari.

Uzatish xarakteristikasi, ME qanday qilib mantiqiy 0 va 1 standart singnallar, ularning amplituda qiymatlari hamda xalaqitbardoshligi shakllanishini kuzatish imkonini beradi. RISlarda asosan inverstaydigan MELar ko'llanilgani sababli, uning AUXsini ko'rib chiqamiz (4.5 – rasm).



4.5 – rasm. Inverstaydigan elementlar zanjirida 0 va 1 signallarni kvantlash.

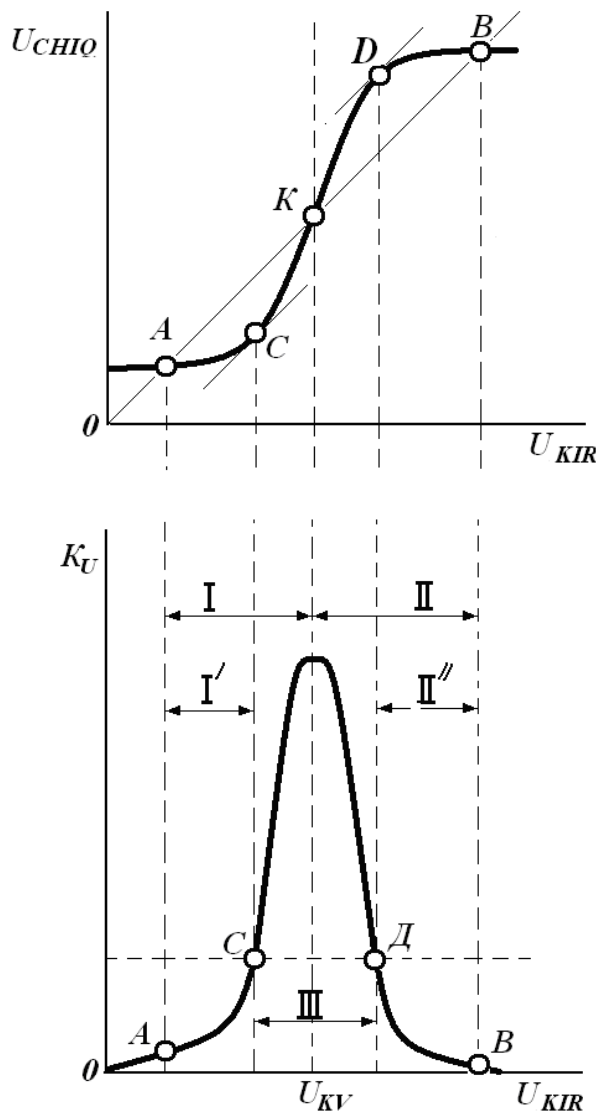
Uzatish xarakteristikasida 5 ta muhim nuqtalar - K, A, B, C, D ni belgilash mumkin. K nuqtaga ME xarakteristikasining birlik kuchaytirish chizig'i ( $K_U=1$ )  $U_{CHIQ}=U_{KIR}$  bilan kesishgan nuqta mos keladi. Bu nuqta **kvantlash nuqtasi** deb ataladi. Bu nuqta holati **kvantlash kuchlanishi** deb ataluvchi kirish (chiqish) kuchlanishi qiymati bilan belgilanadi. A va B nuqtalar ME xarakteristikasining birlik kuchaytirish chizig'iga perpendikulyar bo'lgan K nuqta orqali o'tuvchi to'g'ri chiziq bilan kesishgan K joylarida olinadi. C va D nuqtalarda kuchlanish bo'yicha differensial uzatish koeffitsiyenti  $K_U = dU_{CHIQ} / dU_{KIR} = -1$  ga teng bo'ladi.

Aytaylik, zanjirdagi birinchi ME kirishiga ixtiyoriy amplitudali signal  $U_1$  berildi. Bu signal  $U_1 < U_{KV}$  shartini bajaradi. Mantiqiy zanjir orqali bu signal tarqalganda uning amplitudasi o'zgarishini kuzatamiz. Ko'rinib turibdi-ki, ikkinchi elementdagi kirish kuchlanishi  $U_2$ , uchinchi -  $U_3$  va x.z. bo'ladi (4.5 – rasm).

Kirish kuchlanishlarining  $U_1, U_2, U_3 \dots$  ( $U_{CHIQ}$  o'qi bo'ylab) ketma – ketlik qiymatlari A nuqtaga mos keladigan qiymatga tez yaqinlashadi. Xuddi shunday,  $U_0 > U_{KV}$  shartda ketma – ketlikning kirish va chiqish kuchlanishlari qiymatlari B nuqtaga mos keladigan qiymatga tez yaqinlashadi. Demak, signallar, 2-3 ta ketma-ket ulangan MELar zanjiridan o'tganda ikkita aniq belgilangan diskret (**asimptotik**) amplituda qiymatiga ega bo'lgan signallarga aylanadi.

MEning xalaqitbardoshlik sohasini aniqlash uchun 4.6 – rasmga murojaat qilamiz.

Chiqish mantiqiy 1 ga mos kelgan  $U^1_{CHIQ}=U^1$  asimptotik sathga A nuqta, chiqish mantiqiy 0 ga mos kelgan  $U^0_{CHIQ}=U^0$  sathga esa B nuqta mos keladi. Kirish mantiqiy 0 ga mos kelgan  $U^0_{KIR}=U^0$  asimptotik sathga A nuqta, kirish mantiqiy 1 ga mos kelgan  $U^1_{KIR}=U^1$  sathga esa B nuqta mos keladi.  $U_{MO'} = U^1_{CHIQ} - U^0_{KIR} = U^1 - U^0$  ayirma esa **chiqish sathlarining mantiqiy o'zgarishi** deb ataladi. C nuqtaga mos keluvchi kirish kuchlanishi **bo'sag'aviy kuchlanish**  $U^0_{BO'S}$ , D nuqtaga mos keluvchi kirish kuchlanishi esa **bo'sag'aviy kuchlanish**  $U^1_{BO'S}$  deb ataladi.



4.6 – rasm. ME xalaqitbardoshlik sohalari.

Kombinatsion qurilmalar uchun kirishda ruxsat etilgan xalaqitlar darajasi kvantlash kuchlanishi bilan mos keladigan mantiqiy 0 va mantiqiy 1 larning asimptotik qiymatlari orasidagi farq ko'rinishida beriladi. Shunga muvofiq, mantiqiy 0 va mantiqiy 1 signallari xalaqitlari darajalari farqlanadi. Ular quyidagi munosabatlardan aniqlanadi:

$$U_{XALKomb}^0 = |U_{KV} - U_B|, \quad U_{XALKomb}^1 = |U_{KV} - U_A|.$$

Ketma – ket qurilmalarda ruxsat etilgan xalaqit amplitudasi, kombinatsion qurilmalarnikiga nisbatan kichik bo'ladi va u quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$U_{XALKetma-ket}^0 = |U_{BO'S}^0 - U_B|, \quad U_{XALKetma-ket}^1 = |U_{BO'S}^1 - U_A|.$$

Normativ – texnik xujjatlarda barcha RIS turlari (kombinatsion va ketma - ketli) uchun quyidagi yagona **statik parametrlar** tizimi va ularni aniqlash qoidalari o'rnatilgan:

- mantiqiy 0 va mantiqiy 1 chiqish va kirish kuchlanishlari ( $U^0, U^1$ );
- mantiqiy 0 va mantiqiy 1 chiqish va kirish bo'sag'aviy kuchlanishlari ( $U_{BO'S}^0, U_{BO'S}^1$ );
- mantiqiy 0 va mantiqiy 1 chiqish va kirish toklari ( $I_{KIR}^0, I_{KIR}^1, I_{CHIQ}^0, I_{CHIQ}^1$ );
- mantiqiy 0 va mantiqiy 1 holatlardagi iste'mol toklari ( $I_{IST}^0, I_{IST}^1$ );
- iste'mol quvvati ( $R_{IST}$ );
- mantiqiy 0 ga o'zgarish soha bo'sag'asi ( $U_{BO'S}^0$ );
- mantiqiy 1 ga o'zgarish soha bo'sag'asi ( $U_{BO'S}^1$ );
- minimal mantiqiy o'zgarish ( $U_{MO} = U^1 - U^0$ ).

Bundan tashqari, statik parametrlarga mantiqiy 0 va mantiqiy 1 larning xalaqitbardoshligi, hamda kirish bo'yicha birlashish koeffitsiyenti  $K_{BIRL}$  va chiqish bo'yicha tarmoqlanish koeffitsiyenti  $K_{TARM}$  ham kiradi.

MElarning asosiy **dinamik parametrlariga**, kirish va chiqish impulslari ostsilogrammalaridan aniqlanadigan quyidagi parametrlar kiradi:

- $t^{1,0}$  – mantiqiy 1 holatidan mantiqiy 0 holatiga o'zgarish vaqti;
- $t^{0,1}$  – mantiqiy 0 holatidan mantiqiy 1 holatiga o'zgarish vaqti;
- $t_{kech}^{1,0}$  – ulanishni kechikish vaqti – kirish impulsining 0,1 va chiqish impulsining 0,9 sathlari bilan aniqlangan vaqt intervali;
- $t_{kech}^{0,1}$  – uzilishni kechikish vaqti – kirish impulsining 0,9 va chiqish impulsining 0,1 sathlari bilan aniqlangan vaqt intervali;
- $t_{tarq.kech}^{1,0}$  – ulanganda signal tarqalishini kechikish vaqti – kirish va chiqish impulslarining 0,5 sathlari bilan aniqlangan vaqt intervali;
- $t_{tarq.kech}^{0,1}$  – uzilganda signal tarqalishini kechikish vaqti – kirish va chiqish impulslarining 0,5 sathlari bilan aniqlangan vaqt intervali.

Ketma – ket ulangan MElar signallarini vaqt bo'yicha kechikishi hisoblanganda signal tarqalishining o'rtacha kechikishi ishlatiladi (ma'lumotnomalarda keltiriladi)

$$\tau_{tarq.o'rt.kech} = 0,5(t_{tarq.kech}^{0,1} + t_{tarq.kech}^{1,0}).$$

MElarning *integral parametrlar* texnologiya va sxemotexnikaning rivojlanish darajasini aks etadi. Asosiy integral parametrlar bo'lib ulanish ishi  $A_{UL}$  va integratsiya darajasi  $N$  hisoblanadi.

Qayta ulanish ishi o'rtacha iste'mol quvvatini o'rtacha qayta ulanish vaqtiga ko'paytmasi orqali aniqlanadi

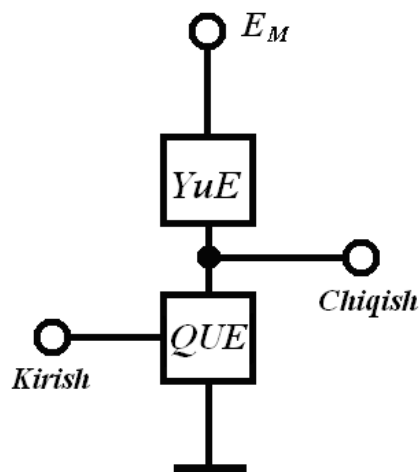
$$A_{QU} = P_{IST} \cdot \tau_{tarq.o'rt.kech.}$$

Texnologiyaning rivojlanish darajasiga ko'ra qayta ulanish ishi har o'n yilda bir yarim darajaga kamayib bormoqda. Shu sababli bu parametrdan IS turlarini solishtirishda foydalanish mumkin. Masalan, bir xil  $A_{QU} = \text{const}$  da element yoki yuqori iste'mol quvvatida yuqori tezkorlikka, yoki, aksincha, yetarlicha kichik tezkorlikda juda kichik iste'mol quvvatiga ega bo'ladi.

#### 4.5. Bipolyar tranzistorli elektron kalit sxemalar

Impulslari va raqamli ( mantiqiy ) qurilmalarda elektron kalit asosiy element hisoblanadi. Elektron kalit yuklama zanjiriga ulanib tashqi boshqaruv signali ta'sirida davriy ravishda ulash va uzishni amalga oshiradi. Bu vaqtda kalitning chiqishidagi signal bir – biridan yetarlicha farqlanadigan ikkita diskret qiymatga ega bo'ladi. Bu xossa uni Bul algebrasi funksiyalarini amalga oshiruvchi asosiy ME sifatida qo'llashga imkonini beradi.

Kalit ikki elementdan tashkil topgan: qayta ulanuvchi (QUE) va yuklama (YuE) elementlari. Kalit (invertor) tuzilishining umumlashgan sxemasi 4.7 – rasmda keltirilgan.

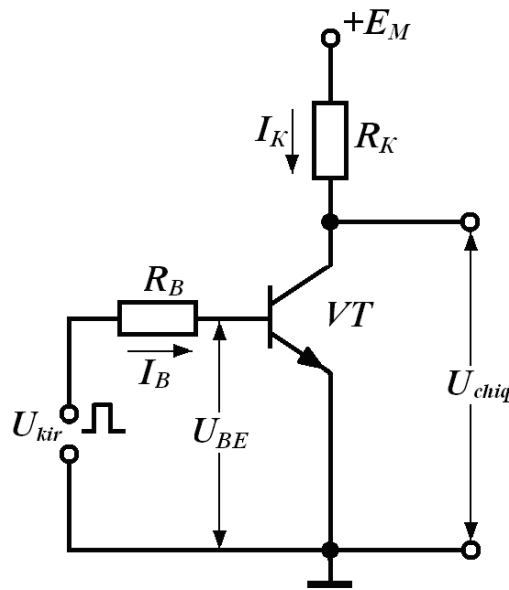


4.7 – rasm. Elektron kalit (invertor) tuzilma sxemasi.

QUE ikki turg'un holatga ega: ulangan va uzilgan. Bu shartlarga bipolyar va maydoniy tranzistorlarning ba'zi turlari mos keladi. YuE manbadan iste'mol qilinayotgan tokni cheklash uchun xizmat qiladi.

Kalit turini tanlashda IMSlarda asosiy mezon bo'lib – texnologik muvofiqlik hisoblanadi. Texnologik muvofiqlik deganda turli sxema elementlarini yagona texnologik jarayonda tayyorlash imkoni tushuniladi. Bir xil elementlardan tashkil topgan sxemalar afzal sanaladi. Yuklama va qayta ulanish elementi MDYA – tranzistorlardan tashkil topgan kalitlar yuqori texnologik va universal hisoblanadi.

BTli sodda kalit sxemasi 4.8 – rasmda keltirilgan. U UE sxemada ulangan BTda yasalgan kuchaytirgich kaskaddan iborat. Kuchlanish manbai  $E_M$  va  $R_K$  ko'rinishdagi yuklama qarshiligidan tashkil topgan zanjir boshqariluvchi zanjir hisoblanadi. Boshqaruvchi (baza) zanjir boshqaruv signali manbai  $U_{KIR}$  va unga ketma – ket ulangan qarshilik  $R_B$  dan tarkib topgan.



4.8 – rasm. BT asosidagi sodda elektron kalit sxemasi.

BT elektron kalit shartiga ko'ra yoki berk rejimda, yoki to'yinish rejimida ishlashi kerak.

Kirishga manfiy qutbli signal berilsagina tranzistor berk rejimga o'tadi. Ma'lumki, berk rejimda tranzistor toklari

$$I_D \approx 0, I_K = I_{K0}, I_B = -I_{K0}$$

ga teng bo'ladi. Bu yerda “-” belgisi, baza toki aktiv rejimdagi baza toki yo'nalishiga teskari yo'nalishda oqib o'tishini bildiradi. Kalit rejimida  $I_{K0}$  toki **koldiq tok** deb ataladi. U juda kichik bo'lganligi sababli chiqish kuchlanishi  $U_{CHI0}$  manba kuchlanishi  $E_M$  qiymatiga yaqin bo'ladi

$$U_{CHI0} = E_M - I_{K0}R_K \approx E_M,$$

ya'ni manba zanjiridan yuklama uzilishiga mos keladi (kalit uzilgan).



Agar  $U_{KIR}$  musbat qutbga va yetarlicha katta qiymatga ega bo'lsa, u holda tranzistor aktiv yoki to'yinish rejimiga o'tadi, ya'ni ochiladi (kalit ulangan). Yuklama zanjirida

$$I_K = (E_M - U_{KE}) / R_K$$

tok oqib o'tadi, kalit chiqishidagi kuchlanish esa  $U_{CHIQ} = U_{KE} = U_{QOL}$  ga teng bo'lib, **qoldiq kuchlanish** deb ataladi. To'yinish rejimidagi qoldiq kuchlanish  $U_{EB}$  va  $U_{KB}$  lar ayirmasiga teng va doim aktiv rejimdagi qoldiq kuchlanish qiymatdan kichik bo'ladi. Shu sababli kalit sifatida tranzistorning aktiv rejimda ishlashi ma'qul emas, chunki unda qo'shimcha  $P_K = I_K U_{KE}$  quvvat sochiladi va sxema FIK pasayadi. Kremniyli tranzistorlar uchun to'yinish rejimida  $U_{QOL} \approx 0,25V$  teng, ya'ni nolga yaqin.

Ko'rilayotgan kalit invertor ekanligi yaqqol ko'rinib turibdi, ya'ni kirish signalining manfiy qiymatlardan musbat qiymatlarga ortishi, chiqish kuchlanishi  $U_{KE}$  ni  $E_M$  dan qoldiq kuchlanishgacha kamayishiga olib keladi.

Umuman aytganda, bu kalit – invertor to'g'ri mantiqdagi musbat signallar bilan ishlashga mo'ljallangan. Shuning uchun bu yerda  $U_{KIR} < 0$  shart bajarilmaydi. Lekin, kremniyli  $p - n - o'tish$  musbat kuchlanishda ham, agar  $U_{KIR} < 0,6 V$  bo'lsa deyarli berk qoladi. Bu vaqtda tranzistorning uchchala elektrod tokleri odatda mikroamper ulushlaridan ortmaydi.

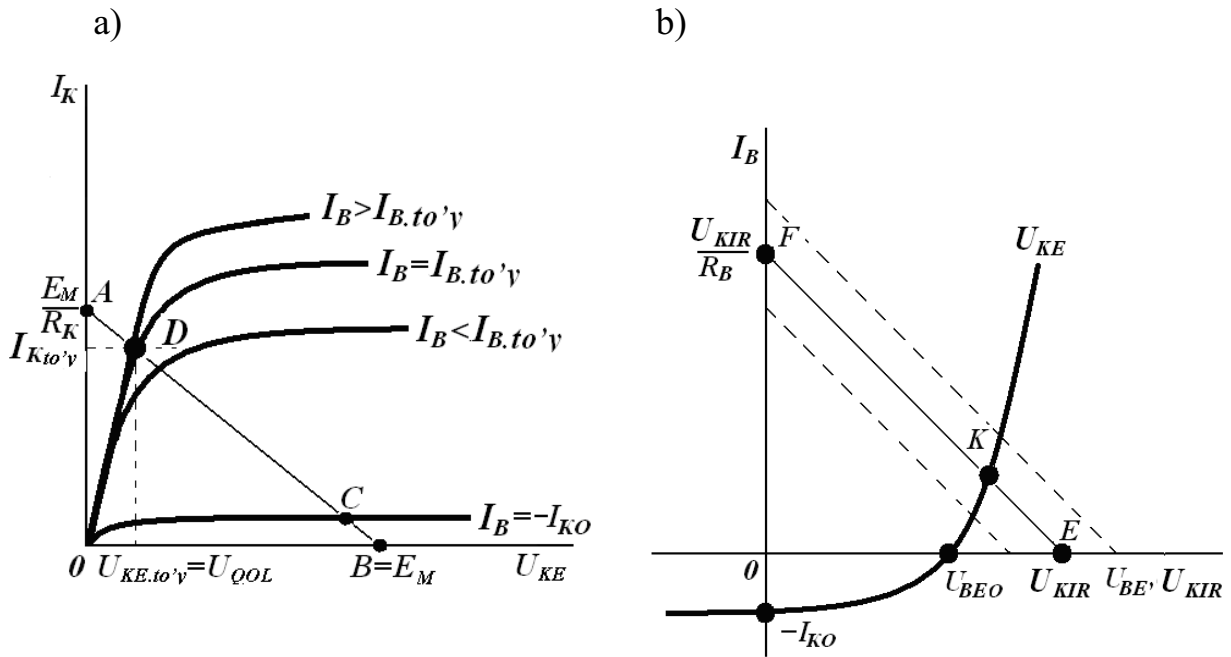
Kalitning asosiy statik parametrlari bo'lib – qoldiq tok va qoldiq kuchlanish hisoblanadi. BTning kalit rejimi katta diapazondagi tok va kuchlanish impulslarini o'zgarishi bilan ta'minlanadi (katta signal rejimi). Shu sababli kalitning statik parametrlari 1.6 – paragrafda keltirilgan grafo – analitik usulni qo'llash yordamida aniqlanadi. Buning uchun kalitda qo'llanilayotgan tranzistorning chiqish (4.9, a – rasm) va kirish (4.9, b – rasm) xarakteristikalari kerak bo'ladi.

Chiqish xarakteristikalar oilasida B nuqta (bu yerda  $U_{KE} = E_M$ ) va A nuqta (bu yerda  $I_K = E_K / R_K$ ) larni tutashtirib AB yuklama chizig'ini o'tkazamiz. Unda D nuqta to'yinish chegarasini beradi, C nuqta esa  $U_{KB} = 0$  bo'lganda boshlanadigan berk rejim chegarasini beradi.

Aytilganlardan kelib chiqqan holda, kalit rejimda ishlash uchun tranzistorli kaskad ishchi nuqtasi yoki D nuqtadan chaproqda, yoki C nuqtadan o'ngroqda joylashishi kerak. Bu nuqtalar oralig'ida kaskad tranzistorning to'yinish rejimidan berk rejimga o'tish holatida, yoki aksincha bo'ladi. Tranzistor bu holatda qanchalik kam vaqt tursa, kalitning tezkorligi shuncha yuqori bo'ladi. O'tish holatlari noasosiy zaryad tashuvchilar bazadan chiqarib yuborish vaqti va barer sig'imning qayta zaryadlanish jarayonlari bilan aniqlanadi.

