

A.M. Paşayev, A.R. Həsənov
İ.Ə. İsgəndərov, F.A. Abdurəhimov

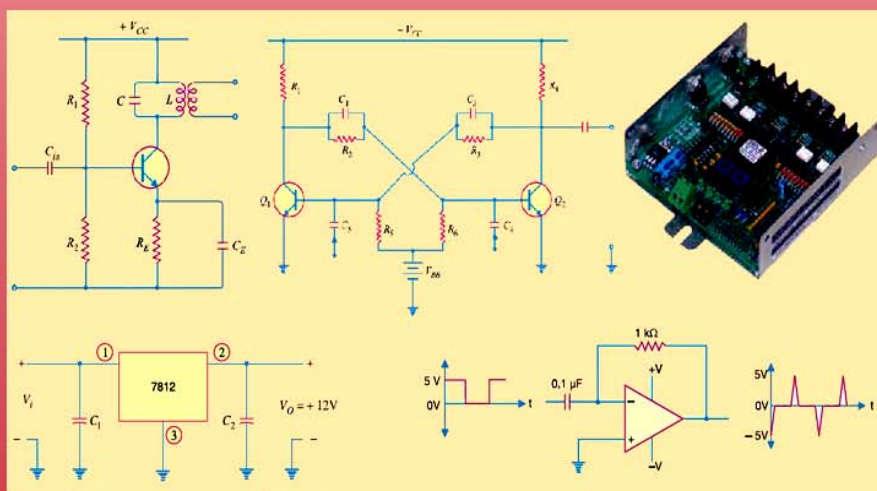


ELEKTRON QURĞULARININ ƏSASLARI



Cild 2

ANALOQ VƏ İMPULS QURĞULARI



Azərbaycan Respublikası Təhsil Nazirliyi
«Azərbaycan Hava Yolları» Qapalı Səhmdar Cəmiyyəti
Milli Aviasiya Akademiyası

A.M. Paşayev, A.R. Həsənov
İ.Ə. İsgəndərov, F.A. Abdurəhimov

ELEKTRON QURĞULARININ
ƏSASLARI

Cild I. Elektron qurğularının element bazası
Cild II. ANALOQ VƏ İMPULS QURĞULARI
Cild III. Rəqəm qurğuları

Ali məktəblərin texniki ixtisaslarının tələbələri üçün dərslik

Azərbaycan Respublikası
Təhsil Nazirinin 594 saylı
16 may 2014-cü il tarixli
əmri ilə qrif verilmişdir

Bakı – 2014

A.M. Paşayev, A.R. Həsənov, İ.Ə. İsgəndərov, F.A. Abdurəhimov
ELEKTRON QURĞULARININ ƏSASLARI. Cild II. Analoq və
impuls qurğuları. Dərslik, Bakı: MAA, 2014, - 323s.

Elmi redaktor: MAA-nın “Avionika” kafedrasının
professoru, t.e.n. **M.Ə. Babayev**

Texniki redaktor: Az.TU-nun “Elektronika” kafedrasının
dosenti, t.e.n. **R.M. Rəhimov**

Rəyçilər:

AMEA-nın Fizika İnstitutunun “Bərk cisim elektronikasi” laboratoriyasının
müdiri, AMEA-nın həqiqi üzvü, f.-r.e.d., professor **C.Ş. Abdinov**

ADNA-nın “İnformasiya-ölçmə və kompüter texnikası”
kafedrasının müdiri, t.e.d., professor **R.Q. Məmmədov**

MAA-nın “İnformasiya texnologiyaları” kafedrasının
müdiri, AMEA-nın müxbir üzvü, t.e.d., professor **A.Z. Məlikov**

MAA-nın “Avtomatika və aviasiya cihazları”
kafedrasının müdiri, f.-r.e.d., professor **A. Z. Bədəlov**

Dərslik, müxtəlif növ elektron qurğularının, onlar əsasında qurulan müxtəlif texniki sistemlərin işlənməsi, tətbiqi və düzgün istismarını gələcək peşə fəaliyyətində həyata keçirən texniki ixtisasların tələbələrinin istifadəsi üçün nəzərdə tutulub. Eyni zamanda elektron qurğularının işlənməsi və tətbiqi, onların əsasında qurulan sistemlərin yaradılması və istismarı ilə məşğul olan mühəndis-texniki heyət, magistr, doktorant və elmi işçilər də bu dərslikdən faydalana bilərlər.