Statik rejimda  $R_B$  qarshilikning berilgan qiymatlarida baza tokining  $U_{KIR}$  kuchlanishiga bog'liqligini kirish xarakteristikasi (4.9, b – rasm) yordamida aniqlash mumkin. Buning uchun EF yuklama chizig'ini o'tkazish kerak. E nuqta  $U_{BE} = U_{KIR}$ , F nuqta esa –  $U_{KIR}/R_B$  qiymati bilan aniqlanadi. Kirish xarakteristikasi bilan yuklama chizig'i kesishgan K nuqta baza toki va  $U_{BE}$  kuchlanishining ishchi qiymatlarini aniqlaydi.  $U_{KIR}$  ning vaqt bo'yicha o'zgarishi EF to'g'ri chiziqni

parallel siljishiga va mos ravishda K nuqtaning siljishiga olib keladi (shtrix chiziqlar).



4.9 – rasm. Tranzistorning statik xarakteristikalarida kalit ishchi nuqtalarining joylashishi.

D nuqta bilan aniqlanadigan to'yinish rejimiga o'tish uchun, kirish toki  $I_B$  ni **bazaning to'yinish toki** deb ataluvchi  $I_{B.TO'Y}$  qiymatgacha oshirish kerak. Bu vaqtda unga mos keluvchi kollektor toki **kollektorning to'yinish toki**  $I_{K.TO'Y}$ , kuchlanish esa – **to'yinish kuchlanishi**  $U_{KE.TO'Y}$  yoki **qoldiq kuchlanish**  $U_{KE.TO'Y} = U_{QOL} = E_M - I_{K.TO'Y} R_K$  deb ataladi. Malumki,

$$I_{K.TO'Y} = \beta I_{B.TO'Y},$$

bu yerda  $\beta = h_{21E}$  - baza tokining integral uzatish koeffitsiyenti. Taxminan  $I_{K.TO'Y} \approx E_M / R_K$  deb olish mumkin. U holda

$$I_{B.TO'Y} \approx E_M / \beta R_K.$$

Baza toki  $I_{B.TO'Y}$  qiymatidan ortishi mumkin. Baza tokining bunday ortishini **to'yinish koeffitsiyenti** deb atash qabul qilingan.

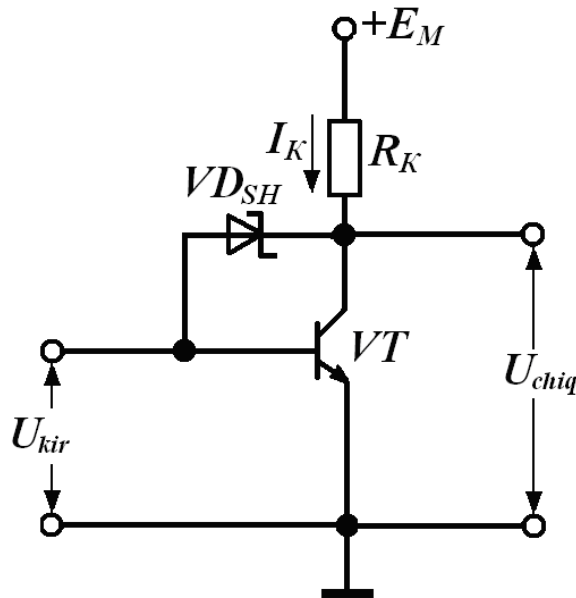
$$S_{TO'Y} = I_B / I_{B.TO'Y}.$$

$S_{TO'Y}$  ning ortishi  $U_{CHIQ}$  ni kamayishiga olib keladi, ya'ni BT chiqish zanjirida sochilayotgan quvvat kamayadi. Ammo  $S_{TO'Y}$  ning keragidan ortiq ortishi

BT kirish zanjirida sochilayotgan quvvatni sezilarli ortishiga olib keladi. Hisoblar  $S_{TOY} = 1,5 \dots 2,0$  qiymatlar optimal bo'lishini ko'rsatdi.

Ko'rib o'tilgan sodda kalit sxemasida BT ish rejimi bilan bog'liq bo'lgan katta inertsiyalikka ega. Tranzistor to'yinish rejimiga o'tayotganda bazada ko'psonli noasosiy zaryad tashuvchilarning to'planishi uchun vaqt talab qilinadi. Tranzistor to'yinish rejimidan berk rejimga o'tayotganda esa bu zaryad tashuvchilarning to'planishi va, ayniqsa, ularning bazadan chiqarib yuborilishi tabiatan juda sekin kechadigan jarayon.

Berilgan  $I_{B.TOY}$  qiymatida noasosiy zaryad tashuvchilarni bazadan chiqarib yuborish vaqtini kamaytirish maqsadida nochiziqli TAlI kalit qo'llaniladi. Unda tranzistor aktiv rejim bilan to'yinish rejimi chegarasida ishlaydi (4.10 – rasm).



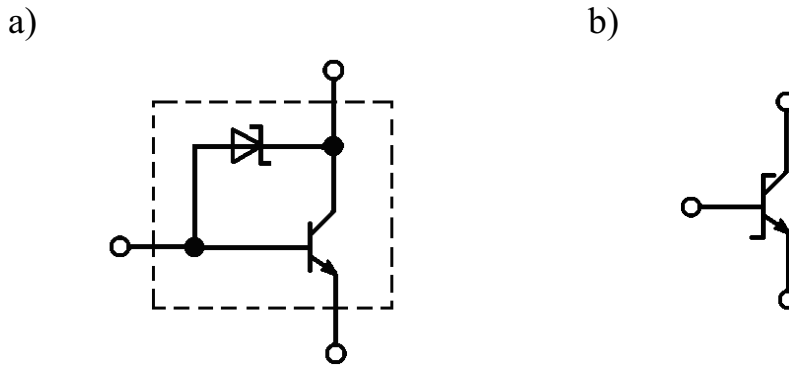
4.10 – rasm. Shottki diodi bilan shuntlangan BTli kalit sxemasi.

BTning to'g'ri siljigan KO'ni shuntlovchi Shottki diodi yordamida nochiziqli TA amalga oshiriladi. Tranzistor berk bo'lganda, kollektorning potentsiali bazaga nisbatan musbat bo'ladi, demak diod teskari ulangan bo'ladi va kalit ishiga ta'sir ko'rsatmaydi. Kalit ulanganda kollektor potentsiali bazaga nisbatan kamayadi, diod ochiladi va undan kirish tokining bir qismi oqib o'tadi, ya'ni tranzistorning baza toki  $I_{B.TOY}$  qiymatiga tengligicha qoladi. Tranzistor aktiv rejim bilan to'yinish rejimi chegarasida ishlaydi. Bazada zaryad tashuvchilar to'planishi sodir bo'lmaydi, natijada kalit ulanishidagi noasosiy zaryad tashuvchilarni bazadan chiqarib yuborish vaqti nolga teng bo'ladi. Mos ravishda, kalit uzilishida ortiqcha zaryadlarni chiqarib yuborish bosqichi mavjud bo'lmaydi.

Lekin, bu holat, ochiq dioddagi kuchlanish pasayishi ochiq KO'dagi kuchlanish pasayishidan kichik bo'lgandagina haqiqiydir. Shuning uchun TA hosil qilish uchun Shottki diodi qo'llaniladi. Shottki diodining ochiq holatdagi kuchlanish pasayishi  $U_{DSH} = 0,3$  V ga teng bo'lib, ochiq kremniyli o'tishdagi kuchlanish pasayishi  $U_{KB} = 0,7$  V dan kichikdir.

Bundan tashqari, to'g'ri kuchlanish  $U_{KB} = 0,3 \text{ V}$  ga teng bo'lganda tranzistor berk hisoblanganligi uchun, rezistor  $R_B$  ga bo'lgan talab ham yo'qoladi.

TA zanjirida yagona texnologik bosqichda hosil qilingan kremniyli tranzistor va Shottki diodi kombinatsiyasi asosida yaratilgan **Shottki barerli tranzistor** nomini olgan (4.11, a – rasm) tranzistor qo'llanilgan bo'lib, uning shartli belgisi 4.11, b – rasmda keltirilgan.



4.11 – rasm. Shottki bererili tranzistor (a) va uning shartli belgisi (b).

#### 4.6. Maydoniy tranzistorli elektron kalit sxemalar

Yuklama va qayta ulanish elementlari bir turdagi MDYA – tranzistorlarda hosil qilingan kalitlar texnologiklik qulay va universal hisoblanadilar. Shu sababli ular KIS va bevosita aloqali O’KISlarda keng qo’llaniladi. KIS yana QUE bo’lib kanali induktsiyalangan MDYA – tranzistorda, YuE – esa o’tkazuvchanlik turi bir xil bo’lgan kanali qurilgan MDYA – tranzistorda hosil qilingan kalitlar ham qo’llaniladi. Bunday kalitlar yordamida nochiziqli, kvazichiziqli va tokni barqarorlovchi yuklamali inverterlar hosil qilish mumkin.

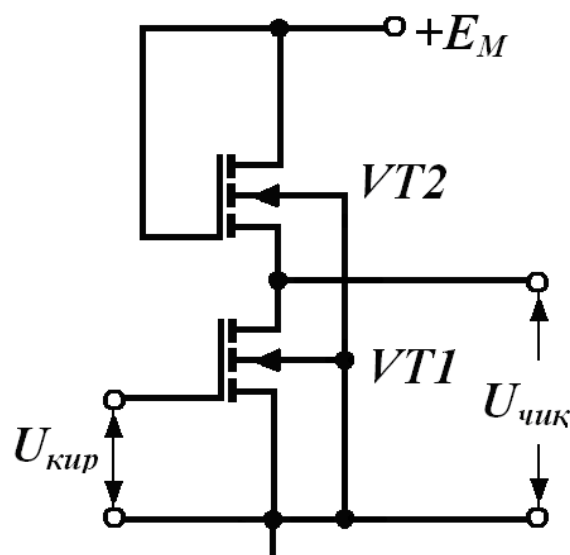
Bir turdagi va komplementar MDYA – tranzistorlarda asosida tayyorlangan elektron kalitlarning statik parametrlarini ko’rib chiqamiz.

**Bir turdagi MDYA – tranzistorli elektron kalit.**  $n$  – kanali induktsiyalangan MDYA – tranzistorli bunday kalit sxemasi 4.12 – rasmda keltirilgan.

Zatvori stok bilan ulangan VT2 tranzistor YuE hisoblanadi. Bunday tranzistor dinamik yuklama deb ataladi. VT2 tranzistorning VAXi quyidagi mulohazalardan kelib chiqadi. Zatvor stok bilan ulanganligi sababli,  $U_{SI} < (U_{ZI2} - U_{02})$  tengsizlik bajariladi. Bu yerda  $U_{02}$  VT2 tranzistorning bo’sag’aviy kuchlanishi bo’lib, zatvordagi kuchlanish  $U_{02}$  dan ortib ketsagina unda kanal induktsiyalanadi va tranzistor ochiladi. Demak, tranzistor to’yinish rejimida bo’ladi.

Bu rejimda VT2 tranzistorning VAXi quyidagi ko’rinishda yoziladi

$$I_{s2} = \frac{B_2}{2} (U_{ZI2} - U_{02})^2 \cdot \quad (4.12)$$



4.12 – rasm. Dinamik yuklamali MDYA – tranzistorli kalit.

BTdagi kabi, MDYA – tranzistorlarda bajarilgan kalitlar ham, statik rejimda qoldiq tok (berk holatda) va qoldiq kuchlanish (ochiq holatda) bilan ifodalanadi.

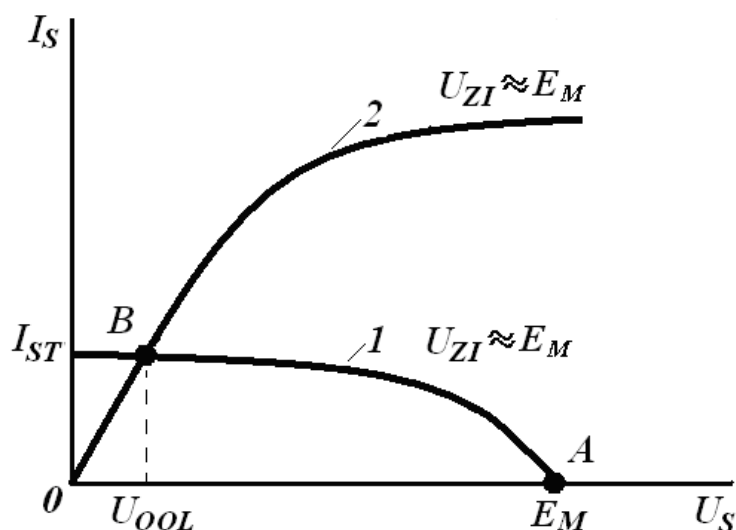
Kalit quyidagicha ishlaydi. Agar VT1 ning zatvoriga  $U_{KIR} = U_{ZII} < U_{01}$  kuchlanish berilsa ( $U_{01}$  – VT1 ning bo'sag'aviy kuchlanishi), bu tranzistor berk bo'ladi. Berk holatda kalit orqali VT1 ning stok  $p - n$  o'tishidan teskari tokka teng bo'lgan qoldiq tok  $I_{QOL}$  oqib o'tadi. Uning qiymati  $I_{QOL} = 10^{-9} - 10^{-10}$  A dan katta emas. Shuning uchun chiqish kuchlanishi o'zining maksimal qiymatiga yaqin bo'ladi:  $U_{CHIQ} = E_M$  (4.13 – rasmdagi A nuqta). Qoldiq kuchlanish  $U_{QOL}$  ni esa grafo - analitik va analitik usulda aniqlaymiz. Buning uchun VT1 tranzistorning  $U_{ZII} = E_M$  (2 – egri chiziq) bo'lganda o'lchangan stok xarakteristikasining bo'lishi va unda VT2 tranzistorning (4.12) formula yordamida aniqlangan yuklama chizig'ini o'tkazish kerak (1 – egri chiziq). Chiqish xarakteristikasining yuklama chizig'i bilan kesishgan B nuqtasi qoldiq kuchlanish  $U_{QOL}$  va to'yinish toki  $I_{S.TO'Y}$  ni ishchi qiymatlarini belgilaydi.

Kalit to'yinish tokini  $U_{SI2} = E_M$  deb faraz qilib, analitik usulda (4.12) formuladan aniqlash mumkin

$$I_{ST} = \frac{B_2}{2} (E_M - U_{02})^2 \cdot$$

$I_{ST}$  tokni VT1 ning kanal qarshiligi  $R = 1/[B_1(U_{ZII} - U_{01})]$  ga ko'paytirib va  $U_{ZII} = E_M$  deb faraz qilib, qoldiq kuchlanishni aniqlash mumkin:

$$U_{QOL} = \frac{B_2}{2B_1} \frac{(E_M - U_{02})^2}{E_M - U_{01}} \quad (4.13)$$



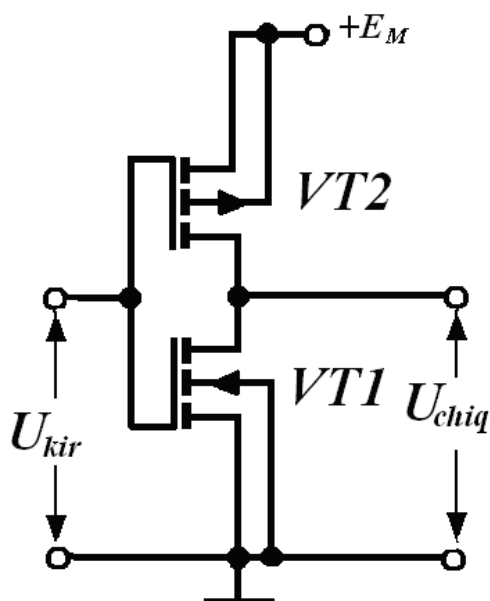
4.13 – rasm. Stok xarakteristikasida ishchi nuqtalarning joylashishi.

(4.13) formuladan ko'rinib turibdi – ki, qoldiq kuchlanish qiymatini kamaytirish uchun  $B_2 \ll B_1$  bo'lishi kerak. Eslatib o'tamiz, tranzistorning nisbiy tiklik qiymati  $B$  birinchi navbatda kanal kengligi  $Z$  ni uning uzunligi  $L$  ga nisbati ( $Z/L$ ) bilan aniqlanadi. Bundan, qayta ulanuvchi tranzistorning  $Z/L$  qiymati imkon qadar katta, yuklama vazifasini bajaruvchi tranzistorniki esa – imkon boricha kichik bo'lishi kerakligi kelib chiqadi. Texnologik jihatdan kalitlarda  $B_1 / B_2 = 50 \div 100$  ta'minlanadi. Kalitdagi statik rejim va o'tish jarayonlarining tahlili ko'rsatadi-ki, tezkorligi va iste'mol quvvati nuqtai nazaridan  $E_M = (2 \div 3)U_0$  kuchlanish manbai optimal hisoblanadi. Mazkur shartlarda qoldiq kuchlanish  $50 \div 100$  mV oralig'ida yotadi.

**Komplementar MDYA — tranzistorli elektron kalit.** Bir turdagi MDYA – tranzistorlarda hosil qilingan kalitlarning kamchiligi shundaki, tranzistor ochiq bo'lgan statik rejimda kalitdan doim tok oqib o'tadi. Komplementar, ya'ni o'tkazuvchanlik kanallari turi qarama - qarshi bo'lgan MDYA – tranzistorlar asosida tayyorlangan elektron kalit bu kamchilikdan holi (4.14 – rasm ). QUE sifatida  $n$  – kanali induktsiyalangan MDYA – tranzistor (VT1), YuE sifatida esa  $p$  – kanali induktsiyalangan MDYA – tranzistor (VT2) qo'llanilgan. QUE sifatida  $n$  – MDYA – tranzistorning asosi kuchlanish manbaining musbat qutbiga,  $p$  – MDYA – tranzistorning asosi esa sxemaning umumiy nuqtasiga ulanadi. Kirish signali ikkala tranzistorning zatvorlariga bir vaqtda beriladi. Sxema quyidagicha ishlaydi. Agar  $U_{KIR} = 0$  bo'lsa, u holda  $U_{ZI} = 0$  bo'ladi, demak,  $n$  – MDYA – tranzistorda kanal induktsiyalanmaydi, ya'ni tranzistor berk holatda bo'ladi. Bu vaqtda VT2 ning zatvorida  $U_{ZI2} = U_{KIR} - E_M = -E_M < 0$  bo'ladi.

Bu vaqtda chiqish kuchlanishi manba kuchlanishiga deyarli teng bo'ladi:

$$U_{CHI} = E_M - |U_{SI2}| \approx E_M.$$



4.14 – rasm. KMDYA tranzistorli elektron kalit (invertor).

$U_{KIR} = E_M$  bo'lsin. U holda  $U_{Z11} > U_{01}$ ,  $U_{Z12} = 0$  bo'ladi. Demak,  $n$  – MDYA tranzistorda kanal induktsiyalanadi, ya'ni VT1 ochiq,  $p$  – MDYA tranzistor, ya'ni VT2 esa berk bo'ladi. Bu vaqtda umumiy zanjirdagi tok avvalgidek  $I_{QOL}$  ga teng bo'ladi. Kalit chiqishidagi qoldiq kuchlanish (4.13) ifodadan, indekslar o'rnini almashtirib aniqlanadi:

$$U_{QOL1} = \frac{I_{QOL2}}{B_1(E_M - U_{01})} \approx 2 - 3 \text{ mkV.}$$

Qoldiq kuchlanishning kichikligi komplementar kalitlarning afzalligi hisoblanadi. Sxema ikkala holatda ham quvvat iste'mol qilmasligi bu kalitlarning yana bir afzalligi hisoblanadi.

### Nazorat savollari

1. Pozitsion sanoq tizimi nopozitsion sanoq tizimdan nimasi bilan farqlanadi ?
2. Raqamlarni bir sanoq tizimidan ikkinchisiga o'tkazish qanday amalga oshiriladi ?
3. Mantiq algebrasidagi Bul konstantasi va o'zgaruvchisi deb nimaga aytiladi ?
4. Bul algebrasining asosiy amallarini sanab bering. Ular haqiqiylik jadvallari va algebraik ifodalar orqali qanday ifodalanadi ?
5. Mantiq algebrasi funksiyalari ishiga so'z bilan; haqiqiylik jadvali yordamida; algebraik ifodalar yordamida misollar keltiring.
6. Qanday amal funksiya superpozitsiyasi deb ataladi ?
7. Funksional to'liq majmua deb nimaga aytiladi ?

8. *Funksional to'liq majmua ikkita o'zgaruvchidan qanday funksiyalar hosil qiladi ?*
9. *Qanday funksiyalar majmuasi asosiy funksional to'liq majmua deb ataladi ?*
10. *Raqamli tizimlarda qanday fizik kattalik mantiqiy o'zgaruvchilarning mumkin bo'lgan qiymatlari bilan namoyon qilinadi ?*
11. *Diskret kuchlanishni kodlashning ikki usulini aytib bering.*
12. *Potensial kodlash usulida mantiqiy signalni kodlashning to'rtta usulini aytib bering.*
13. *MEning uzatish xarakteristikasi deb nimaga aytiladi ?*
14. *Uzatish xarakteristikalarining qanday turlarini bilasiz ?*
15. *Raqamli sxemalarning uzatish xarakteristikalariga qanday talablar qo'yiladi ?*
16. *Mantiqiy o'zgaruvchilarning statik parametrlarini aytib bering.*
17. *Mantiqiy o'zgaruvchilarning dinamik parametrlarini aytib bering.*
18. *Tranzistorli elektron kalitlar qanday parametrlar bilan xarakterlanadilar ?*
19. *Elektron kalit qanday elementlardan tashkil topgan ?*
20. *Elektron kalit yasashda qanday qurilmalardan foydalaniladi ?*
21. *RISlarda qo'llaniladigan kalit turlarini aytib bering.*
22. *Shottki barerli tranzistorlarda hosil qilingan kalitlar oddiy BTlarda bajarilgan kalitlarga nisbatan qanday afzalliklarga ega ?*



## V BOB

### MANTIQUIY INTEGRAL SXEMALARNING NEGIZ ELEMENTLARI

---

---

#### 5.1. Umumiy ma'lumotlar

*Mantiqiy integral sxema* yoki *mantiqiy element* (ME) deb ikkilik sanoq tizimida berilgan axborotlarni mantiqiy o'zgartirishga mo'ljallangan elektron sxemalarga aytiladi.

MElar sanoatda murakkablik darajasiga ko'ra turli seriyalar ko'rinishida ishlab chiqariladi. Seriya deganda, turli funksiyalar bajara oladigan, yagona konstruktiv – texnologik usulda bajarilgan va birgalikda ishlashga mo'ljallangan IMS majmuiga aytiladi. Shundayligiga qaramasdan, har bir seriyada ushbu seriyadagi boshqa sxemalarga asos hisoblanadigan negiz MElar (inverterlar, HAM-EMAS ME, YOKI-EMAS ME, triggerlar, schetchiklar, registrlar va x.z.) mavjud.