Dərslik, MAA-nın texniki ixtisaslarında uzun illər tədris olunan “Elektronikanın əsasları”, «Sxemotexnika» və digər uyğun fənlərin, o cümlədən, bakalavriat sisteminin “05.06.14 - Aviasiya texnikası avadanlıqlarının istismarı mühəndisliyi” və “05.06.27 – Elektronika, telekommunikasiya və radiotexnika mühəndisliyi” ixtisaslarında tədris olunan «Elektronikanın əsasları» fənninin işçi proqramlarına uyğun hazırlanmışdır. Vəsait, həmçinin, digər ixtisasların bakalavriat və magistratura səviyyələrində tədris olunan «Elektronikanın əsasları», «Sxemotexnikanın əsasları», “Elektronika”, «Analoq və rəqəm elektronikasi» kimi fənlərin əsas fəsilərini də əhatə edir.

Ön söz

“Elektron qurğularının element bazası”, “Analoq və impuls qurğuları” və “Rəqəm qurğuları” adlanan 3 cilddən ibarət olan bu dərslik, müxtəlif növ elektron qurğularının və onlar əsasında qurulan texniki sistemlərin işlənməsi, tətbiqi və düzgün istismarını gələcək peşə fəaliyyətində həyata keçirən texniki ixtisasların tələbələrinin istifadəsi üçün nəzərdə tutulub. Eyni zamanda, bu sahələrdə çalışan mühəndis-texniki heyət, magistr, doktorant və elmi işçilər də bu dərslikdən faydalana bilərlər.

Elektron qurğularının işlənməsi və tətbiqi, onlar əsasında qurulan sistemlərin yaradılması və düzgün istismarı *elektron qurğularının əsasları* və onların sxem həlləri ilə bağlı olan biliklərlə sıx əlaqəlidir. Ona görə də bu dərslikdə elm və texnikanın xüsusi bir sahəsi olan, texnikanın digər sahələri, xüsusən də, elektronika ilə həmahəng olaraq dinamik inkişaf edən *elektron qurğularının əsasları* və *onların sxemotexnikasının* predmeti, rolu, həll etdiyi məsələlərə baxılmış, texniki sistemlərdə geniş tətbiq olunan qurğuların sxemotexniki təsvirinə geniş yer verilmişdir.

Elektronikanın sürətli inkişafı, funksional elektronikanın, mikroelektronikanın və elektronikanın tamam yeni bir sahəsi olan nanoelektronikanın nailiyyətləri elektron qurğularının əsaslarının və sxemotexnikasının inkişafı üçün gələcəkdə yeni imkanlar açır.

Yüksək texniki-iqtisadi göstəricilərə malik olan elektron, radioelektron və digər texniki sistemlərin yaradılması üçün onların müxtəlif sxemotexniki realizə edilmə variantlarına baxılır və bu sistemlərin təşkil olunduğu elektron qurğularının və müxtəlif hissələrinin elektrik, konstruktiv və digər növ hesabatı aparılır, element bazası və digər komponentləri seçilir. Hal-hazırda belə hesabatların ən effektiv yerinə yetirilməsinə nail olmaq üçün müasir riyazi modelləşdirmə metodlarından da geniş istifadə olunur. Qeyri standart və verilmiş istismar-texniki xarakteristikalara malik olan elektron qurğularının sxemini operativ qurmaq, laboratoriya dərslərini yerinə yetirmək üçün Micro-Cap3, MicroCapV, Electronics Workbench, MultiSim, Proteus və onların daha yeni versiyası olan müasir sxemotexniki modelləşdirmə proqramları istifadə oluna bilər ki, bu da tələbənin, yaradıcı mütəxəssisin işini xeyli sürətləndirir və asanlaşdırır.

Dərslikdə, texnikada geniş tətbiq olunan elektron qurğularının qurulma və işləmə prinsiplərinin təhlilinə və izahına geniş yer verilmiş, onların sxemotexnikasına ətraflı baxılmış, oxucuların *elektron qurğularının əsaslarını* sisteməlik və sərbəst olaraq öyrənmə bilməsi üçün bu qurğularda tətbiq olunan elektron cihazlarının quruluş və iş prinsipinin izahına da xüsusi yer verilmişdir.

Hal-hazırda elektron qurğularının və onların elementlərinin təsviri zamanı iki, bir-birinə zidd olan, biri dərin təhlil, digəri isə səthi təhlil ilə fərqlənən

izahat üsullarından geniş istifadə olunur. Eyni zamanda sxemotexniki modelləşdirmə sistemlərinin müasir səviyyəsinə əsaslanan təhlillər də geniş yer tapmışdır. Bunları nəzərə alaraq, müəlliflər uyğun bölmələrdə ən əlverişli üsuldən istifadəyə üstünlük vermişlər.

Dərsliyin birinci cildində elektron cihazlarının quruluşu, iş prinsipi və onlarda baş verən fiziki proseslər şərh edilmiş, əsas elektron cihazlarının riyazi modellərinin ətraflı izahı verilmişdir. İkinci cildə analoq və impuls qurğularının, üçüncü cildə isə rəqəm qurğularının ətraflı təsviri verilmiş, lazımi sorğu materialları və praktiki sxemlər verilmişdir.