Hozirgi vaqtda RISlarni loyihalashda quyidagi negiz MElar keng qo'llaniladi: tranzistor – tranzistorli mantiq; emitterlari bog'langan mantiq; integral–injeksion mantiq; bir turdagi MDYa – tranzistorli mantiq; komplementar MDYa–tranzistorli mantiq.

Negiz MElarning sxema variantlarini *tranzistorli mantiqlar* deb atash qabul qilingan. Mantiq turi qo'llanilgan elektron kalit va elementlar orasida o'rnatilgan bog'liqlik bilan aniqlanadi. Sanab o'tilgan MElarning hech biri tezkorlik, iste'mol quvvati, joylanish zichligi va texnologikligi bilan sxemotexnikaning barcha talabalariga to'liq javob bera olmaydi. Shuning uchun IS ishlab chiqarishda u yoki bu negiz sxemani tanlash buyurtmachining texnik talabalari va ishlatish sharoitlariga bog'liq.

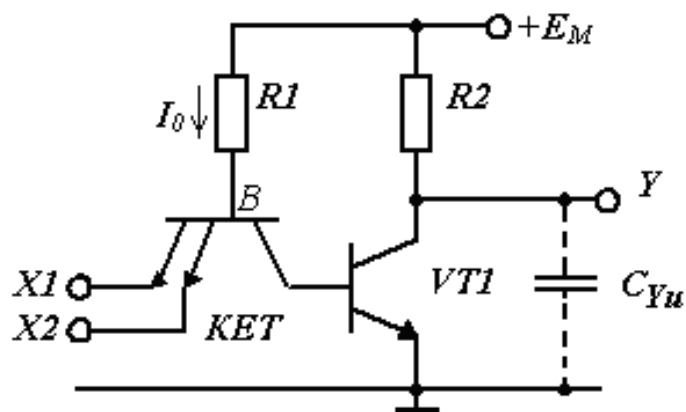
#### 5.2. Tranzistor – tranzistorli mantiq elementlar

Tranzistor – tranzistorli mantiq (TTM) elementlar keng tarqalgan va ko'p ishlab chiqariladigan RIS hisoblanadi.

Sodda inverterli TTM sxemasi 5.1 – rasmda keltirilgan.

Element ikkita mantiqiy kirishga ega bo'lib, u ko'p emitterli tranzistor (KET) asosida hosil qilingan tok qayta ulagichi va VT1 tranzistorli elektron kalit (inverter)dan tuzilgan. KET TTM turdagi MElarning o'ziga xos komponentasi hisoblanadi. U umumiy baza va umumiy kollektorga ega bo'lgan tranzistorli tuzilmadir. Standart sxemalarda kirishlar (emitterlar) soni  $K_{BIRL} \leq 8$ . TTM elementlar tarkibidagi KET invers rejimda yoki to'yinish rejimda ishlashi mumkin. KET tuzilmasi va yasalish texnologiyasi shundayki, tok bo'yicha kuchaytirishning invers koeffitsiyenti  $\alpha_i$  juda kichik bo'lib, 0,01÷0,05 oralig'ida yotadi.

BT asosidagi TTM va boshqa turdagi MElar ishlash mexanizmini ko'rib chiqishdan avval, tahlil uchun zarur bo'lgan elementar nisbatlarga to'xtalib o'tamiz.



5.1 – rasm. Sodda invertorli TTM ME sxemasi.

MElarda tranzistorlar kalit rejimida ishlashini inobatga olgan holda, tahlilda ochiq yoki berk  $p-n$  o'tish tushunchasi qo'llaniladi. Eslatib o'tamiz, agar o'tishning to'g'ri toki  $I = 10^{-3} \div 10^{-4}$  A oralig'ida yotsa, bu diapazon **normal tok rejimi** deb ataladi. Toklarning bu oralig'ida kremniyli o'tishda kuchlanish  $U$  atigi  $0,70 \div 0,63$  Vga o'zgaradi. Tokning boshqa  $I = 10^{-5} \div 10^{-6}$  A diapazonida (bu diapazon **mikrorejim** deb ataladi) kuchlanishning qiymatlari mos ravishda  $0,57 \div 0,52$  V oraliqda yotadi.

Shunday qilib, tok diapazonlariga ko'ra to'g'ri kuchlanishlar biroz farqlanishi mumkin, lekin ularni doimiy deb hisoblash va **to'g'ri o'tish parametrlari** deb qarash mumkin. Uning uchun maxsus  $U^*$  belgilash kiritiladi. Xona temperaturasida normal rejimda  $U^* = 0,7$  V, mikrorejimda esa  $U^* = 0,5$  V. Agar to'g'ri kuchlanish  $U^*$  kuchlanishdan atigi  $0,1$  V ga kichik bo'lsa, **o'tish deyarli berk** hisoblanadi, chunki bu kuchlanishda toklar nominaldan o'nlab marta kichik bo'ladi.

Yuqori tezkorlikka erishish uchun TTM tranzistorlari normal tok rejimida ishlaydilar. Shuning uchun sxemaning statik rejimini tahlil qilishda quyidagi soddalashtirishlar qabul qilingan, agar:

- $p-n$  o'tish orqali to'g'ri tok oqib o'tayotgan bo'lsa, u holda o'tish ochiq va undagi kuchlanish  $U^* = 0,7$  V;

- $p-n$  o'tish kuchlanishi teskari, yoki  $U^*$  dan kichik bo'lsa, u holda o'tish berk va oqib o'tayotgan tok nolga teng;

- tranzistor to'yinish rejimida bo'lsa, u holda kollektor – emitter oralig'idagi kuchlanish  $U_{KE.TO'Y}^* = 0,3 \div 0,4$  V.

TTM elementning ish mexanizmini ko'rib chiqamiz. Ulanish sxemasiga binoan KET bazasining potentsiali (B) doim uning kollektori potentsialidan yuqori bo'ladi. Demak, KET KO' doim to'g'ri siljigan bo'ladi. Tranzistor EO'lariga kelsak, ular emitter potentsiallarining umumiy shinaga nisbatan ulanishiga bog'liq.

Deylik, barcha kirishlar ( $X1$  va  $X2$ ) potentsiallari kuchlanish manbai potentsialiga teng bo'lgan maksimal qiymatga ega bo'lsin. Bunda mantiqiy 1 sath shakllanadi, ya'ni  $U^j = E_M$  ekanligi ravshan. U holda barcha EO'lar teskari yo'nalishda ulangan bo'ladi, chunki baza potentsiali (B)  $R1$  dagi kuchlanish

pasayishi hisobiga doim emitter potensialidan past bo'ladi. KET tarkibidagi parallel ishlayotgan tranzistorlar invers ulangan bo'ladi. Aytib o'tilganidek,  $\alpha_1$  kichik bo'lganligi sababli, hisoblashlarda emitter tokini nolga teng deb olinadi,  $I_0$  tok esa ketma – ket ulangan KETning kollektori va VT1 ning EO' orqali oqib o'tadi.  $I_0$  qiymati  $R1$  rezistor qarshiligi qiymati bilan cheklanadi va

$$I_0 = (E_M - 2U^*) / R1 .$$

$R1$  shunday tanlanadi-ki, KET toki, demak, VT1 baza toki tranzistorni to'yinish shartiga mos kelsin. Bunda VT1 tranzistor ochiladi va chiqish kuchlanishi  $U_{KE.TO'Y}^*$  ga teng bo'lib qoladi. Bu esa mantiqiy nol sathga teng, ya'ni  $U^0 = U_{KE.TO'Y}^* \leq 0,4$  V. Demak, barcha kirishlarga mantiqiy 1 berilsa, chiqishda mantiqiy 0 hosil bo'ladi.

Endi aksincha holatni ko'rib chiqamiz. Barcha kirishlar ( $X1$  va  $X2$ ) potentsiali nolga teng yoki shu qiymatga yaqin bo'lsin:  $U_X = U^0 = 0$ . U holda barcha EO'lar KO' kabi to'g'ri yo'nalishda siljigan bo'ladi. Barcha tranzistorlar to'yinish rejimiga o'tadilar. Bu holatda  $I_0$  tok ham ochiq EO'laridan, ham KETning ochiq KO'dan oqib o'tishi mumkin. Tok KET EO'lardan oqib o'tayotganda bu o'tishlardagi kuchlanish +0,7 V ga teng bo'ladi. Parallel ulangan EO'larga ega KETni ikki barobar katta hajmdagi yagona tranzistor deb qarash mumkin.

KET KO'dan oqib o'tayotgan tok deyarli nolga teng, chunki unga VT1 ning EO'i ketma – ket ulangan. Tok bu zanjirdan oqib o'tishi uchun, KET baza potentsiali  $2U^*=1,4$  V ga teng bo'lishi kerak. Demak, VT1 ochiq, emitter va kollektorning qoldiq toklarini nolga teng deb hisoblash mumkin. Chiqish kuchlanishi esa  $E_M$  ga yaqin bo'ladi, ya'ni mantiqiy 1 sathini  $U^1 = E_M$  beradi. Bu vaqtda  $I_0$  quyidagicha aniqlanadi:

$$I_0 = (E_M - U^*) / R1 .$$

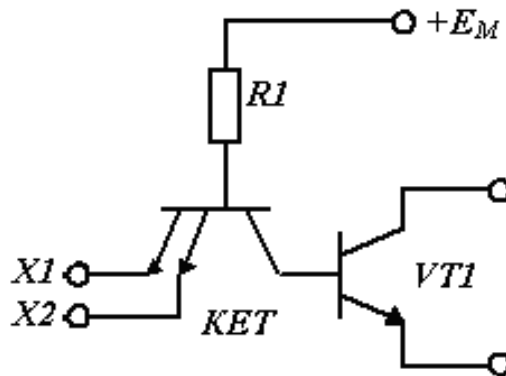
Agar faqat bitta kirishga mantiqiy 0, qolganlariga mantiqiy 1 berilsa, VT1 berk bo'ladi. Shunday qilib, biror kirishga mantiqiy 0 berilsa chiqishda mantiqiy 1 olinar ekan. Faqat barcha kirishlarga mantiqiy 1 berilsagina, chiqishda mantiqiy 0 ga ega bo'lamiz. Shunday qilib, mazkur sxema 2HAM-EMAS mantiqiy amalini bajaradi, bu yerda 2 raqami ME kirishlari sonini bildiradi.

Endi, uncha katta bo'lmagan yuklama qobiliyatiga va nisbatan kichik tezkorlikka ega bo'lgan TTM negiz elementni ko'rib chiqamiz. Bu quyidagilar bilan shartlangan. Ochiq holatda VT1ning to'yinish rejimi ta'minlanishi uchun  $R2$  qarshilik qiymati **katta** (bir necha kOm) bo'lishi kerak. U holda tranzistorning berk holatdagi mantiqiy 1 sathi yuklama qarshiligi  $Z_{Yu}$  ga kuchli ravishda bog'liq bo'lib qoladi.  $Z_{Yu}$  deganda mazkur ME chiqishiga ulangan  $n$  ta xuddi shunday ME larning kompleks qarshiligi tushuniladi. Mantiqiy 0 holatida (VT1 tranzistor ochiq) KET - VT1 tizimning tok uzatish koeffitsiyenti qiymati kichik bo'lganligi sababli, chiqish kuchlanishi sathi ham yuklama qarshiligi qiymatiga qaysidir ma'noda bog'liq bo'ladi. Sababi, KET invers ulanishida tok uzatish koeffitsiyenti  $\alpha_1$  1 dan kichik

bo'ladi. Aktiv rejimda esa 1 ga yaqin. Shu sababli, bu turdagi ME yuklama qobiliyati kichik hisoblanadi.

ME tezkorligi kirish va chiqish kuchlanishlari o'sib borish va kamayish frontlari tikligi bilan aniqlanadigan dinamik parametrlar bilan belgilanadi. Har MENi  $RC$  tizim deb qarash, u holda undagi kuchlanish tikligini o'zgarishi asosan sig'im  $S_{Yu}$  ning zaryadlanish va razryadlanish vaqti davomiyligi bilan aniqlanadi. Yuklama sig'imi  $S_{Yu}$   $p-n$  o'tishlar, elektr bog'lanishlar, chiqishlar va x.z.lar sig'imlarining umumiy yig'indisi. Demak, tezkorlikni tahlil qilganda ME chiqishiga ulangan boshqa elementni  $RC$  – yuklama deb qarashimiz kerak. Sxemada (5.1 – rasm) ME kirishi mantiqiy 0 holatdan mantiqiy 1 holatga o'tayotganda VT1 tranzistor berkiladi. Shuning uchun yuklama sig'imi  $R2$  rezistor orqali zaryadlanadi.  $R2$  ning qiymati katta bo'lganligi sababli, zaryadlanish vaqti doimiysi  $\tau_z = R_2 \cdot C$  sezilarli bo'ladi. ME chiqish sathi  $U^0$  bo'lganda yuklama sig'imi to'yingan VT1 tranzistor orqali razryadlanadi. Tok uzatish koeffitsiyenti  $\alpha_1$  uncha katta bo'lmaganligi sababli, razryadlanish vaqti doimiysi  $\tau_p$  ham kichik qiymatga ega bo'ladi.

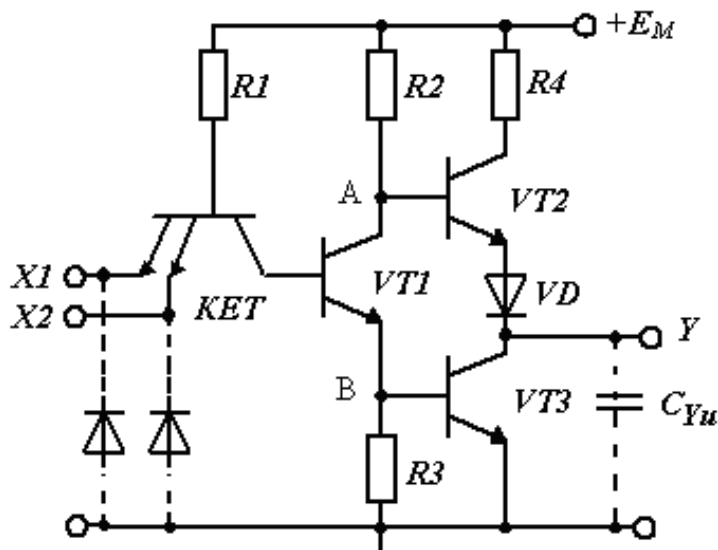
Ko'rib o'tilgan kamchiliklar tufayli, 5.1 – rasmda keltirilgan sxema keng qo'llanilmaydi. Bu sxema asosan tashqi indikatsiya elementlarini ulash uchun ochiq kollektorli mikrosxemalarda (5.2 – rasm) qo'llaniladi.



5.2 – rasm. TTM seriyadagi YOKI bo'yicha kengaytirish sxemasi.

Murakkab invertorli TTM sxemasi (5.3 – rasm) amaliyotda keng qo'llaniladi. U ikki taktli chiqish kaskadi (VT2 va VT3 tranzistorlar,  $R4$  rezistor va VD diod), boshqariluvchi faza ajratuvchi kaskad (VT1 tranzistor,  $R2$  va  $R3$  rezistorlar) dan tashkil topgan.

Faza tushunchasi (yunoncha paydo bo'lish)ga binoan VT1 tranzistor berk va uning kollektorida (A nuqta) yuqori potensial paydo bo'lishi natijasida VT2 tranzistor ochiladi. VT1 tranzistorning ochiq holatida uning emitterida (B nuqta) yuqori potensial paydo bo'ladi va u VT3 ni ochadi. Demak, VT2 va VT3 tranzistorlar galma – gal (turli taktlarda) ochiladilar. Shuning uchun chiqish kaskadi ikki taktli deb ataladi.



5.3 – rasm. Murakkab invertorli TTM ME sxemasi.

Sxemaning ish tartibini ko'rib chiqamiz. Oddiy invertorli TTM kabi, bu sxemada ham biror kirishga mantiqiy 0 berilsa VT1 tranzistor berk bo'ladi. Natijada VT2 tranzistor ochiladi, VT3 tranzistor esa berkiladi. Yuklama sig'imi  $C_{Yu}$  esa 5.1 – sxemadan farqli ravishda, endi kichik qarshilikka (150 Om) ega rezistor  $R4$ , ochiq turgan VT2 tranzistor va VD diod orqali zaryadlanadi. Rezistor  $R4$  tok cheklagichi bo'lib, u chiqish tasodifan umumiy nuqtaga ulanganda o'zaro ketma – ket ulangan VT2 tranzistor va VD diod orqali oqib o'tuvchi tok qiymati ortib ketishidan himoyalaydi. Boshqa tomondan, chiqish kaskadining qayta ulanish vaqtida, ya'ni VT2 tranzistor endi ochilayotgan, VT3 tranzistor esa hali berkilib ulgurmagan vaqt momentida kuchli qisqa impulslar paydo bo'lishi oldini oladi. Element qayta ulanish vaqtida yuklama sig'imi  $C_{Yu}$  to'yingan VT3 tranzistorning kichik qarshiligi orqali razryadlanadi. Bu bilan elementning yuqori tezkorligi ta'minlanadi.

VD diod vazifasini tushuntiramiz. Diod yo'q deb faraz qilaylik. Bu holda element qayta ulanish vaqtida, ya'ni VT3 tranzistor ochiq bo'lganda VT2 tranzistor berk bo'lishi, ya'ni  $U_{BEVT2}$  kuchlanish qiymati 0,7 V dan kichik bo'lishi kerak.  $U_{BEVT2}$  ni aniqlaymiz. Buning uchun element chiqish qismi kuchlanishi uchun quyidagi munosabatlarni yozib olamiz:  $U_{BVT2} = U_{BEVT3} + U_{KE.TO'Y.VT1} = 1 \text{ V}$ ;  $U_{EVT2} = U_{KE.TO'Y.VT3} = 0,3 \text{ V}$ . U holda  $U_{BEVT2} = U_{BEVT3} + U_{KE.TO'Y.VT1} - U_{KE.TO'Y.VT3} = 0,7 \text{ V}$ .

Bu vaqtda VT2 tranzistor ochiq bo'ladi. Shunday qilib, VD diod bo'lmaganda VT2 tranzistor ochiq,  $U^{0}_{CHIQ}$  kuchlanish esa noaniq bo'ladi. Sxemaga VD diod ulanganda ochiq VT3 tranzistor kuchlanishi  $U_{BEVT2} + U_{VD} > U_{BEVT3} + U_{KE.TO'Y.VT1} - U_{KE.TO'Y.VT3}$ ;  $U_{BEVT2} + U_{VD} > U_{BEVT3}$  bo'ladi. Bu qiymatlarni mos o'rinlarga qo'yib  $1,4 \text{ V} > 0,7 \text{ V}$  ga ega bo'lamiz. Shunday qilib, VD diod kuchlanish sathini siljituvchi element vazifasini bajaradi va chiqishda kuchlanish  $U^0$  bo'lganda, VT2 tranzistorini aniq berkilishini ta'minlaydi.

**Yuklama qobiliyati** yoki  $K_{TARM}$  **koefitsiyenti** VT3 tranzistorning maksimal kollektor tokidan kelib chiqqan holda aniqlanadi. Bu vaqtda

$$K_{TARM} = I_{Kmax} / I_{kir}^0$$

deb yozish mumkin. Bu yerda  $I_{kir}^0$  – IMS ma'lumotnomasidan olinadigan parametr.  $I_{Kmax} = E_M/R4=30$  mA bo'lgani sababli,  $I_{kir}^0 = 1,35$  mA bo'lganda  $K_{TARM} = 22$ .

Xulosa qilib shuni aytish mumkin-ki, 5.3 – rasmda kirish zanjirida punktir bilan tasvirlangan diodlar **aks-sadoga qarshi diodlar** deb ataladi va muvofiqlashmagan liniya oxirlaridan qaytgan manfiy signallar (xalaqitlar) amplitudasini cheklash uchun qo'llaniladi. Bu signallar ikkita  $p-n$  o'tish (diodning  $p-n$  o'tishi va KET emitter o'tishi) oralig'ida bo'linib, MENi yolg'on qayta ulanishdan saqlaydi.

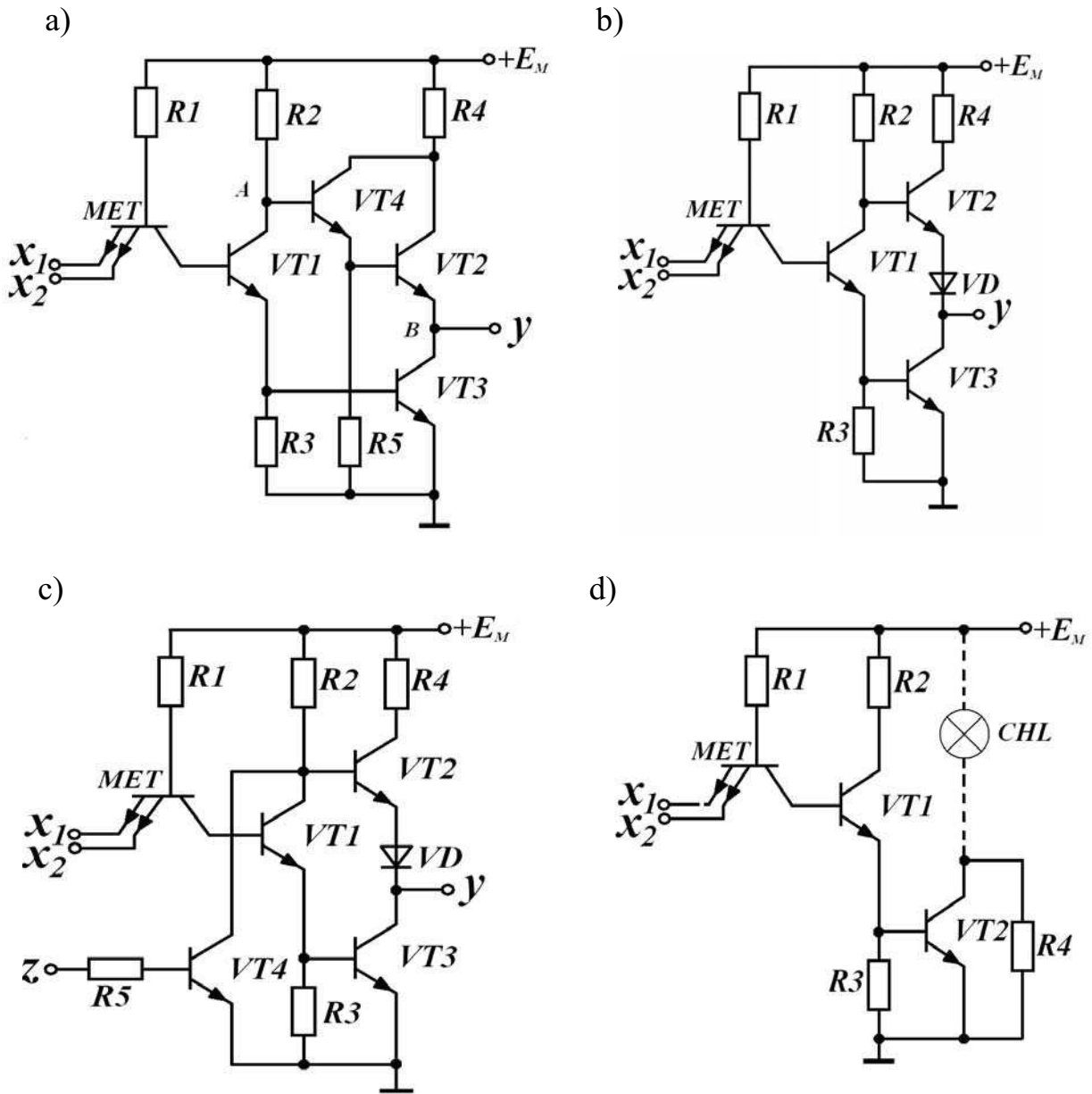
Hozirgi vaqtda TTM negiz elementlarining ko'p sonli modifikatsiyalari yaratilgan. Har bir modifikatsiya parametrlari yoki qo'shimcha imkoniyatlari bilan ajralib turadi.

Masalan, chiqish kaskadida tok bo'yicha katta kuchaytirish koefitsiyentiga ega bo'lgan tarkibiy tranzistorlar qo'llanishi yuklama qobiliyatini oshiradi (5.4, a – rasm). Sxemaning ishlash prinsipi o'zgarmaydi. Tarkibiy tranzistor (VT4 va VT2 tranzistorlar) VT3 invertorning dinamik yuklamasini hosil qiladi. Masalaning bunday yechilishi barcha rezistorlar nominallarini ikki barobar kichraytirishga va bu bilan tezkorlik va yuklama qobiliyatini oshirishga imkon beradi. A va B nuqtalar oralig'ida ikkita ketma – ket ulangan tranzistorlarning  $p-n$  o'tishlarining mavjudligi esa VD diod bo'lishini talab qilmaydi.

Shottki diodi va tranzistorlarini qo'llash yordamida (5.4, b – rasm) TTM elementining tezkorligi oshirilgan (TTMSH). Ular tranzistor bazasida ortiqcha zaryadlarni chiqarib yuborish vaqtini sezilarli kamaytirish yoki umuman yo'qotishga imkon beradilar. Natijada impuls kamayib borish vaqtidagi kechikish kamayadi. Lekin tezkorlik ortishi bilan TTMSH statik parametrlari yomonlashadi. Xususan, bo'sag'aviy kuchlanish qiymati kamayadi va  $U_{CHIQ}^0$  ortadi, bu esa o'z navbatida oddiy sxemalarga nisbatan xalaqitbardoshlikni pasaytiradi. TTMSH KISlarning negiz elementi hisoblanadi.

Ikki yo'nalishli axborot shinalari yoki magistral qurilmalar yaratishda, bir necha sxema chiqishlarini birlashtirish talab qilinadi. Agar elementlar ulanayotganda, ulardan birining chiqishida past  $U_{CHIQ}^0$  sath, ikkinchisida esa yuqori  $U_{CHIQ}^l$  sath bo'lsa, u holda ketma – ket ulangan VT2 va VT3 tranzistorlardan biridan sizilish toki  $I_{siz} \approx (E_M - U^*) / R4$  oqib o'tadi. Bu tok statik rejimdagi manba tokidan ancha katta. Bu vaqtda iste'mol qilinayotgan quvvat keskin ortadi va sxema ishdan chiqishi mumkin, chunki VT2, VT3 tranzistorlar va VD diod uzoq muddat katta tok oqib o'tishiga mo'ljallanmagan. Bu holat yuzaga kelmasligi uchun chiqishi uchta holatga ega bo'lgan: ikki holat – bu oddiy  $U_{CHIQ} = U^0$  va  $U_{CHIQ} = U^l$  sathlar, uchinchi esa – element yuklamadan butkul

uziladigan “cheksiz katta” chiqish qarshiligi holatini ta’minlaydi, ya’ni tok iste’mol qilmaydigan va uzatmaydigan TTM elementlar yaratilgan.



5.4 – rasm. TTM MEning turli sxema variantlari.

Buning uchun murakkab inverterli sxemaga qo’shimcha VT4 tranzistor va R5 rezistor ulanadi (5.4, c – rasm). Boshqaruvchi kirish Z ga  $U^0_{KIR}$  kuchlanish berilsa, VT4 tranzistor berk bo’lib, sxema oddiy element kabi ishlaydi. Boshqaruvchi kirish Z ga  $U^1_{KIR}$  kuchlanish berilsa, VT4 tranzistor to’yinish rejimiga o’tadi, VT1, VT2 va VT3 tranzistorlar esa berkiladi (uchinchi holat). Bu uchinchi holat mantiqiy kirishlardagi axborot signallari kombinatsiyasiga bog’liq emas. Bunday elementlar chiqishlarini umumiy yuklamaga ulash mumkin, chunki ixtiyoriy vaqt momentida yuklamaga faqat bitta element “xizmat ko’rsatadi”, qolgan elementlar esa uchinchi holatda bo’ladi.

TTMning boshqa seriyalari tarkibida maxsus elementlar bo'lishi mumkin. Ular bu seriya imkoniyatlarini oshirish uchun mo'ljallangan. Ulardan birini ko'rib chiqamiz.

**Ochiq kollektorli HAM-EMAS elementi.** Bu sxema mantiqiy sxemalarni tashqi va indikatorli qurimalar, masalan, nurlanuvchi diodli indikator, cho'lg'anutuvchi lampalar, rele o'ramlari va x.z. bilan muvofiqlashtirishga mo'ljallangan.

Bu sxemaning yuqorida ko'rib o'tilgan elementdan (5.3 – rasm) farqi shundaki, chiqish kaskadi yuklama rezistorisiz bir taktli sxemada bajarilgan.

5.4, d – rasmda ochiq kollektorli HAM-EMAS ME da indikatsiya elementi sifatida cho'g'lanuvchi lampa (CHL) qo'llanilgan sxema ko'rsatilgan. CHL VT2 tranzistorning kollektor zanjiridagi yuklama hisoblanadi va mantiqiy holatlarning vizual indikator sifatida xizmat qiladi. Agar barcha kirishlarga  $U^1$  sath berilsa, indikator nurlanadi, agar bir yoki bir nechta kirishga  $U^0$  sath berilsa, indikator nurlanmaydi. Shuntlovchi R4 rezistor VT2 tranzistorni himoyalaydi, aks holda cho'lg'am simiining qarshiligi sovuq holatda kichik bo'ladi va kollektor tokining ortishi kuzatiladi.

**Ma'lumot.** Sanoatda TTM turli elementlarning faqat bir necha seriyasi ishlab chiqariladi (standart 133, 155; tezkorligi yuqori bo'lgan 130, K131; mikro quvvatli 134; Shottki diodili 530, K531; Shottki diodili mikro quvvatli K555). Bu elementlarning asosiy parametrlari 5.1 – jadvalda keltirilgan.

5.1 – jadval

TTM elementi seriyalari turi

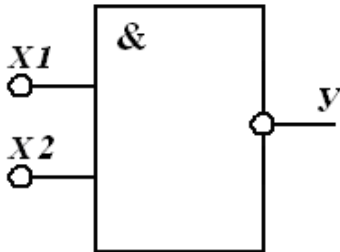
TTM RIS parametri	seriya				
	standart	tezkorligi yuqori	mikro-quvvatli	Shottki diodili	
	K155	130	158	531	K555
$I_{KIR}^0$ , mA	1,6	2,3	0,15	2	1
$I_{KIR}^1$ , mA	0,04	0,07	0,01	0,05	0,05
$U_{CHIO}^0$ , V	0,4	0,35	0,3	0,5	0,5
$U_{CHIO}^1$ , V	2,4	2,4	2,4	2,7	2,7
$K_{TARM}$	10	10	10	10	10
$K_{BIRL}$	8	8	2	4	2
$t_{kech.o'rt}$ , ns	20	10	70	5	20
$P_{IST}$ , mVt	22	44	5	19	3,7
$f_{CHEG}$ , MGts	10	30	3	50	10

TTM elementlari potensial elementlar qatoriga kiradi: ular asosida komputer sxemalarini tuzishda ular o'zaro galvanik bog'lanadilar, ya'ni kondensator va transformatorlarsiz. Mantiqiy 1 va mantiqiy 0 asimptotik qiymatlari  $U^1 \geq 2,4$  V;  $U^0 \leq 0,4$  V,  $U_{QU} = U^1 - U^0 = 2$  V kuchlanishlar bilan ifodalanadi. Yuqorida ko'rib o'tilgan seriyalar funksional va texnik to'liqlikka ega, ya'ni turli arifmetik va mantiqiy amallarni, xotirada saqlash, yordamchi va maxsus funksiyalarni bajaradi.



Asosiy TTM turi bo'lib mantiqiy qo'paytirish inkori bilan ya'ni, HAM-EMAS amalini bajaradigan Sheffer elementi hisoblanadi. Sheffer elementining shartli belgilanishi 5.5 – rasmda ko'rsatilgan. Bu yerda  $X1$ ,  $X2$  – kirishlar,  $Y$  – chiqish. Minimal kirishlar soni nolga teng. Ikki kirishli Sheffer elementining ishlashi haqiqiylik jadvalida keltirilgan (5.2 – jadval).

5.2 – jadval



5.5 – rasm. Ikki kirishli Sheffer elementi shartli belgisi.

Ikki kirishli Sheffer elementining haqiqiylik jadvali

$x_1$	$x_2$	$y = x_1 \cdot x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

### 5.3. Emitterlari bog'langan mantiq elementlar

Emitterlari bog'langan mantiq (EBM) elementni yaratilishiga raqamli qurilmalar tezkorligini oshirish muammosi sabab bo'lgan. EBM elementda qayta ulanuvchi tranzistor yoki berk, yoki ochiq bo'ladi va bazada qo'shimcha noasosiy zaryad tashuvchilar to'planayotganda BT to'yinish rejimida ishlaydi. Tranzistorni bir holatdan ikkinchisiga o'tishi uzoq kechadigan jarayon bo'lganligi sababli, TTM element tezkorligi cheklangan. BTdagi kalit inertsiyaliligini kamaytirish maqsadida shunday sxemalar yaratish kerakki, unda qayta ulanuvchi tranzistor ochiq holatda aktiv rejimda ishlasin.

EBM shunday sxematexnik yechimlardan biri hisoblanadi. BTning to'yinmagan rejimi yuklama va parazit sig'implarni tez qayta zaryadlanishi uchun talab qilinadigan ishchi toklarni oshirish imkonini beradi. Qayta ulanuvchi element ulanish vaqti minimumga keladi. Bu vaqtda BTning berkilish vaqti ortmaydi. Shu sababli EBM elementlar yuqori tezkorlikka ega.

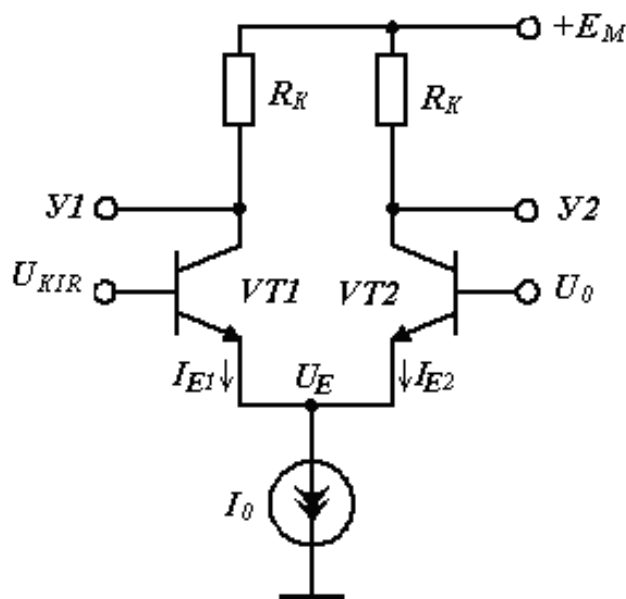
EBM element asosini tok qayta ulagichi tashkil etadi (5.6 – rasm).

U DK kabi ikkita simmetrik yelkadan tashkil topgan bo'lib, ularning har biri tranzistor va rezistordan iborat. Umumiy emitter zanjirida BTG  $I_0$  ishlaydi.

DKdan farqli ravishda kirishlardan biri (VT2) tayanch deb ataluvchi doimiy kuchlanish manbai  $U_0$  ga ulangan. Tok  $I_0$  qiymati tranzistorning aktiv ish rejimiga mos keladi va EBM negiz elementlarida  $I_0 = 0,5 \div 2$  mA. BTG mavjudligi tufayli baza potentsiallarining ixtiyoriy qiymatlarida emitter o'tishlarda avtomatik ravishda

$$I_{E1} + I_{E2} = I_0 \quad (5.2)$$

shart o'rnatiladi.



5.6 – rasm. Tok qayta ulagichi.

Aktiv rejimda emitter tokining baza – emitter kuchlanishiga bog'liqligi kirishdagi VT1 tranzistor uchun quyidagi ifoda bilan approksimatsiyalanadi

$$I_{E1} = I_{E01} e^{(U_{KIR} - U_E) / \varphi_T} , \quad (5.3)$$

VT2 tranzistor uchun esa

$$I_{E2} = I_{E02} e^{(U_0 - U_E) / \varphi_T} . \quad (5.4)$$

Bu ifodalarda emitter tokining  $U_{EB} = 0$  va  $U_{KB} \neq 0$  bo'lgandagi qoldiq qiymati  $I_{E0}$ . Integral texnologiyada egizaklik prinsipiga muvofiq  $I_{E01} = I_{E02}$ . Xona temperaturasida  $\varphi_T = kT / q = 0,025$  V.

(5.2), (5.3) va (5.4)lardan foydalanib,

$$I_{E1} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{U_0(1 - \frac{U_{KIR}}{U_0})}{\varphi_T}}} , \quad I_{E2} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{-U_0(1 - \frac{U_{KIR}}{U_0})}{\varphi_T}}} \quad (5.5)$$

ga ega bo'lamiz.

Sxema simmetrik, shuning uchun ikkala BT baza potentsiallari teng bo'lganda ( $U_{KIR} = U_0$ ) har bir yelkadan oqib o'tayotgan tok  $I_0 / 2$  ga teng.

Tayanch kuchlanish  $U_0 = 1,2$  V bo'lsin. Agar  $U_{KIR}$  qiymati  $\Delta \leq 0,1$  V ga kamaysa, u holda (5.5) ga muvofiq,  $I_{E1}$  tok  $I_0$  ga nisbatan 1 % gacha kamayadi,  $I_{E2}$  tok esa 99 % gacha ortadi. Demak, kirish signali  $U_{KIR} \leq U_0 - \Delta$  ( mantiqiy 0) bo'lganda VT1 tranzistor berk bo'ladi, VT2 tranzistordan esa to'liq  $I_0$  toki oqib o'tadi.

Agar aksincha bo'lsa, ya'ni  $U_{KIR}$  qiymati  $\Delta \geq 0,1$  V ga ortsa, u holda (5.5) ga muvofiq,  $I_{E1}$  tok  $I_0$  ga nisbatan 99 % gacha ortadi,  $I_{E2}$  tok esa 1 % gacha kamayadi. Demak, kirish signali  $U_{KIR}^+ \geq U_0 + \Delta$  (mantiqiy 1) bo'lganda VT2 tranzistorni berk deb hisoblash mumkin, VT1 tranzistordan esa to'liq  $I_0$  tok oqib o'tadi. Natijada ideal tok qayta ulagichiga ega bo'ldik. Sathlar orasidagi farq - qayta ulanish kichikligi uning kamchiligi hisoblanadi, chunki qayta ulanish sohasi kirish signallarini tayanch kuchlanish  $U_0$  dan  $U_{QU} = U_{KIR}^+ - U_{KIR} = 2\Delta \approx 0,3$  V qiymatga o'zgarishi bilan aniqlanadi. Demak, xalaqitlarga bardoshlik ham kichik bo'ladi. Lekin mantiqiy o'tish vaqtining kichikligi, hamda to'yinish rejimining yo'qligi hisobiga tok qayta ulagichining qayta ulanish vaqti juda kichik bo'lib, 3 nsdan oshmaydi.

Tranzistor aktiv rejimda qoladigan maksimal  $U_{KIR}^+$  qiymatini aniqlaymiz. Buning uchun  $U_{KB} \geq 0$  ( $U_K \geq U_B$ ) shart bajarilishi kerak. Tranzistorning baza potentsiali kirish signali bilan, kollektori potentsiali esa

$$U_K = E_M - \alpha I_0 R_K \quad (5.6)$$

ifoda yordamida aniqlanadi.

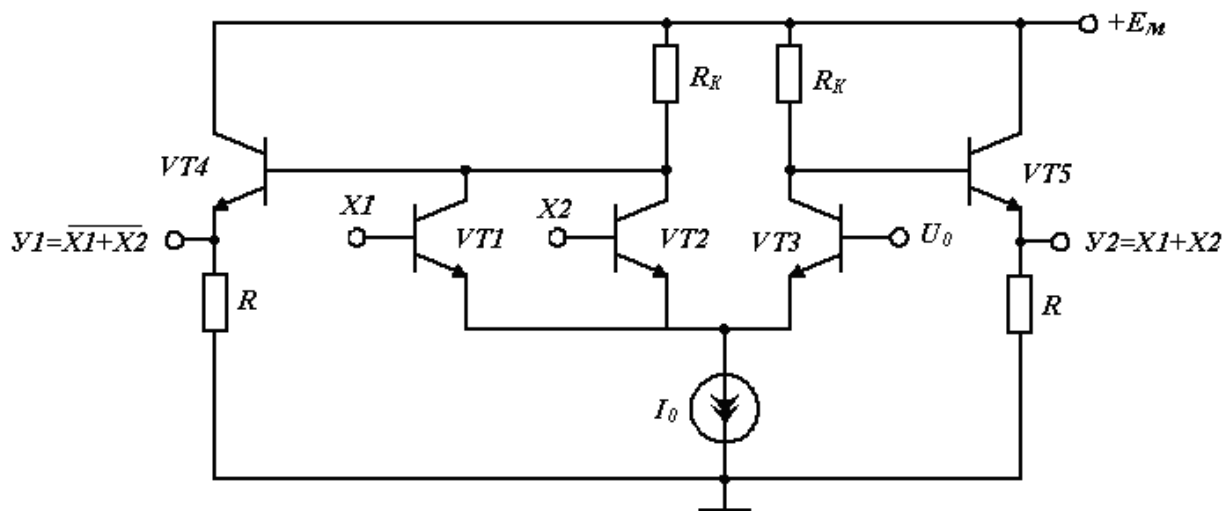
U holda tranzistor aktiv rejim chegarasida ( $U_K = U_B$ ) qoladigan  $U_{KIR}^+$  qiymati quyidagi munosabat bilan aniqlanadi

$$U_{KIR}^+ = E_M - \alpha I_0 R_K = U_0 + \Delta. \quad (5.7)$$

(5.7) shart bajarilishi, berilgan  $E_M$ ,  $U_0$  va  $U_{KIR}^+$  qiymatlarida tranzistorning aktiv ish rejimi ta'minlanishi uchun  $R_K$  rezistorlar qarshiligi kichik (200 Omgacha) qilib tanlanadi.

Alohida kalitlar (qayta ulagichlar) asosan analog sxemalarda qo'llaniladi. Mantiqiy sxemalarda har bir qayta ulagich chiqishi bir yoki bir necha boshqa qayta ulagichlar kirishiga ulanadi. Qayta ulagichlar ketma – ketligi ishga layoqatligini ta'minlash maqsadida kirish va chiqishlar bo'yicha mantiqiy 0 va mantiqiy 1 sathlar muvofiqlashtirilgan bo'lishi kerak. Afsuski, mazkur turdagi qayta ulagichlarda sathlar mosligi mavjud emas, chunki  $Y1$  va  $Y2$  chiqishlardan olinayotgan chiqish kuchlanishi **doim  $U_0$  dan katta bo'ladi**. Shu sababli bunday qayta ulagichlarni ketma – ket ulab bo'lmaydi. Buning uchun maxsus muvofiqlashtiruvchi kaskadlar qo'llaniladi. Ular kuchlanish sathini siljitish qurilmasi deb ataladi. Emitter qaytargichlar bunday qurilmaning sodda sxemasi bo'lib hisoblanadi. Qaytargichda chiqish (emitter) potentsialining sathi tayanch potentsial sathidan  $U^*$  kattalikka past bo'ladi.

Tok qayta ulagichini EBM elementga o'zgartirish uchun uning chap yelkasini parallel ulangan (kirishlari bo'yicha) tranzistorlar bilan almashtirish kerak. Ikkita kirishli EBM element sxemasi 5.7 – rasmda keltirilgan.



5.7 – rasm. Ikkita kirishli EBM ME sxemasi.

VT1 va VT2 tranzistorlardan ixtiyoriy birining (yoki barovariga) berkiilishi  $I_0$  tokni chap yelkadan o'ng yelkaga o'tishiga olib keladi.

VT4 va VT5 emitter qaytargichlar kolektor potentsiallari sathlari  $U^*$  kattalikka siljtiladi, bu bilan EBM zanjirning ishga layoqatligi ta'minlanadi.

Deylik, ikkala kirishga mantiqiy 0 potentsial berilgan bo'lsin. U holda VT1 va VT2 tranzistorlar berk, VT3 tranzistor ochiq bo'ladi. Demak,  $Y1$  chiqishda mantiqiy 1 sathi o'rnatiladi. VT1 va VT2 tranzistorlar berk bo'lganligi sababli ularning kollektor potentsiallari  $U_{K1,2} = E_M$ . VT4 EO'idan  $U^*$  kuchlanishni olib tashlasak, mantiqiy 1 sath

$$U^1 = E_M - U^* . \quad (5.8)$$

ekanligi kelib chiqadi.