Konkret elektron qurğularının quruluş və iş prinsipinin izahı zamanı onların sxemlərinin ətraflı təhlilinə və hesabatına xüsusi əhəmiyyət verilmişdir.

Dərslik, müəlliflərin sxemotexnika və digər elektronika yönümlü fənlər üzrə çoxillik mühazirə oxumaq və eyni zamanda malik olduqları nəzəri və praktiki biliklərinə əsaslanan təcrübələri əsasında yazılmışdır. Onun məzmunu MAA-da uzun illər tədris olunan “Sxemotexnika” fənninin, və hal-hazırda bakalavr pilləsində tədris olunan “Elektronikanın əsasları”, “Sxemotexnikanın əsasları” və “Analoq və rəqəm elektronikasi” fənlərinin proqramlarına uyğun olub, bu fənlərin əsas bölmələrini əhatə edir.

Texniki sistemlərin əsasını müxtəlif növ analoq və rəqəm elektron qurğuları təşkil edir, ona görə də onların optimal sxem həllərinin tapılmasına xidmət edən sxemotexnika elektron qurğularının işlənməsi və yaradılması prinsiplərini öyrədən bir sahə olaraq praktiki istiqamətliliyi ilə fərqlənir.

Elektron qurğularının fiziki və texniki izahının asan mənimsənilməsi üçün onların real xarakteristikaları haqda məlumatların olması da zəruridir. Ona görə də sxemlərin və onların konkret elementlərinin, geniş yayılmış mikrosxemlərin xarakteristikalarının şərhini də dərslikdə öz əksini tapmışdır. Bunlarla yanaşı nanoelektronika, onun elementlərinin hazırlanma texnologiyaları, onlar əsasında qurulan qurğuların və sistemlərin sxemotexnikasının xüsusiyyətləri və tətbiqi perspektivləri haqqında ümumi məlumatlara da yer verilmişdir.

Dərslikdə bir sıra paraqrafların, məsələlərin və şəkillərin fraqmentləri digər uyğun dərsliklərin və monoqrafiyaların materialları ilə üst-üstə düşə bilər. Bu da ilk növbədə onunla bağlıdır ki, yüz ildən çox inkişaf tarixi keçmiş elektronika və digər texnika sahələrində çoxlu dərsliklər, elmi ədəbiyyat və laboratoriya praktikumları nəşr edilmişdir. Bu ədəbiyyatlarda geniş yer tapmış cihaz və qurğuların dəyişməz olan fiziki mahiyyətinin təsvirinin bir çox ədəbiyyatda, o cümlədən, geniş oxucu kütləsi üçün nəzərdə tutulan bu dərslikdə də eyni şəkildə verilməsi qaçılmazdır.

Müəlliflər dərin minnətdarlıq hissi ilə kitab barədə faydalı iradları, şərhləri, təklifləri və qeydləri Bakı, Binə qəsəbəsi, MAA nəşriyyatı, islam.nus@mail.ru, t.497-26-00 (24-26), 055 717 32 77, 050 281 29 39 ünvanında qəbul etməyə hazırdırlar.

Əsas ixtisasların siyahısı

AEQ - Analoq elektron qurğuları
DEQ - Diskret elektron qurğuları
İEQ - İmpuls elektron qurğuları
RLEQ - Rele elektron qurğuları
REQ - Rəqəm elektron qurğuları
KSVS - konstruktör sənədləşməsinin vahid sistemi
VAX - volt-amper xarakteristikası
İYT - İfrat yüksək tezliklər
EŞB - Elektron - şüa borusu
QBP - qaz boşalma panelləri
QDL - qaçan dalğa lampaları
ƏDL - əks dalğa lampaları
FEV - Fotoelektron vurucular
SUD - Selvari - uçuş diodları
VAX – Volt-amper xarakteristikası
VFX – Volt-farad xarakteristikası
ÜE – Ümumi emitterli
ÜB – Ümumi bazalı
ÜK – Ümumi kollektorlu
MDY - metal - dielektrik –yarımkeçirici
MOY - metal - oksid – yarımkeçirici
MTƏ - müqavimətin temperatur əmsalı
HİS - Hibrid inteqral mikrosxemlər
RTBT–rəzəsi təcrid olunmuş bipolyar tranzistor (İGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor)
SİT– statik induksiya tranzistorları (SİT- Static Induction Transistor)
İMDY - İkiqat diffuziya metodu ilə hazırlanmış MDY-tranzistor
VMDY - V şəkilli MDY tranzistor
İS - İnteqral sxem
ARÇ - analoq-rəqəm çeviricisi
RAÇ - rəqəm-analoq çeviriciləri
BİS - böyük inteqral sxemlər
İBİS - ifrat böyük inteqral sxemlər
İQ - infra qırmızı
İŞD - işıq şüalandırıcı diodlar
OKG - Optik kvant generatorları
MŞE - Molekulyar-şüa epitaksiya
ATX - amplitud-tezlik xarakteristikası
FTX - faza-tezlik xarakteristikası
LTX - Loqarifmik ATX
İTX – İstismar – texniki xarakteristika
AİS - Analoq inteqral sxem
DG - Diferensial gücləndirici