VT3 tranzistor bilan VT5 qaytargich ham mantiqiy funksiya bajaradilar.  $X1=X2=U_0$  bo'lganda VT3 tranzistor ochiq, demak  $Y2$  chiqishda mantiqiy 0 sathi o'rnatiladi. VT3 tranzistor to'yinish chegarasida turibdi deb faraz qilaylik, ya'ni  $U_{KB3} = 0$ . U holda tranzistordagi qoldiq kuchlanish EO'dagi kuchlanishga teng bo'ladi ( $U_{QOL} = U^*$ ).  $U^*$  kuchlanishni olib tashlasak va (5.8) ifodaga qo'ysak, mantiqiy 0 sahiga ega bo'lamiz

$$U^0 = E_M - 2U^* . \quad (5.9)$$

(5.8) va (5.9) ifodalardan foydalanib, mantiqiy o'tish qiymatini aniqlaymiz

$$U_{MO'} = U^1 - U^0 = U^* \approx 0,7 \text{ V} .$$

Endi biror kirishga, masalan  $X1$  ga mantiqiy 1 potentsial berilgan bo'lsin. U holda VT1 tranzistor ochiladi, VT3 tranzistor esa berkiladi. Natijada  $Y1$  chiqishda mantiqiy 0 kuchlanishi,  $Y2$  chiqishda esa mantiqiy 1 kuchlanishi o'rnatiladi. Ikkala kirishga mantiqiy 1 berilganda ham vaziyat o'zgarmaydi. Hosil bo'lgan haqiqiylik

jadvali 5.4 – jadvalda keltirilgan. Jadvaldan, sxema  $Y1$  chiqish bo'yicha  $Y1 = \overline{X1 + X2}$  mantiqiy amalini,  $Y2$  chiqish bo'yicha esa  $Y1 = X1 + X2$  mantiqiy amalini bajarishi ma'lum bo'lib turibdi.

Shuni ta'kidlash kerak-ki, chiqishda emitter qaytargichlarning qo'llanilishi mantiqiy o'tishni 0,7 V gacha va xalaqitlarga bardoshlikni deyarli 0,3 V gacha oshirdi. Bundan tashqari, emitter qaytargichdagi kichik chiqish qarshiligi tufayli sxemaning yuklama qobiliyati ortdi va yuklamadagi sig'im qayta zaryadlanishi tezlashdi.

Manbaning manfiy qutbi umumiy deb olingan EBM sxemaning kamchiligi bo'lib chiqish signali mantiqiy sathlarining kuchlanish manbai qiymatiga bog'liqligi hisoblanadi. Bu (5.8) va (5.9) lardan kelib chiqadi. Bundan tashqari, chiqish umumiy nuqta bilan qisqa tutashganda emitter qaytargich tranzistori ishdan chiqadi.

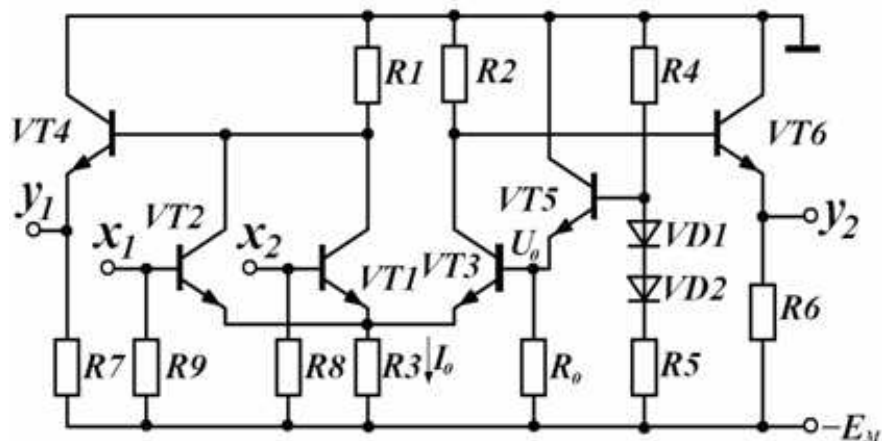
Kuchlanish manbai  $E_M$  ning musbat qutbini umumiy nuqtaga ulab aytib o'tilgan kamchiliklarni bartaraf etish mumkin. U holda

$$U^1 = -E_M + U^1 = -U^* = -0,7 \text{ V};$$

$$U^0 = -E_M + U^0 = -2U^* = -1,4 \text{ V}.$$

Bunda, sxemaning ish printsipi, albatta o'zgarishsiz qoladi.

500 seriyaga mansub EBM elementning prinsipial elektr sxemasi 5.8 – rasmda keltirilgan.



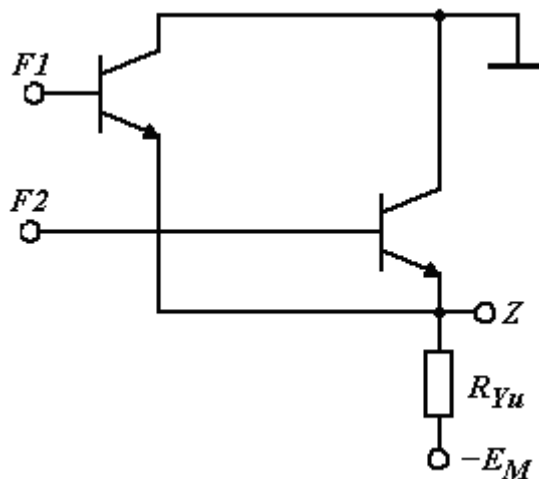
5.8 – rasm. 500 seriyaga mansub ikkita kirishga ega EBM element sxemasi.

O'zgarmas tok generatori (manbai)  $I_0$  ni turli usullar bilan amalga oshirish mumkin. Mazkur sxemada tok manbai sifatida tokni barqarorlashtiruvchi rezistor  $R3$  qo'llangan. Uning qarshiligi  $R1$  ( $R2$ ) rezistorlarning maksimal qiymatlaridan ancha katta bo'lishi kerak. Bunday manbada  $I_0$  qiymati qayta ulanish vaqtida o'zgaradi, lekin  $U^0$  va  $U^1$  qiymatlariga ta'sir ko'rsatmaydi.

Tayanch kuchlanish  $U_0$  qiymati, hamda  $U^0$  va  $U^1$  qiymatlari temperatura va boshqa omillar ta'sirida o'zgaradi. EBM sxemalarda xalaqitbardoshlik yuqori bo'lmagani sababli, sxemalarni ishga layoqatligini saqlab qolish maqsadida keng ishchi sharoitlar diapazonida temperaturaga barqaror tayanch kuchlanish manbai qo'llaniladi. U  $R5$ ,  $VD1$ ,  $VD2$ ,  $R4$  lardan iborat bo'lgan kuchlanish bo'lgichi va  $VT5$ ,  $R0$  dan tuzilgan emitter qaytargichdan tashkil topgan.  $VD1$  va  $VD2$  diodlar tranzistorning  $U_{BE}$  kuchlanishi o'zgariganda  $I_0$  toki o'zgarishi hisobiga temperatura o'zgarishini kompensatsiyalaydilar.  $R0$  rezistor  $VT5$  tranzistor emitter toki qiymatini oshirish uchun xizmat qiladi va natijada, uning tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti ortib, chastota parametrlari yaxshilanadi. Odatda bitta  $U_0$  manba yagona kristallda joylashgan bir necha (5-10 tagacha) EBM elementlarni tayanch kuchlanish bilan ta'minlaydi.

EBM elementlar o'ta yuqori tezlikda ishlovchi tizimlar uchun negiz hisoblanadi. Elementlarni montaj usulda birlashtirish yo'li bilan turli funksiyalarni amalga oshirish imkoniyati tug'iladi.

Aytaylik, montaj usuli bilan ikkita EBMning inverslamaydigan chiqishlari birlashgan bo'lsin (5.9 – rasm).



5.9 – rasm. Ikkita EBM ME chiqishlarini birgalikda ulanishi.

Agar elementlardan biri  $F1$  funksiyani, ikkinchisi esa  $F2$  ni bajarayotgan bo'lsa, u holda birlashgan  $Z$  chiqishda  $Z = F1 + F2$  amali, ya'ni "Montajli YOKI" bajariladi. Bundan montaj usuli bilan ikkita EBMning inverslamaydigan chiqishlari birlashsa

$$Z = (X1 + X2) + (X3 + X4) = X1 + X2 + X3 + X4$$

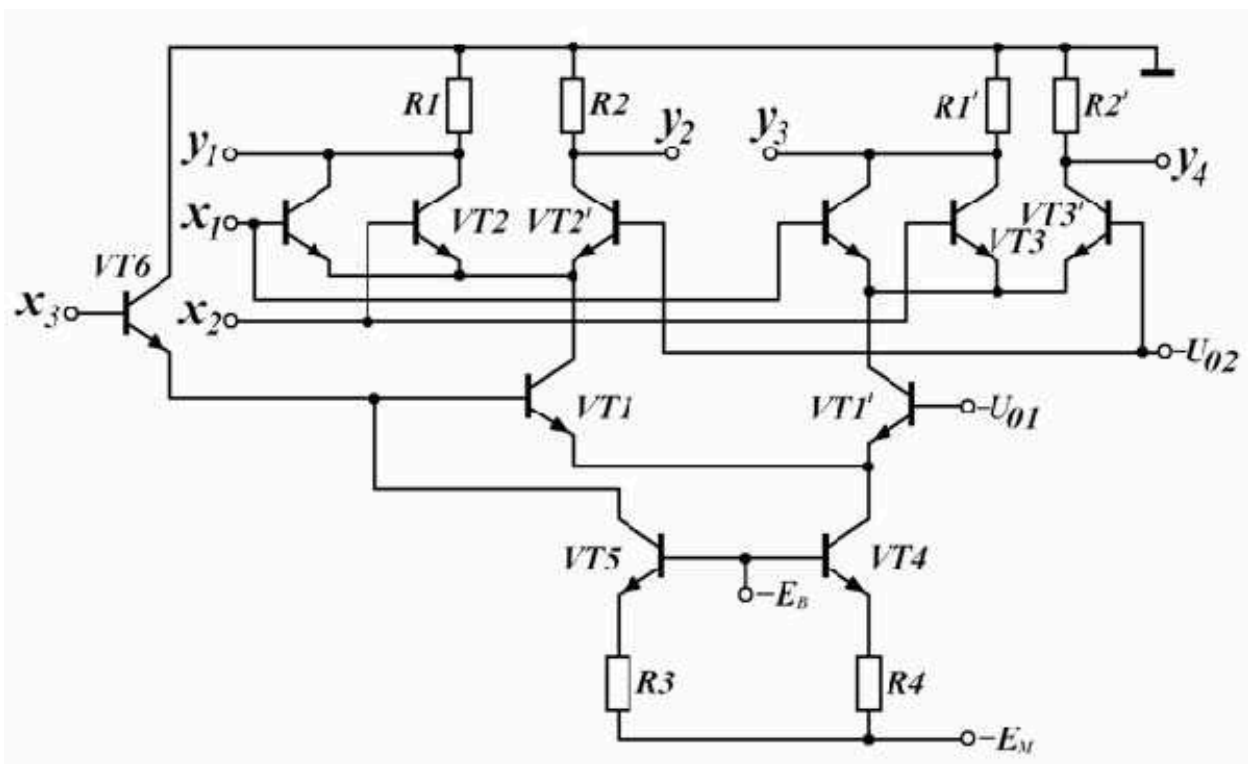
amalni bajaruvchi, ya'ni kirishlar soni ortishiga ekvivalent element hosil bo'lishi ko'rinib turibdi. Sxemada  $X1$  va  $X2$  kirishlar birinchi MEga,  $X3$  va  $X4$  kirishlar esa ikkinchi MEga tegishli. Inverslamaydigan kirishlarini birlashtirsak, HAM-YOKI-EMAS amalini bajaruvchi MEga ega bo'lamiz

$$Z = (\overline{X1 + X2}) + (\overline{X3 + X4}) = (\overline{X1 + X2 + X3 + X4}).$$

EBM element funksional imkoniyatlarini kengaytirishga misol qilib tok qayta ulagichlarining *zinasimon* (ko'p yarusli, daraxtsimon) ulanishini keltirishimiz mumkin. Bunda sochilish quvvati kamayadi va KIS kristallida sxema egallaydigan sirt yuzasi kichrayadi. Ikki zinali EBM sxemasi 5.10 – rasmda keltirilgan (chiqishida emitter qaytargichlar ko'rsatilmagan).

Sxema uchta tok qaytargichdan tashkil topgan, ular: VT1 va VT1' differensial juftlikdan iborat pastki zina qayta ulagichi va VT2 – VT2' va VT3 – VT3' differensial juftliklardan tashkil topgan yuqori zina qayta ulagichlari.

Pastki zina tok qayta ulagichi X3 signali yordamida, yuqori zina tok qaytargichlari esa X1 va X2 signallari bilan boshqariladi. Yuqori zinadagi har bir qayta ulagich pastki zina qayta ulagichi yelkalaridan birini tashkil etadi. Qayta ulanish toki VT4 tranzistorda tuzilgan tok generatoridan beriladi. Tok qiymati manba kuchlanishi  $E_M$ , tayanch kuchlanishi  $E_B$  va rezistor R4 qarshiligi bilan belgilanadi. Sxema amalga oshirayotgan mantiqiy funksiya turini aniqlaymiz.



5.10 – rasm. Ikki zinali EBM sxemasi.

Agar X3 kirishga mantiqiy 0 berilsa, EBMni yuqorida ko'rib o'tilgan xossalardan kelib chiqqan holda, X1 va X2 kirishlarning ixtiyoriy kombinatsiyalarida Y1 va Y2 chiqishlarda mantiqiy 1 hosil bo'ladi. Agar X3 kirishga mantiqiy 1 berilsa va  $X1=X2=0$  bo'lsa, u holda Y1 chiqishda mantiqiy 1 saqlanib qoladi. Boshqa holatlarda Y1 chiqish mantiqiy 0 ga mos keladi.

$Y_2$  chiqishda esa aksincha, faqat  $X_1=X_2=0$  bo'lgandagina mantiqiy 0 hosil bo'ladi.  $X_3$  ning berilgan qiymatlarida uchinchi va to'rtinchi chiqishlar,  $\overline{X_3}$  ga mos keluvchi birinchi va ikkinchi chiqishlar qiymatlarini takrorlaydi. Bu to'rttala funktsiya haqiqiylik jadvalini tuzib, ular

$$Y_1 = (\overline{X_1 + X_2}) + \overline{X_3} \quad ; \quad Y_2 = (X_1 + X_2) + \overline{X_3} \quad ;$$

$$Y_3 = (\overline{X_1 + X_2}) + X_3 \quad ; \quad Y_4 = X_1 + X_2 + X_3$$

ekaniga ishonch hosil qilamiz.

Yuqoridagilardan kelib chiqadiki, EBM sxemotexnikasi TTMga nisbatan funksional jihatdan moslanuvchan va turli murakkablikdagi mantiq algebrasini yaratish imkonini beradi. Bu xossa matritsali kristallar asosida buyurtmaga asosan KISlar yaratishda keng qo'llaniladi.

Bundan tashqari, ko'pgina maxsus maqsadlar uchun ishlab chiqilgan EBM sxemalari mavjud (ikkilik axborotni indikatsiya qilish uchun, ma'lum shakldagi signallarni shakllantirish uchun va boshqalar).

EBM elementlari bir necha seriya (K137, K187, K229, 100, K500, 500 va boshqalar) ko'rinishida ishlab chiqariladi. Bu seriyalar funksional va texnik to'liqlikka ega, ya'ni ixtiyoriy arifmetik va mantiqiy amallarni, hamda saqlash, yordamchi va maxsus funksiyalarni bajarliishini ta'minlaydi. EBM elementlar parametrlari 5.3 – jadvalda keltirilgan.

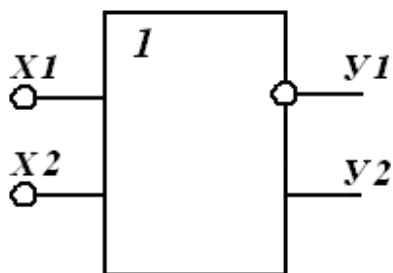
5.3 – jadval

EBM seriya elementlari turlari

EBM RIS parametrlari	seriya		
	K137	100, K500, 700	1500
$I_{KIR}^0$ , mkA	0,5	0,5	0,5
$I_{KIR}^1$ , mkA	200	265	200
$U_{CHIQ}^0$ , V	- 1,6	- 1,6	- 1,65
$U_{CHIQ}^1$ , V	- 0,8	- 0,9	- 0,96
$K_{TARM}$	15	15	15
$K_{BIRL}$	9	9	9
$t_{o'rt.kech}$ , ns	6	2,9	0,7
$P_{ISTR}$ , mVt	70	35	50
$I_M$ , mA	15	26	-
$E_M$ , V	- 5,2	- 5,2	- 4,5

EBM negiz elementining shartli garfik belginishi 5.11 – rasmda ko'rsatilgan bo'lib, u yerda  $X_1, X_2$  – kirishlar,  $Y_1$  – invers chiqish;  $Y_2$  – to'g'ri chiqish. Element musbat mantiq uchun bir vaqtning o'zida ikkita funktsiyani amalga oshiradi:  $Y_1$  chiqish bo'yicha 2YOKI-EMAS (Pirs elementi) va  $Y_2$  chiqish bo'yicha 2YOKI (diz'yunktsiya). Ikki kirishli MEning haqiqiylik jadvali 5.4 – jadvalda keltirilgan.





5.11 – rasm. Ikki kirishli EBM elementning shartli garfik belgilanishi

Ikki kirishli EBM elementning haqiqiylik jadvali

$x_1$	$x_2$	$y_1$	$y_2$
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	1

#### 5.4. Bir turdagi MDYa – tranzistorlar asosidagi mantiq elementlar

Axborotni qayta ishlash va saqlash vazifalarini bajaruvchi zamonaviy mikroelektron apparatlarda turli integratsiya darajasiga ega bo'lgan IMSlar ishlatiladi. Ayniqsa KIS va O'KIS integratsiya darajasiga ega bo'lgan IMSlar keng qo'llanilmoqda.

TTM va EBM elementlari yuqori tezkorlikni ta'minlaydilar, ammo iste'mol quvvati va o'lchamlari katta bo'lganligi sababli, faqat kichik va o'rta integratsiya darajasiga ega bo'lgan IMSlar yaratishdagina qo'llaniladi.

1962 yilda planar texnologik jarayon asosida kremniy oksidili ( $\text{SiO}_2$ ) MDYa – tranzistor yaratildi, keyinchalik esa uning asosida guruh usulida ishlab chiqarish yo'lga qo'yildi.

Integral BTLardan farqli ravishda bir turdagi MDYa integral tranzistorlarda izolyatsiyalovchi cho'ntaklar hosil qilish talab etilmaydi. Shuning uchun, bir xil murakkablikka ega bo'lganda, MDYa – tranzistorli IMSlar BTLarga nisbatan kristalda kichik o'lchamlarga ega va yasash texnologiyasi sodda bo'ladi. Kremniy oksidili MDYa ISlarning asosiy kamchiligi – tezkorlikning kichikligidir. Yana bir kamchiligi – katta iste'mol kuchlanishi bo'lib, u MDYa ISlarni BT ISlar bilan muvofiqlashtirishni murakkablashtiradi. MDYa ISlar asosan uncha katta bo'lmagan tezkorlikka ega bo'lgan va kichik tok istemol qiladigan mantiqiy sxemalar va KISlar yaratishda qo'llaniladi. MDYa ISlarda eng yuqori integratsiya darajasiga erishilgan bo'lib, bir kristalda yuz minglab va undan ko'p komponentlar joylashishi mumkin.

MDYa – tranzistorli mantiq (MDYaTM) asosida yuklamasi MDYa – tranzistorlar (4.6 – paragrafda ko'rib o'tilgan) asosida yaratilgan elektron kalit - inverterlar yotadi. Sxemada passiv elementlarning ishlatilmasligi, IMSlar tayyorlash texnologiyasini soddalashtiradi.

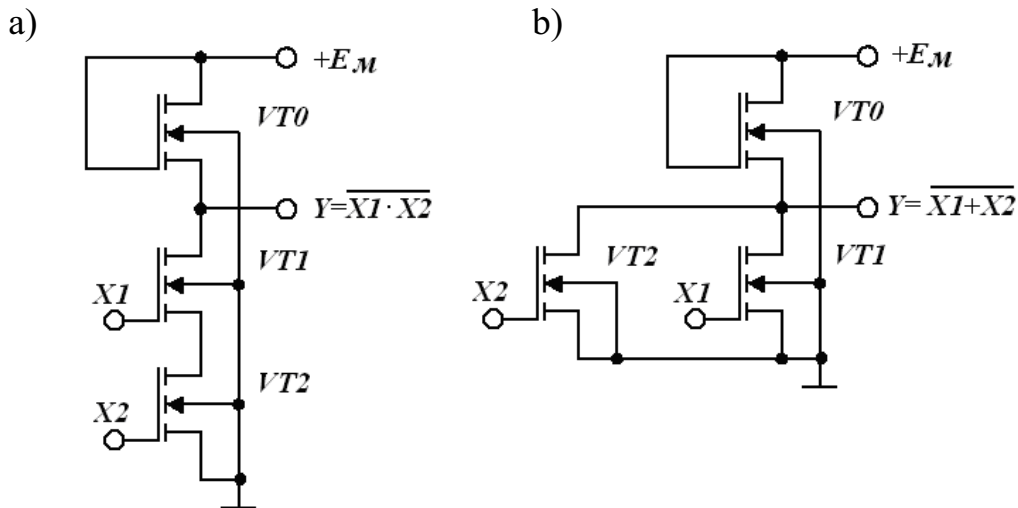
Mantiqiy IMSlar tuzishda  $n$  – yoki  $p$  – kanali induktsiyalangan MDYA – tranzistorlardan foydalanish mumkin. Ko'proq  $n$  – kanalli tranzistorlar qo'llaniladi, chunki elektronlarning harakatchanligi kovaklarnikiga nisbatan yuqori bo'lganligi sababli mantiqiy IMSlarning yuqori tezkorligi ta'minlanadi. Bundan tashqari,  $n$  –

MDYATM sxemalar kuchlanish nominali va mantiqiy 0 va 1 sathlari bo'yicha TTM sxemalar bilan to'liq muvofiqlikka ega.

Sodda 2HAM-EMAS va 2YOKI-EMAS ME sxemalari 5.12 – rasmda keltirilgan.

Bu sxemalarda yuklama sifatida ishlatilayotgan VT0 tranzistorlar doim ochiq holatda bo'ladi, chunki ularning zatvorlari kuchlanish manbaining musbat qutbiga tutashgan. Ular tok cheklagichlar (dinamik qarshiliklar) vazifasini bajaradi.

2HAM-EMAS sxemada (5.12, a – rasm) pastki VT1 va VT2 tranzistorlar ketma – ket, 2YOKI-EMAS sxemada esa (5.12, b – rasm) – parallel ulanadi.



5.12 – rasm. *n* – MDYA tranzistorli mantiq elementlar sxemalari.

2HAM-EMAS ME ishini ko'rib chiqamiz. Agar qayta ulanuvchi tranzistorlar birining kirishidagi potensial bo'sag'aviy potensial  $U_0$  dan kichik bo'lsa, ya'ni  $U_{KIR} < U_0$  (mantiqiy 0) bo'lsa, u holda bu tranzistor berk bo'ladi. Bu vaqtda yuklamadagi VT0 tranzistor stok toki ham nolga teng bo'ladi. Shu sababli, sxemaning chiqishida manba kuchlanishi  $E_M$  qiymatiga yaqin bo'lgan, ya'ni mantiqiy birga mos kuchlanish o'rnatiladi.

Ikkala kirishga mantiqiy 1 sathga mos ( $U_{KIR}^1 > U_0$ ) musbat potensial berilsa, ikkala tranzistor ochiladi va chiqishda mantiqiy 0 ( $U_{CHI}^0 < U_0$ ) o'rnatiladi.

2YOKI –EMAS elementda (5.12, b - rasm) biror kirishga yuqori sath kuchlanishi ( $U_{KIR}^1 > U_0$ ) berilsa, mos ravishda VT1 yoki VT2 tranzistor ochiladi va chiqishda mantiqiy 0 ( $U_{CHI}^0 < U_0$ ) o'rnatiladi.

Agar ikkala kirishga mantiqiy 0 darajasi berilsa, VT1 va VT2 berk bo'ladi. Chiqishda esa yuqori sath kuchlanishi – mantiqiy 1 o'rnatiladi.

$U_{CHI}^0 < U_0$  bo'lishi uchun, qayta ulanuvchi tranzistor (QUT) kanali kengligi yuklama vazifasini bajaruvchi tranzistor (YuT) kanali kengligidan katta, QUT kanal uzunligi esa YuT nikidan kichik bo'lishi kerak. Invertor statik rejimi va o'tish jarayonlari tahlil shuni ko'rsatdiki, tezkorlik va iste'mol quvvati nuqtai nazaridan  $E_M = (2 \div 3)U_0$  kuchlanish qiymati optimal hisoblanadi. Demak,  $U_0 = 1,5 \div 3$  V bo'lganda  $E_M = 4,5 \div 9$  V bo'ladi.

MDYaTM elementlarda real  $U^0_{CHIQ}$  qiymati  $U^0 = U_{QOL} \approx 0,2 \div 0,3$  V dan katta emas,  $U^1_{CHIQ}$  qiymati esa  $U^1_{CHIQ} \approx E_M$ .

Mos ravishda mantiqiy o'tish

$$U_M = E_M - U_{QOL} \approx E_M .$$

MDYaTM elementning yana bir afzalligi – xalaqitbardoshligi yuqoriligidadir. BTlardagi MELarda mantiqiy 0 ning xalaqitbardoshligi  $(1 \div 2)U^*$ , ya'ni  $0,7 \div 1,4$  V bo'lganda, MDYaTM da  $U^0_{XAL} = U_0 - U^0 \approx 1,5 \div 3$  V bo'ladi.

HAM-EMAS elementida kirishlar soni ortgan sari xalaqitbardoshlik kamayadi, chunki bir vaqtda barcha tranzistorlarning qoldiq kuchlanishlari  $U_{QOL}$  ortadi. Shu sababli HAM-EMAS elementlarda kirishlar soni 4 tadan ortmaydi, YOKI-EMAS elementlarda esa 10-12 tagacha yetadi. Amalda YOKI-EMAS elementlar ko'p qo'llaniladi, HAM-EMAS elementlar esa faqat IS seriyalarining funksional to'liqligi uchun ishlatiladi. MDYa sxemalarning yuklama qobiliyati katta, chunki kirish (zatvor) zanjiri deyarli tok iste'mol qilmaydi. Demak, ish jarayonida zanjirdagi barcha MELar bir – biriga bog'liq bo'lmagan holda ishlaydilar,  $U^0$  va  $U^1$  sathi esa yuklamaga bog'liq bo'lmaydi.

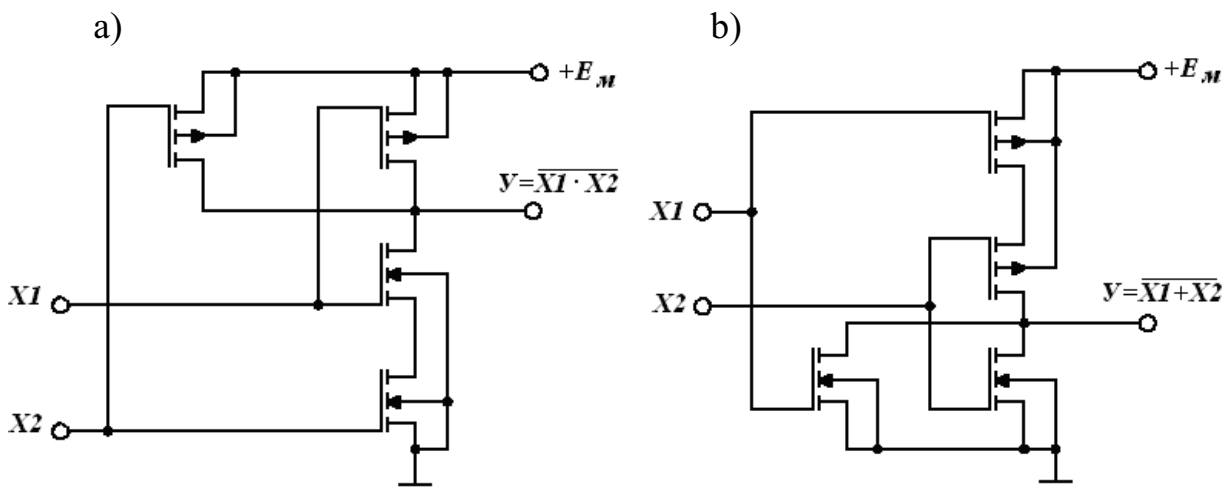
MDYa – tuzilma elementlari tezkorligi esa kirish va chiqish zanjirlarini shuntlovchi sig'imlarning qayta zaryadlanish vaqti bilan aniqlanadi. Tezkorlikni oshirish yo'lidagi barcha urinishlar boshqa kamchiliklarni yuzaga keltirdi. Masalan, tezkorlikni ortishi yuklamadagi sig'imlarni qayta zaryadlanish toki qiymatini ortishiga olib keladi. Lekin, bu usul iste'mol quvvatini va chiqishdagi mantiqiy sathlar nobarqarorligini ortishiga olib keladi. Ko'rsatilgan qarama – qarshiliklar turli o'tkazuvchanlikka ega (komplementar) tranzistorli kalitlar yordamida, sxemotexnik usulda bartaraf etilishi mumkin.

### **5.5. Komplementar MDYA – tranzistorlar asosiydagi mantiq elementlar**

Komplementar MDYa-tranzistorli elektron kalitlarning afzalliklari 4.6 paragrafda ko'rib chiqilgan edi. Bu kalitlarning statik rejimda quvvat iste'moli o'nlarcha nanovattni tashkil etib, tezkorligi esa 10 MGs va undan yuqori chastotalarda ishlashga imkon beradi. MDYa – tranzistorli RISlar ichida komplementar MDYa-tranzistorli MELar (KMDYaTM) yuqori xalaqitbardoshlikka ega bo'lib, kuchlanish manbai qiymatining  $10 \div 45\%$  ni tashkil etadi. Yana bir afzalligi – kuchlanish manбайдan samarali foydalanish hisoblanadi, chunki mantiqiy o'tish deyarli kuchlanish manbai qiymatiga teng. Demak RISlar kuchlanish manbai qiymatining o'zgarishiga sezgir emas. KMDYa-tranzistorli ME da kirish va chiqish signallari qutblari va sathlari mos tushadi, bu esa o'z navbatida MELarni o'zaro bevosita ulash imkoniyatini beradi (sath siljitish qurilmasi talab etilmaydi).

KMDYa-tranzistorlarda HAM-EMAS va YOKI-EMAS mantiqiy amallar oson tashkil etiladi. HAM-EMAS mantiqiy amali kirish tranzistorlarini ketma – ket ulash yo’li bilan, YOKI-EMAS mantiqiy amali esa – ularni parallel ulash yo’li bilan amalga oshiriladi. Bu vaqtda har bir kirish uchun kalit-invertorni hosil qiluvchi ikkita tranzistor talab qilinadi. Yuklamadagi  $p$  – kanalli va qayta ulanuvchi  $n$  – kanalli tranzistorlarning bunday kombinatsiyasi KMDYa – tranzistorlarning asosiy xossasi – statik rejimda ixtiyoriy kirish signalida tok iste’mol qilmaslik shartini saqlab qoladi.

2HAM-EMAS sxemada yuklama vazifasini bajaruvchi tranzistorlar bir-biriga parallel ulanadi (5.13, a – rasm), 2YOKI-EMAS sxemada esa – ketma – ket (5.13, b– rasm). Bunday prinsip yordamida faqat ikki kirishli elementlar emas, balki kirishlar soni katta bo’lgan sxemalar ham tuziladi.



5.13 – rasm. KMDYA tranzistorlar asosidagi 2HAM-EMAS (a) va 2YOKI-EMAS (b) mantiq elementlarning sxemasi.

2HAM-EMAS sxema (5.13, a – rasm) quyidagicha ishlaydi. Sxema kirishlariga  $U^0_{KIR} < U^n_{BO'S}$  kuchlanish berilsa, barcha qayta ulanuvchi ( $n$  – kanalli tranzistorlar) ochiq bo’lib, chiqish kuchlanishi  $U^0$  ga teng bo’ladi. Kirish signallarining boshqa kombinatsiyalarida ketma-ket ulangan qayta ulanuvchi tranzistorlardan biri berkiladi. Bu vaqtda chiqish kuchlanishi  $U^1 = E_M$  ga teng bo’ladi.

2YOKI-EMAS sxema (5.13, b – rasm) quyidagicha ishlaydi. Sxema kirishlariga  $U^0_{KIR} < U^n_{BO'S}$  kuchlanish berilsa, qayta ulanuvchi  $n$  – kanalli tranzistorlar berk bo’ladi, chunki ularda kanal induksiyanmaydi.  $p$  – kanalli tranzistorlarda esa kanal induksiyanadi, chunki ularning zatvorlari asosga nisbatan manfiy potensialga ega bo’ladi. Bu potensial qiymati  $U^0_{KIR} - E_M \approx -E_M$  bo’lib, bo’sag’aviy kuchlanish qiymatidan katta bo’ladi. Lekin, kanallardan berk tranzistorlarning juda kichik tokleri oqib o’tadi. Shu sababli kanallardagi kuchlanish pasayishi deyarli nolga teng bo’ladi va chiqish kuchlanishi  $U^1 = E_M$  bo’lib mantiqiy 1 ga mos keladi.

Agar qayta ulanuvchi tranzistorlardan birining zatvoridagi kirish kuchlanishi bo'sag'aviy kuchlanish qiymatidan katta bo'lsa  $U^l_{KIR} > U^n_{BO'S}$ , bu tranzistorda kanal induksiyalanadi. Unga mos keladigan yuklama tranzistorida esa kanal yo'qoladi, ya'ni tranzistor berkiladi. Sxema chiqishidagi kuchlanish qoldiq kuchlanish qiymatiga teng, ya'ni deyarli nol bo'ladi. Shu sababli uni mantiqiy 0 sath  $U^0 = 0$  deb hisoblash mumkin.

Demak, mantiqiy o'tish  $U_M = E_M$  ni tashkil etadi.

Statik holatda KMDYa-tranzistorlarda bajarilgan elementlar quvvat iste'mol qilmaydilar, chunki tranzistorlarning bir guruhi berk bo'lib, deyarli tok iste'mol qilmaydi. Bu vaqtda ulardan berk tranzistorlarning juda kichik toki oqib o'tadi. Shu sababli RIS iste'mol qilayotgan quvvat minimal bo'lib, asosan sig'imlarni qayta zaryadlash uchun sarflanayotgan quvvat bilan aniqlanadi.

KMDYaTM elementlarning tezkorligi MDYaTM elementlar tezkorligiga nisbatan sezirlarli daraja yuqori. Bu holat, KMDYaTM elementlarida kanal kengligiga cheklanishlar qo'yilmaganligidan kelib chiqadi. Chunki parazit sig'imlar qayta zaryadlanadigan ochiq tranzistorlarda yetarli o'tkazuvchanlikni ta'minlash maqsadida kanal kengligi ancha katta olinadi.

Sanoatda KMDYa-tranzistorlar asosida yaratilgan MELar bir necha seriyada ishlab chiqariladi: 164, K176, K564, 764,765. Bu seriyalar funksional va texnik to'liqlikka ega, ya'ni ixtiyoriy arifmetik va mantiqiy amallarni, hamda saqlash, yordamchi va maxsus funksiyalarni bajaradi.

Turli seriyadagi KMDYaTM asosiy parametrlari 12.5 – jadvalda keltirilgan.

12.5 – jadval

KMDYaTM seriya elementlarining asosiy parametrlari

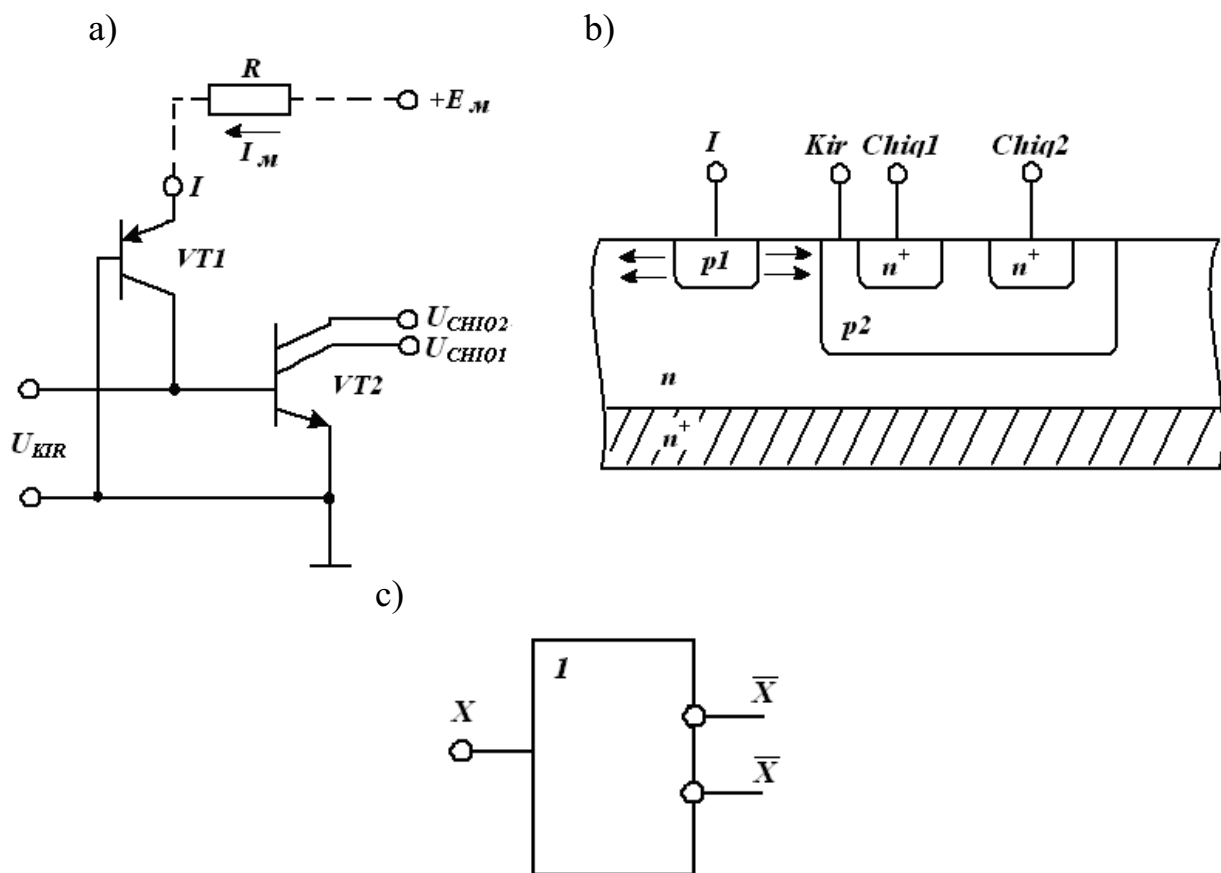
KMDYaTM RIS parametrlari	seriya			
	164	176	561	564
$t_{o'rt.kech}, ns$	200	250	50	50
$R_{O'RT}, mVt$	0,1	0,1	0,1	0,1
$E_M, V$	9	9	5	9
$U^0_{CHIQ}, V$	0,5	0,3	0	0
$U^l_{CHIQ}, V$	7,7	8,2	5	9
$K_{TARM}$	50	50	50	50

### 5.6. Integral – injeksion mantiq elementlari

Mikroelektron apparatlar rivoji KIS va O'KIS larni keng qo'llashga asoslangan. Bu bilan apparatlarning texnik-iqtisodiy ko'rsatkichlari ortmoqda: ishonchlilik, xalaqitbardoshlik ortmoqda, massasi, o'lchamlari, narhi kamaymoqda va x.z.

KIS MELari tezkorligining kichikligiga qaramasdan MDYa – texnologiyada bajarilar edi. ME tezkorligini oshirish muammosi Philips va IBM firmalari tomonidan BT asosida integral –injeksion mantiq ( $I^2M$ ) negiz elementi yaratilishiga sabab bo'ldi.

$I^2M$  negiz elementi sxemasi 5.14, a – rasmda keltirilgan. Element VT1 ( $p_1-n-p_2$ ) va VT2 ( $n-p_2-n^+$ ) komplementar Btlardan tashkil topgan. VT1 tranzistor, kirish signalini inverslovchi VT2 tranzistor uchun baza toki generatori (injektor) vazifasini bajaradi. VT2 tranzistor odatda bir nechta kollektorga ega bo'lib, element mantiqiy chiqishlarini tashkil etadi.  $I^2M$  turdagi elementlarda hosil qilingan mantiqiy sxemalarda, VT1 tranzistor emitteri hisoblangan injektor (I), kuchlanish manbai bilan  $R$  rezistor orqali ulanadi va uning qarshiligi talab etilgan tokni ta'minlaydi. Bunday tok bilan ta'minlovchi qurilma injektor toki qiymatini, keng diapazonda o'zgartirib uning tezkorligini o'zgartirishga imkon beradi. Amalda injektor toki  $1 \text{ nA} \div 1 \text{ mAgacha}$  o'zarishi mumkin, ya'ni VT1 tranzistor EO'idagi kuchlanishni ozgina orttirib (har 60 mVda tok 10 marta ortadi) tok qiymatini 6 tartibga o'zgartirish mumkin.

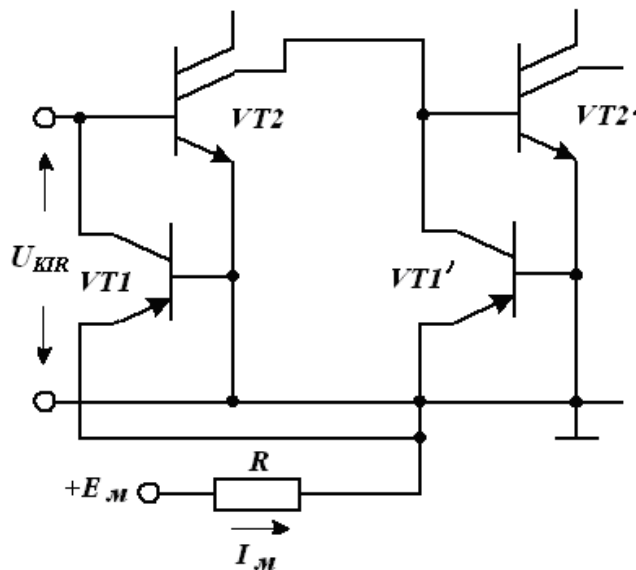


5.14 – rasm.  $I^2M$  negiz elementning prinsipial sxemasi (a), topologiya qirqimi (b) va shartli belgilanishi (c).

$I^2M$  IS kremniyli  $n^+$  - asosda tayyorlanadi (12.14, b – rasm), u o'z navbatida barcha invertor emitterlarini bilashtiruvchi umumiy elektrod hisoblanadi (rasmda bitta invertor ko'rsatilgan).  $n-p-n$  turli tranzistor bazasi bir vaqtning o'zida  $p-n-p$  turli tranzistor kollektori bo'lib hisoblanadi. Elementlarning bunday tayyorlanishi funksional integratsiya deyiladi. Bu vaqtda turli elementlarga tegishli sohalarni izolyatsiya qilishga (TTM va EBM elementlaridagi kabi) ehtiyoj

qolmaydi.  $I^2M$  elementi rezistorlardan holi ekanligini inobatga olsak, yaxlit element kristallda TTMDagi standart KET egallagan hajmini egallaydi.

Elementning ishlash printsipi. Ikkita ketma-ket ulangan  $I^2M$  elementlar zanjiri 5.15 – rasmda tasvirlangan. Agar sxemaning kirishiga berilgan kuchlanish  $U^0_{KIR} < U^*$  bo'lsa, u holda qayta ulanuvchi VT2 tranzistorning ikkala o'tishi berk bo'ladi. VT1 injektordan berilayotgan tok  $I_M$ , qayta ulanuvchi tranzistor bazasidan kirish zanjiriga uzatiladi. Bu holatda chiqish kuchlanishi keyingi kaskad qayta ulanuvchi VT2' tranzistorining to'g'ri siljirilgan  $p-n$  o'tishi kuchlanishiga teng bo'ladi, ya'ni  $U^1_{CHIQ} = U^* \approx 0,7$  V. Agar sxemaning kirishidagi kuchlanish  $U^1_{KIR} > U^*$  bo'lsa, u holda qayta ulanuvchi VT2 tranzistor ochiladi.  $p_2$  sohaga kelib tushayotgan kovaklar bu sohani tez zaryadlaydi. VT1 injektor to'yinish rejimiga o'tadi.  $p_2$  soha potentsiali injektor potentsialiga deyarli teng bo'ladi. VT2 tranzistorning emitter-baza o'tishi to'g'ri yo'nalishda siljiydi va elektronlarning bazaga, keyin esa kollektorga injeksiyasi boshlanadi. Kollektorga kelayotgan elektronlar  $p_2$  sohadan kelgan kovaklarni neytrallaydi. Natijada kollektor potentsiali pasayadi va baza potentsialidan kichik bo'lib qoladi. VT2 tranzistor to'yinish rejimiga o'tadi va element chiqishida to'yingan tranzistor kuchlanishiga teng bo'lgan kichik sathli kuchlanish o'rnatiladi. Real sharoitda u  $0,1 \div 0,2$  V ga teng. Shunday qilib,  $I^2M$  negiz ME uchun quyidagi munosabatlar haqiqiydir:  $U^0 = 0,1 \div 0,2$  V;  $U^1 = 0,6 \div 0,7$  V. Bundan  $I^2M$  negiz ME uchun mantiqiy o'tish  $U_{MO'} = 0,4 \div 0,6$  V ekanligi kelib chiqadi.

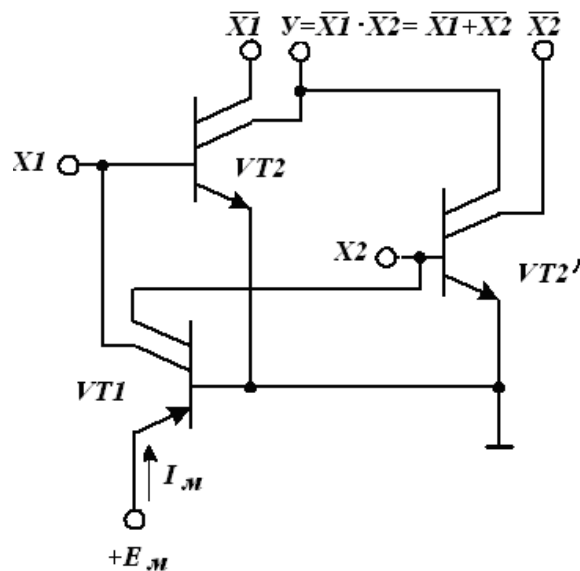


5.15 – rasm.  $I^2M$  ME zanjiri.

5.14 – rasmdagi sxemadan foydalanib 2HAM-EMAS va 2YOKI-EMAS mantiqiy amallarini bajaruvchi MELarni tuzish mumkin. Masalan, 12.16 – rasmda ikkita invertorni metall o'tkazgichlar bilan tutashtirish yo'li bilan 2YOKI-EMAS funksiyasini amalga oshirish mumkin. Bu vaqtda ikkala inverter VT1 tranzistorda osil qilingan yagona ko'p kollektorli (ikki kollektorli) injektordan ta'minlanadi. Keltirilgan sxemadan ko'rinib turibdiki, chiqishlar kirishdagi o'zgaruvchilarga

nisbatan umumiy nuqtaga parallel ulansa YOKI-EMAS mantiqiy amal bajariladi. Chiqish signallariga nisbatan esa HAM amali bajariladi. Shuni ta’kidlash kerakki, inverterlarning ikkinchi kollektorlari yordamida qo’shimcha kirish signallarini inkor etish mantiqiy amalini ( $\overline{X1}, \overline{X2}$ ) bajarish mumkin, bu esa o’z navbatida ME imkoniyatlarini kengaytiradi.

$I^2M$  sxemalar tezkorligi injeksiya toki  $I_I$  ga kuchli bog’liq bo’lib, tok ortgan sari ortadi. Bu vaqtda  $A_{QU}$  ozgina ortadi va  $4 \div 0,2$  pDjni tashkil etadi. Element qayta ulanishining o’rtacha kechikish vaqti  $10 \div 100$  ns, ya’ni TTM elementnikiga nisbatan bir necha marta katta. Ammo quvvat iste’moli 1-2 tartibga kichik bo’ladi. Mantiqiy o’tish kichikligi tufayli  $I^2M$  elementining xalaqitbardoshligi ham kichik ( $20 \div 50$  mV) bo’ladi. Shuning uchun bu sxemalar faqat KIS va O’KISlar tarkibida va kichik integratsiya darajasiga ega mustaqil ISlar sifatida qo’llaniladi.



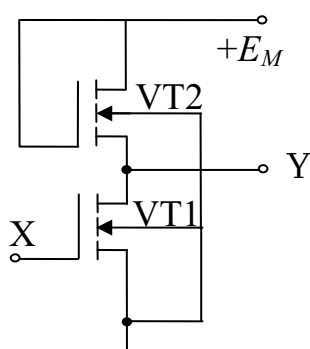
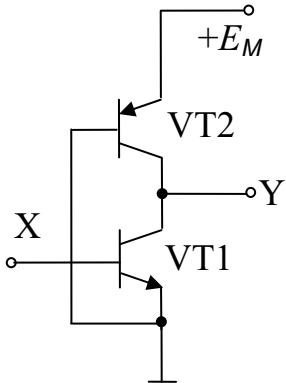
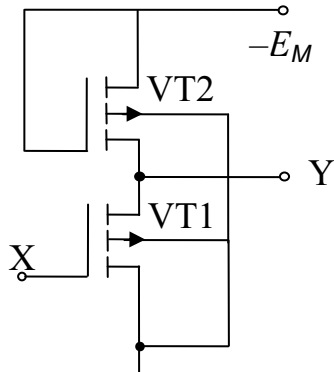
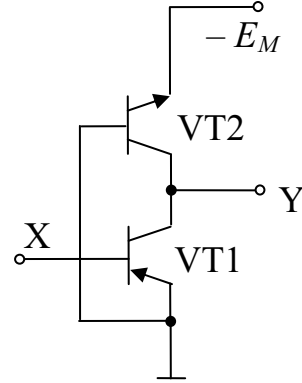
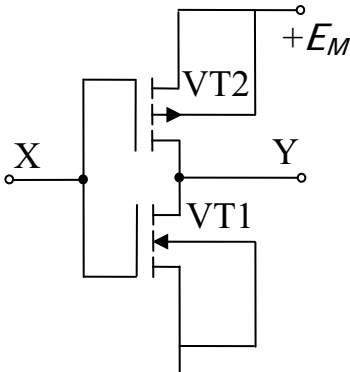
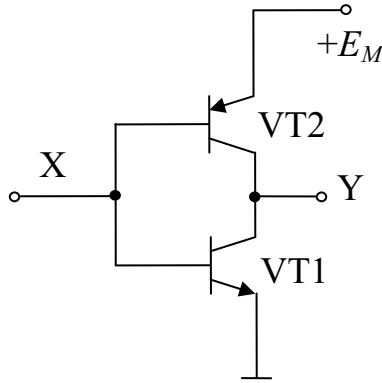
5.16 – rasm. YOKI-EMAS amalini  $I^2M$  mantiqiy elementlar asosida tashkil etish sxemasi.

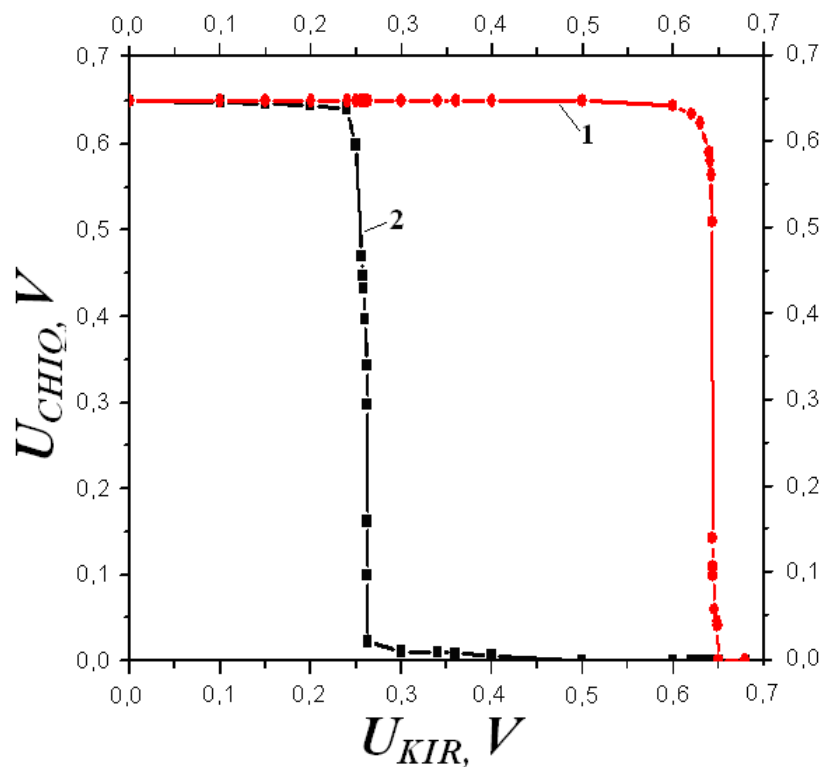
$I^2M$  MEning  $X$  kirishiga statik rejimda mantiqiy 1ga mos kuchlanish berilganda manba  $E_M$  dan energiya iste’mol qilishi, uning kamchiligi hisoblanadi. Bu kamchilikni 5.6 – jadvalda keltirilgan komplementar BT (KBT) larda tuzilgan inverter sxemalar yordamida bartaraf etish mumkin (5.17 – rasm). KBTlarda injeksiya – voltaik rejimda ishlovchi ikki ( $n-p-n$  va  $p-n-p$ ) turli BTlar ketma – ket ulanadi.

Jadvaldan  $I^2M$  invertori  $n$ -MDYa tranzistorli,  $n-p-n$  dinamik yuklamali  $p-n-p$  BTda bajarilgan inverter esa  $p$ -MDYa tranzistorli inverter analogi ekanligi ko’rinib turibdi.



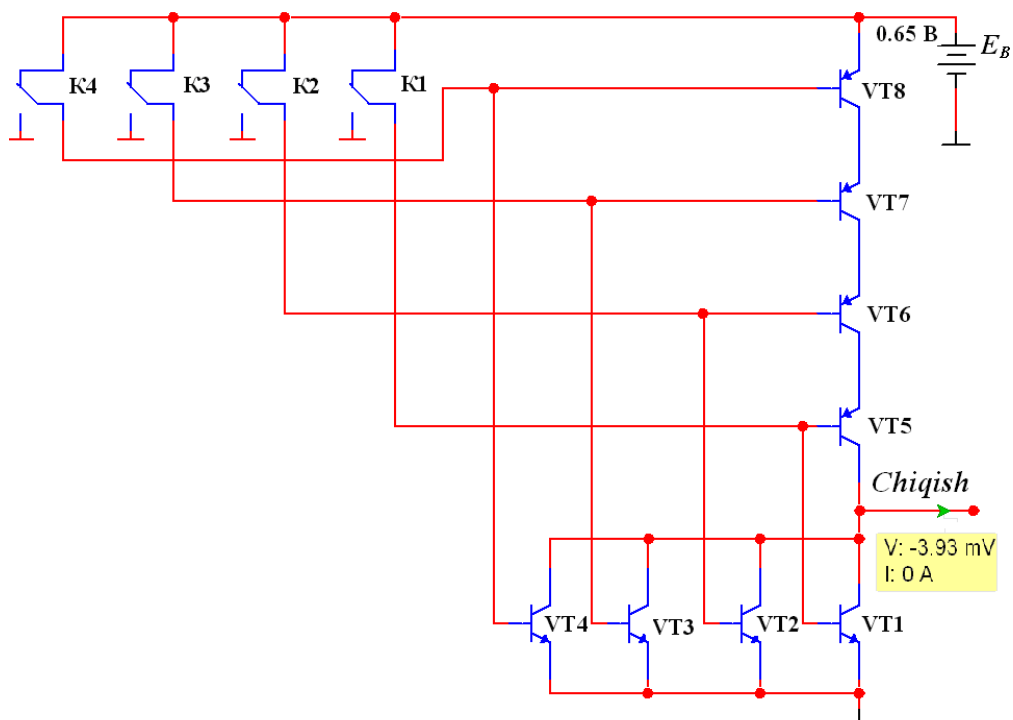
## MDYa – va BTlar asosidagi inverterlarni taqqoslash

№	MDYa – tranzistorlar asosidagi inverter sxemalari	BTlar asosidagi inverter sxemalari
1	<p style="text-align: center;">n-MDYa</p> 	
2	<p style="text-align: center;">p-MDYa</p> 	
3	<p style="text-align: center;">KMDYa</p> 	<p style="text-align: center;">KBT</p> 

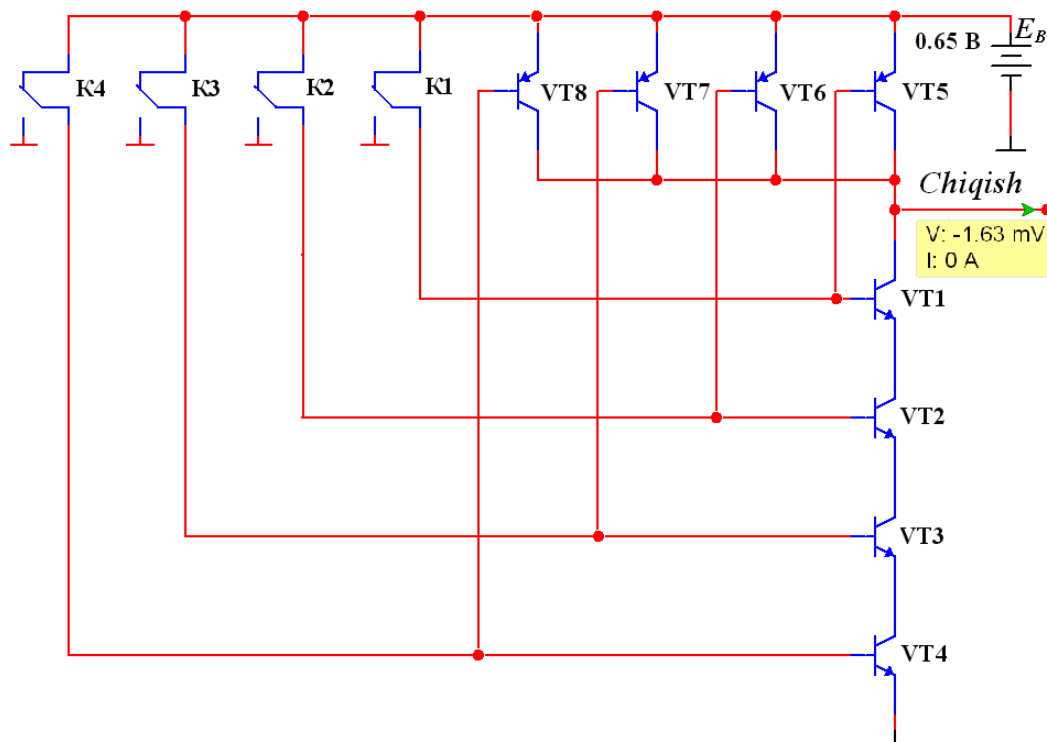


5.17 – rasm. I<sup>2</sup>M (1) va KBT (2) invertorlarning amplituda uzatish xarakteristikalari.

KBTLarda bajarilgan “4HAM-EMAS” ME 5.18 – rasmda va “4YOKI-EMAS” ME 5.19 – rasmda ko’rsatilgan.



5.18 – rasm. “4HAM-EMAS” ME sxemasi.



5.19 – rasm. “4YOKI-EMAS” ME sxemasi.

### 5.7. Asosiy kombinatsion sxemalar

Kirish va chiqish signallari qiymatlari orasidagi aniq moslikni amalga oshiruvchi mantiqiy sxemalar **kombinatsion sxemalar** deb ataladi. Ularga deshifраторlar va multipleksorlar kiradi.

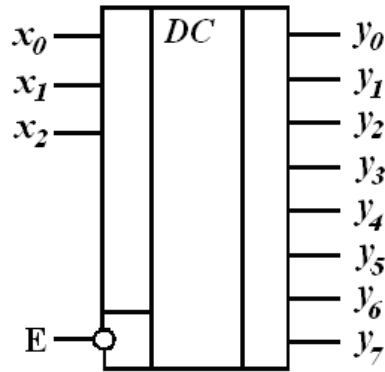
**Deshifраторlar.** **Deshifратор** deb  $n$ -razryadli ikkilik kodni unitar  $2^n$  – razryadli kodga o’zgartiruvchi MEga aytiladi. Uning bitta razryadidan tashqari barcha kirishlari mantiqiy 1 ga teng. Deshifраторlar to’liq va to’liq emas bo’lishi mumkin. To’liq deshifратор uchun

$$N = 2^n \quad (5.10)$$

shart bajariladi. Bu yerda  $n$  – kirishlar soni (odatda  $n = 2, 3$  yoki  $4$  bo’ladi);  $N$  – chiqishlar soni.

To’liq emas deshifраторlarda kirishlar soni  $n$  ta, chiqishlar soni esa  $N < 2^n$  bo’ladi. Demak, masalan, 4 ta kirish va 10 ta chiqishga ega bo’lgan deshifратор **to’liq emas**, 2 ta kirish va 4 ta chiqishga ega bo’lgan deshifратор esa **to’liq** hisoblanadi.  $n = 3$  bo’lgan deshifратор 5.20 – rasmda tasvirlangan.

$x_0, x_1, x_2$  kirishlarga mantiqiy sathlarning 8 ta kombinatsiyasini (000, 001, 010, ..., 111) berish mumkin. Sxema 8 ta chiqishga ega bo’lib, ulardan birida past potensial, qolganlarida esa yuqori potensial shakllanadi. Bu yagona chiqish tartib raqami  $N$  soniga mos keladi va  $x_0, x_1, x_2$  kirishlar holatlari bilan quyidagicha aniqlanadi:  $N = 2^2 \cdot x_2 + 2^1 \cdot x_1 + 2^0 \cdot x_0$



5.20 – rasm. 3x8 deshifratorning shartli belgilanishi.

Chiqish signali  $y_i$  holatini umumiy holda qo'yidagi shartlar tizimi bilan ifodalash mumkin:

$$y_i = \begin{cases} 0, & \text{agar } i = k; \\ 1, & \text{agar } i \neq k; \\ k = 2^2 \cdot x_2 + 2^1 \cdot x_1 + 2^0 \cdot x_0. \end{cases} \quad (5.11)$$

$x_0, x_1, x_2$  axborot kirishlaridan tashqari, deshifratolar qo'shimcha boshqaruv kirishlari  $E$  ga ega bo'ladilar. Bu kirishlardagi signallar deshifrator ishlashiga ruxsat beradi yoki ularni passiv holatga o'tkazadi. Passiv holatda axborot kirishlaridagi signallar qanday bo'lishidan qat'iy nazar, barcha chiqishlarda mantiqiy 1 sath o'rnatiladi. Demak, boshqaruv kirishlari holatiga bog'liq ravishda ma'lum ruxsat beruvchi funksiya mavjud.

Deshifratorning ruxsat beruvchi kirishi to'g'ri va invers bo'lishi mumkin. To'g'ri ruxsat beruvchi kirishli deshifratolarda aktiv sath bo'lib mantiqiy 1 sath, invers ruxsat beruvchi kirishli deshifratolarda esa - mantiqiy 0 sath hisoblanadi. 5.17 – rasmda tasvirlangan deshifrator bitta invers boshqaruv kirishiga ega. Bu deshifratorda chiqish sinalining shakllanishi boshqaruv signalini inobatga olgan holda quyidagicha ifodalanadi:

$$y_i = \begin{cases} 1 \cdot \bar{E}, & \text{agar } i = k; \\ 1, & \text{agar } i \neq k; \\ k = 2^2 \cdot x_2 + 2^1 \cdot x_1 + 2^0 \cdot x_0. \end{cases} \quad (5.12)$$

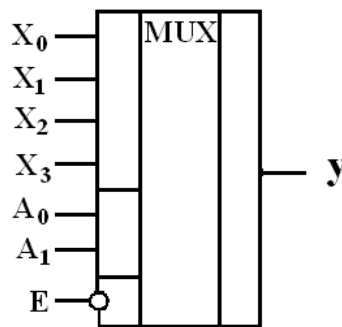
Bir necha boshqaruv kirishlariga ega bo'lgan deshifratolar ham mavjud. Bunday deshifratolar uchun ruxsat funksiyasi, barcha boshqaruv signallari mantiqiy ko'paytmasi ko'rinishida bo'ladi. Masalan, KR555ID7 deshifratorda bitta  $E1$  boshqaruv signali va ikkita  $E2$  va  $E3$  invers funksiyalarga ega bo'lib,  $E$  quyidagi ko'rinishga ega:

$$E = E1 \cdot \bar{E2} \cdot \bar{E3} \quad . \quad (5.13)$$

**Multipleksorlar. Multipleksor** deb chiqishiga ma'lumotlarning axborot kirishidan birini ulovchi, boshqaruv qayta ulagichini hosil qiluvchi kombinatsion sxemaga aytiladi. Ulanuvchi kirishning tartib raqami, manzilni ko'rsatuvchi kirishlarga berilayotgan mantiqiy sathlar kombinatsiyasi bilan aniqlanadi. Axborot va manzilni ko'rsatuvchi kirishlardan tashqari, multipleksor sxemalari ruxsat kirishlariga ega. Ularga aktiv sath berilganda multipleksor aktiv holatga, passiv sath berilsa, multipleksor passiv holatga o'tadi. Axborot va manzilni ko'rsatuvchi kirishlar holatlaridan qat'iy nazar chiqishdagi signal o'zgarmas qoladi.

Axborot kirishlari soni  $n$  va manzilni ko'rsatuvchi kirishlar soni  $m$  ga mos ravishda multipleksorlar to'liq va to'liq emas bo'lishi mumkin. Agar  $n=2^m$  shart bajarilsa multipleksor **to'liq**, agar bu shart bajarilmasa, ya'ni  $n < 2^m$  bo'lsa multipleksor **to'liq emas** deyiladi.

Multipleksorda axborot kirishlari soni odatda 2, 4, 8 yoki 16 bo'ladi. 5.21 – rasmda invers ruxsat kirishi  $E$  va to'g'ri chiqishga ega bo'lgan 4x1 multipleksor tasvirlangan. U KR555KSH2 multipleksor mikrosxemasining yarmini tashkil etadi.



5.21 – rasm. 4x1 multipleksor shartli belgisi.

Bunday multipleksor chiqish funksiyasi uchun ifoda quyidagicha yoziladi:

$$y = x_0 \cdot (\overline{A_0} \overline{A_1}) + x_1 \cdot (\overline{A_0} A_1) + x_2 \cdot (A_0 \overline{A_1}) + x_3 \cdot (A_0 A_1) , \quad (5.14)$$

bu yerda  $x_0, x_1, x_2, x_3$  – multipleksorning axborot kirishlari;  $A_0, A_1$  – manzilni ko'rsatuvchi kirishlari.

Umuman olganda,  $n$  ta boshqaruv (manzilni ko'rsatuvchi) kirishlar va  $2^n$  ta axborot kirishlarga ega bo'lgan to'liq multipleksor uchun  $n$  – kirishli mantiqiy funksiya tuzish mumkin. Har bir boshqaruv kirishlari kombinatsiyasiga bitta axborot kirishi mos keladi, demak shu kirishga mantiqiy funksiyaning talab etilgan qiymati beriladi va u multipleksor chiqishiga uzatiladi.

**Triggerlar. Trigger** deb ikkita turg'un holatga ega bo'lgan sodda qurilmaga aytiladi. Uning elektr zanjirida musbat TA bo'lgandagina bu holatlar orasida o'tish jarayonlari sodir bo'ladi.

Triggerning ikkita turg'un holatlari:  $Q=1$  va  $Q=0$  deb belgilanadi. Triggerning qaysi holatda bo'lishi trigger kirishlaridagi signal holatiga va oldingi holati bilan

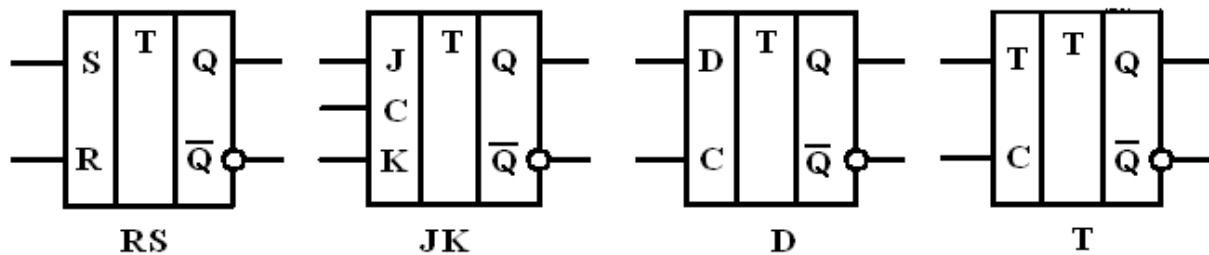
aniqlanadi, ya'ni trigger xotiraga ega. Boshqacha aytganda, trigger elementar xotira yacheykasi hisoblanadi.

Trigger turi uning ish algoritmi bilan aniqlanadi. Ish algoritmiga ko'ra triggerlar *o'rnatuvchi*, *axborot* va *boshqaruv kirishlariga* ega bo'lishi mumkin. O'rnatuvchi kirishlar boshqa kirishlar holatlari qanday bo'lishidan qat'iy nazar trigger holatini o'rnatadi. Boshqaruv kirishlari, xususan axborot kirishlariga berilayotgan ma'lumotlarni yozishga ruxsat beradi. Eng keng qo'llaniladigan triggerlar bo'lib *RS*, *JK*, *D* va *T* triggerlar hisoblanadi. Bu triggerlarning shartli belgilanishi 5.22 – rasmda keltirilgan.

*RS-trigger* ikkita axborot *S* va *R* kirishlarga ega. *S* kirishga 1 signali, *R* kirishga 0 signali berilsa triggerning *Q* chiqishida 1 signal o'rnatiladi. Aksincha bo'lganda, ya'ni  $S=0$  va  $R=1$  bo'lsa trigger chiqishi  $Q=0$ . *SR-trigger* ishi quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$Q_{n+1} = \overline{R}_n S_n + \overline{R}_n Q_n \quad (5.15)$$

bu yerda  $Q_n$  va  $Q_{n+1}$  - mos ravishda triggerning oldingi va yangi holatlari.



5.22 – rasm. *RS*-, *JK*-, *D*- va *T*-turli triggerlarning shartli belgilanishi.

*RS-trigger* uchun  $S=1$  va  $R=1$  kombinatsiya ta'qiqlangan hisoblanadi. Bu vaqtda triggerning axborot kirishlari holati aniq bo'lmaydi: *Q* chiqishda 0 ham, 1 ham bo'lishi mumkin.

*RS-trigger*ning *E*-, *R*- va *S-triggerlar* deb nomlanuvchi turlari ham mavjud. Ular uchun  $S=R=1$  holat ta'qiqlanmagan. *E-trigger*  $S=R=1$  bo'lganda o'z holatini o'zgartirmaydi ( $Q_{n+1}=Q_n$ ). *S-trigger*da  $S=R=1$  bo'lganda  $Q=1$ , *R-trigger*da esa  $Q=0$  bo'ladi.

*JK-trigger* ikkita axborot *J* va *K* kirishlarga ega. *RS-trigger* kabi *JK-trigger*da ham *Q* chiqishda 1 yoki 0 o'rnatilishi *J* va *K* – kirishlarga bog'liq. Lekin, *RS-trigger*dan farqli ravishda *JK-trigger*da  $J=K=1$  bo'lsa triggerning *Q* chiqishi holati teskari holatga o'tkaziladi. *JK-triggerlar* faqat *S* kirishdagi potensial o'zgarganda sinxronlashadi. *JK-trigger* ishi quyidagi shart bilan aniqlanadi:

$$Q_{n+1} = J_n \overline{Q}_n + \overline{K}_n Q_n \quad (5.16)$$

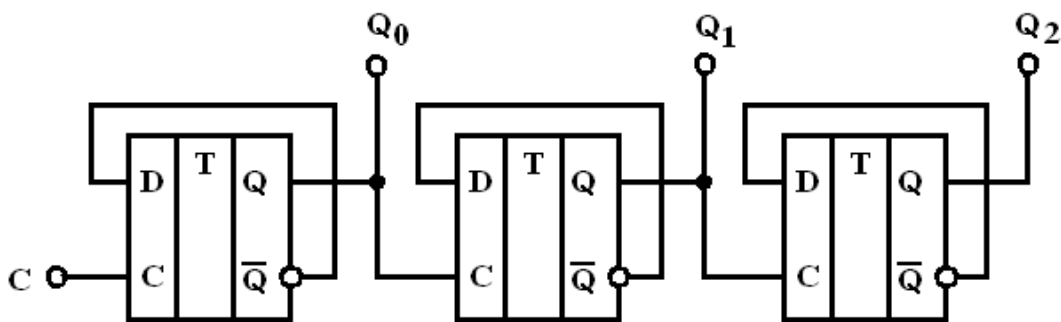
**D-trigger**, yoki kechikish triggerida,  $S$  kirishga sinxrosignal berilganda,  $D$  kirishdagi potensialga mos holat o'rnatiladi.  $D$ -trigger ishi tenglamasi:  $Q_{n+1}=D_n$  ko'rinishga ega bo'ladi. Demak,  $Q_{n+1}$  chiqish holati  $D$  kirish signali o'zgarishi bilan emas, balki sinxrosignal kelishi bilan o'zgaradi, ya'ni bir sinxronizatsiya impulsi davriga kechikadi (Delay - kechikish).  $D$ -trigger impuls yoki front yordamida sinxronizatsiya qilinadi.

**T-trigger**, yoki sanoq triggeri, chiqish holatini  $S$  kirishdagi impuls fronti o'zgartiradi.  $S$  sinxronizatsiya kirishidan tashqari  $T$ -trigger  $T$  tayyorlov kirishiga ham ega bo'ladi. Bu kirishdagi signal  $S$  kirishdagi impuls fronti ( $T=1$  bo'lganda) ishga ruxsat beradi yoki ( $T=0$  bo'lganda) ta'qiqlaydi.  $T$ -trigger ishi quyidagi shart bilan aniqlanadi:

$$Q_{n+1} = T_n \overline{Q_n} + \overline{T_n} Q_n \quad . \quad (5.17)$$

Demak,  $T=1$  bo'lganda  $S$  kirishdagi signalning mos fronti triggerini teskari holatga o'tkazadi.  $T$ -trigger chiqishidagi potensial o'zgarish chastotasi  $S$  kirishdagi impulslar chatotasidan 2 marta kichik.  $T$ -triggerning bu xossasi ular asosida ikkilik schetchiklari tuzish imkonini beradi. Shu sababli bu triggerlar sanoq triggerlari deb ataladi.  $T=1$  bo'lganda  $T$  kirishga ega bo'lmagan sanoq triggeri  $T$ -trigger kabi ishlaydi.

**Schetchiklar.** Kirish impulslari sonini hisoblash uchun mo'ljallangan qurilma **schetchik** deyiladi.  $S$  kirishga har bir impuls kelganda schetchik holati birga o'zgaradi. Bir necha triggerlar asosida schetchik tuzish mumkin, bu vaqtda schetchik holati triggerlar holati bilan aniqlanadi. Jamlovchi schetchiklarda har kirish impulsi chiqishdagi sonni birga ko'paytiradi, ayiruvchi schetchikda esa har kirish impulsi chiqishdagi sonni birga kamaytiradi. Eng sodda schetchiklar – ikkilik schetchiklaridir. Jamlovchi ikkilik schetchigi 5.23 – rasmda keltirilgan.



5.23 – rasm. Jamlovchi ikkilik schetchigi sxemasi.

Schetchik tuzishda triggerlar ketma – ket ulanadi. Har trigger chiqishi bevosita keyingi triggerning takt kirishiga ta'sir ko'rsatadi. Jamlovchi schetchik yasash uchun, navbatdagi triggerning sanoq kirishini oldingi triggerning invers chiqishiga ulash kerak. Sanoq yo'nalishini o'zgartirish uchun (ayiruvchi schetchik), quyidagi usullarni taklif etish mumkin:

- schetchikning chiqish sinallarini triggerning to'g'ri chiqishidan emas, balki invers chiqishidan o'qish;

- triggerning sanoq kirishiga oldingi qurilmaning invers chiqishidan emas, balki to'g'ri chiqishidan signal berish yo'li bilan aloqa tuzilmasini o'zgartirish.

Schetchiklar sanoqning bir davri (sikli) mobaynidagi holatlar soni bilan ifodalanadi. Holatlar soni tuzilmadagi triggerlar soni  $k$  bilan aniqlanadi.  $k = 3$  bo'lsa holatlar soni  $N=2^3=8$  ga teng bo'ladi (000 dan 111 gacha).

Schetchik holatlari sonini **qayta sanash koeffisienti**  $K_{OS}$  deb atash qabul qilingan. Bu koeffisient kirishdagi impulslar soni  $N_{KIR}$  ni chiqishdagi katta razryadli impulslarning sanoq davridagi soni  $N_{CHIQ}$  ga nisbati bilan aniqlanadi:

$$K_{OS} = \frac{N_{KIR}}{N_{CHIQ}} \quad (5.18)$$

Agar schetchik kirishiga davriy ravishda chastotasi  $f_{KIR}$  bo'lgan impulslar ketma – ketligi berilsa, u holda schetchik katta razryadi chiqishidagi  $f_{CHIQ}$  chastota  $K_{OS}$  marta kichik bo'ladi:

$$K_{OS} = \frac{f_{KIR}}{f_{CHIQ}} \quad (5.19)$$

Shu sababli schetchiklarni chastota bo'lgichlari sifatida ham ishlatish mumkin. Bu vaqtda bo'linish koeffisiyenti  $K_{OS}$  ga teng bo'ladi.  $K_{OS}$  qiymatini oshirish uchun zanjirdagi triggerlar sonini ko'paytirishga to'g'ri keladi. Qo'shilgan har bir trigger schetchik holatlari soni va  $K_{OS}$  qiymatini ikki martaga oshiradi.  $K_{OS}$  qiymatini kamaytirish uchun oraliq kaskadlarning chiqishlarini schetchik chiqishi deb qarash mumkin. Masalan, uchta triggerda bajarilgan schetchik uchun  $K_{OS}=8$ , agar ikkinchi trigger chiqishi olinsa, u holda  $K_{OS}=4$  bo'ladi. Bu vaqtda,  $K_{OS}$  doim to'liq 2 daraja qiymatiga teng bo'ladi, ya'ni: 2, 4, 8, 16 va x.z.

$K_{OS}$  qiymati ixtiyoriy to'liq son bo'lgan schetchik ham tuzish mumkin. Masalan, uchta triggerda bajarilgan schetchik uchun  $K_{OS}$  qiymati 2 dan 7 gacha bo'lgan oraliqda bo'lsin, lekin bu vaqtda bir yoki ikkita trigger ortiqcha bo'lishi ham mumkin. Barcha uchta trigger ishlatilganda  $K_{OS}=5...7$  bo'lishiga erishish mumkin, ya'ni  $2^2 < K_{OS} < 2^3$ .  $K_{OS}=5$  bo'lgan schetchik 5 ta holatga ega bo'lishi kerak, ular oddiy  $\{0,1,2,3,4\}$  ketma – ketlikni tashkil etadi. Bu ketma –ketlikning siklik takrorlanishi schetchikning bo'linish koeffisiyenti 5 ga tengligini anglatadi.

$K_{OS}=5$  bo'lgan jamlovchi schetchik yaratishda  $\{0, 1, 2, 3, 4\}$  ketma – ketlikning so'nggi soni 5 soniga emas, balki 0 soniga o'tishi bilan shakllantiriladi. Ikkilik kodda bu 100 sonini 101 soniga emas, 000 soniga o'tishini anglatadi. Sanoqning odatiy tartibini o'zgartirish uchun schetchik triggerlari oralig'iga qo'shimcha aloqalar kiritish talab qilinadi. Buning uchun quyidagi usuldan foydalanish mumkin: schetchik ishchi holatidan chiqishi bilan (biz ko'rayotgan misolda bu 101), bu holat aniqlash va schetchikni 000 holatga o'tkazish uchun signal ishlab chiqarish kerak.

Schetchikning ishchi holatidan chiqishi quyidagi mantiqiy munosabat bilan ifodalanadi:





9. Kirish bo'yicha birlashtirish va chiqish bo'yicha tarmoqlanish koeffitsiyentlari nimani anglatadi va ularning qiymatlari qanday bo'lishi mumkin ?
10. Inverslovchi kuchaytirgich amplituda uzatish xarakteristikasini ifodalang.
11. ME xalaqitbardoshlik sohasi qanday aniqlanadi ?
12. TTMDa bajarilgan 3HAM-EMAS negiz ME sxemasini keltiring va uning ishlashini tushuntiring.
13. TTMSH sxemadagi diodlar va Shottki tranzistorlari vazifasini tushuntiring ?
14. TTM seriyadagi IS asosiy parametrlarini solishtiring. Ularni farqi nimadan kelib chiqadi ?
15. Tok qayta ulagichi sxemasini keltiring.
16. Qanday usullar yordamida EBM IS funksional imkoniyatlarini kengaytirish mumkin ?
17. Dinamik yuklamali MDYa – tranzistorli elektron kalit sxemasini keltiring.
18. Bir turdagi MDYa – tranzistorli 3HAM-EMAS va 3YOKI-EMAS amallarini bajaruvchi ME sxemasini keltiring va ularni ishlashini tushuntiring.
19. KMDYa – tranzistorli 3HAM-EMAS va 3YOKI-EMAS ME'lari sxemasini tushuntiring.
20. I<sup>2</sup>M ME texnologiya va sxemotexnik yechimi xossalari nimadan iborat ?
21. Negiz I<sup>2</sup>M ME sxemasi va uning topologiyasini keltiring.
22. Deshifrador qanday mantiqiy funksiyani bajaradi ?
23. Deshifrador boshqaruv kirishlarining vazifasi nimada ?
24. Multipleksor mantiqiy signallar uchun qanday qurilma funksiyasini bajaradi ?
25. RS-, JK-, D- va T- triggerlar ishini izohlang.
26. Nima uchun T-trigger sanoq triggeri deb ataladi ?
27. Qayday triggerlar asosida ikkilik schetchigi yasash mumkin ?
28. Schetchikning qayta sanash koeffitsiyenti nima ?
29. Schetchikning qayta sanash koeffitsiyenti qiymatini qanday usullar bilan o'zgartirish mumkin?

1. И.С. Андреев, Х.К. Арипов, Ж.Т. Махсудов, Ш.Б. Рахматов. Полупроводниковые приборы многослойной структуры. Транзисторы и тиристоры. Част 1: Учебное пособие. Т.: ТЭИС, 1994. 164 с.
2. И.С. Андреев, Х.К. Арипов, Ж.Т. Махсудов, Ш.Б. Рахматов. Полупроводниковые приборы многослойной структуры. Транзисторы и тиристоры. Част 2: Учебное пособие. Т.: ТЭИС, 1994. 98 с.
3. Х.К. Арипов, Н.Б. Алимова, З.Е. Агабекова, Ж.Т. Махсудов. Аналоговая и интегральная схемотехника. Т.: ТЭИС, 2000. 90 с.
4. Н. Юнусов, И.С. Андреев, А.М. Абдуллаев, Х.К. Арипов, Ю.О. Иноғомова. Электроника бўйича асосий тушунча ва атамаларнинг ўзбекча-русча-инглизча изоҳли луғати. Т.: ТЭАИ, 1998. 160 б.
5. И.П. Степаненко. Основы микроэлектроники: Учебное пособие. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. 488 с.
6. Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 768 с.
7. А.Н. Игнатов, С.В. Калинин, В.Л. Савиных. Основы электроники. Н.: СибГУТИ, 2005. 323 с.
8. А.Н. Игнатов, С.В. Калинин, Н.Е. Фадеева. Микросхемотехника и наноэлектроника: Учебное пособие. Н.: СибГУТИ, 2007. 244 с.
9. Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, Н.Б. Алимова. Основы электроники: Учебное пособие для учащихся профессионально-технических колледжей. Т.: ИПТД им. Чулпана, 2007. 136 с.
10. Электрон техника ва радиоэлектроникага оид атамаларнинг ўзбекча-русча изоҳли луғати. проф. М. Мухитдинов умумий тахрири остида. Т.: БИЛИМ, 2007. 432 б.
11. Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, Н.Б. Алимова. Электроника: Ўқув кўлланма. Т.: ТАТУ, 2009. 136 б.

## MUNDARIJA

---

---

<b>Kirish</b> .....	3
<b>I BOB. Analog elektronika</b>	
1.1. Elektron qurilmalarning tasniflanishi .....	5
1.2. Analog qurilmalar sxemotexnikasi .....	9
1.3. Analog kuchaytirgich qurilmalrning asosiy xususiyatlari .....	10
1.4. Kuchaytirgich kaskadlarning kuchaytirish sinflari.....	16
1.5. Kuchaytirgichlarda teskari aloqa.....	18
1.6. Bipolyar tranzistorlar asosidagi kuchaytirgich kaskadlar.....	24
1.7. Maydoniy tranzistorlar asosidagi kuchaytirgich kaskadlar.....	37
<b>II BOB. Operatsion kuchaytirgichlar</b>	
2.1. Umumiy ma'lumotlar.....	41
2.2. Analog integral mikrosxemalarning negiz elementlari.....	43
2.3. Operatsion kuchaytirgichlarning tuzilishi.....	59
2.4. Operatsion kuchaytirgich asosiy parametrlari va xarakteristikalari.....	62
<b>III BOB. Operasion kuchaytirgichlar asosidagi analog signallar o'zgartirgichlari</b>	
3.1. Umumiy ma'lumotlar.....	69
3.2. Operatsion kuchaytirgichlarga inersiyasiz rezistiv (chiziqli) teskari aloqa zanjirlarining ulanishi.....	70
3.3. Operatsion kuchaytirgichlarga inersiyali teskari aloqa zanjirlarining ulanishi.....	77
3.4. Operatsion kuchaytirgichlarga inersiyasiz nochiziqli zanjirlarning ulanishi.....	84
<b>IV BOB. Raqamli texnika asoslari</b>	
4.1. Umumiy ma'lumotlar.....	92
4.2. Sanoq tizimlari .....	96
4.3. Mantiqiy konstantalar va o'zgaruvchilar. Bul algebrasi operatsiyalari.....	99
4.4. Mantiqiy elementlar va ularning parametrlari.....	104
4.5. Bipolyar tranzistorli elektron kalit sxemalar.....	110
4.6. Maydoniy tranzistorli elektron kalit sxemalar.....	115
<b>V BOB. Mantiqiy integral sxemalarning negiz elementlari</b>	
5.1. Umumiy ma'lumotlar.....	120
5.2. Tranzistor-tranzistorli mantiq elementlar .....	120
5.3. Emitterlari bog'langan mantiq elementlari .....	128
5.4. Bir turdagi MDYa – tranzistorlar asosidagi mantiq elementlar .....	136
5.5. Komplementar MDYa – tranzistorlar asosidagi mantiq elementlar.....	138
5.6. Integral-injeksion mantiq elementlari.....	140
5.7. Asosiy kombinasion sxemalar.....	146
<b>Adabiyotlar</b> .....	159

O'quv nashri  
2009-2010 o'quv yili

*Xayrulla Kabilovich Aripov*  
*Axmed Mallayevich Abdullayev*  
*Nodira Batirdjanovna Alimova*  
*Xabibulla Xamidovich Bustanov*  
*Yevgeniy Vitalyevich Obyedkov*  
*Shunqorjon Toshpo'latovich Toshmatov*

## **S X E M O T E X N I K A**

5522000 - Radiotexnika  
5522100 - Televideniye, radioaloqa va radioeshittirish  
5522200 - Telekommunikasiya  
5140900 - Kasb ta'limi (telekommunikasiya)  
5524400 - Mobil aloqa tizimlari  
5840200 - Pochta xizmati  
yo'nalishlarida ta'lim olayotgan talabalar hamda  
Maxsus fakultet tinglovchilari uchun

o'quv qo'llanma

Nashrga ruxsat berildi 2010 y.  
Ofset qog'ozi. Buyurtma №  
Bosma.  
Tiraj nusxa

Toshkent axborot texnologiyalari universiteti  
(TATU Ilmiy – uslubiy kengashining  
2009 yil           dagi №       - sonli bayonnomasi)  
tomonidan nashrga tavsiya etilgan

Ma'sul muxarrir: X.K. Aripov

Musaxxix: X.X. Bustanov