ƏƏ – Əks əlaqə
Müs. ƏƏ – Müsbət əks əlaqə
Mən.ƏƏ – Mənfi əks əlaqə
SCG – Sabit cərəyan gücləndiricisi
ƏG – Əməliyyat gücləndiricisi
İQM - ikinci qida mənbələri
GS~ - dəyişən gərginlik stabilizatoru
Tr – güc transformatoru
DQ –düzəndirici qurğu
HS – hamarlayıcı süzgəc
GS - - sabit gərginlik stabilizatoru
HMQ - Hesab-məntiq qurğusu
YQ - yaddaş qurğusu
PSUA- Pilotsuz uçuş aparat
HG – Hava gəmisi
EİM – Eninə impuls modulyasiyası
TİM – Tezlik impuls modulyası
LCD – Liquid Crystal Display (Maye Kristal Display)
CRT - Cathode Ray Tube (Elektron Şüa Borusu)
CT – Current Transformer (Cərəyan transformatoru)
Alternator –Alternate Current Denerator (Dəyişən cərəyan generatoru)
İDG – integrated engine driven generator (mühərriklərdə quraşdırılmış dəyişən cərəyan generatoru)
EİA - Elektron sənayesi müəssisələri assosiasiyası
ATG – Aşağı tezlik gücləndiricisi
ArTG – Aralıq tezlik gücləndiricisi
REA – Radio elektron aparatı
TTM – Tranzistor-tranzistor məntiqi
TTMŞ – Şottki diodlu Tranzistor-tranzistor məntiqi
KMOY – Komplementar metal-oksüd yarımkeçirici məntiqi
İTX – İstismar-texniki xarakteristikaları

Giriş

Elektron qurğularının yüksək texniki-iqtisadi göstəricilərinə nail olmaq üçün onlarda tətbiq olunan sxem həllərinin və element bazasının düzgün seçilməsi məsələlərinə xüsusi diqqət vermək lazımdır. Belə ki, nəqliyyat avadanlıqlarında, xüsusən də, aviasiyada tətbiq olunan elektron qurğularının ölçü, çəki, etibarlılıq, parametrlərinin stabilliyi, dəqiqliyi və s. kimi göstəriciləri ilk növbədə element bazası, **elektron qurğularının əsasları** və bu qurğularda tətbiq olunan sxem həlləri ilə təyin olunur. Elektron qurğularının optimal sxem həllərinin realizə edilməsi, onların layihələndirilməsi və tədqiqi ilə məşğul olan elm və texnika sahəsi **sxemotexnika** adlanır.

Sxemotexnika texnikanın bir çox sahələrində, ilk növbədə elektronikada, radiotexnikada, avtomatikada, hesablama texnikasında və başqa sahələrdə tətbiq olunan elektron qurğularının analiz və sintezi problemlərini əhatə edən bir elmi-texniki istiqamət olub, elektron qurğuları tərəfindən verilmiş funksiyaların optimal yerinə yetirilməsi üçün onların sxemlərinin düzgün seçilməsi və qurulması, bu qurğuların və onların tərkibinə daxil olan elementlərin hesabı və seçilməsi məsələlərinin həllini təmin etmək məqsədinə xidmət edir.

Hər bir sahədə olduğu kimi mülki aviasiyada da informasiyanın toplanması və çevrilməsi, avtomatik və avtomatlaşdırılmış idarəetmə sistemlərindən, enerji hasil edilməsi və çevrilməsi məsələlərini həyata keçirən texniki sistemlərdən geniş istifadə olunur. Texniki sistemlərdə tətbiq olunan **elektron qurğularının əsasları** və onların **sxemotexnikası** elektronika sahəsindəki biliklərlə və nailiyyətlərlə bir başa əlaqəlidir. Məhz buna görə də elektronikanın sahələrinin, inkişaf mərhələlərinin və istiqamətlərinin, onların xüsusiyyətlərinin öyrənilməsi xüsusi əhəmiyyət kəsb edir.

Elektronika elm, texnika və istehsalatın elektron cihaz və qurğularının işlənməsi, hazırlanması və tətbiqi ilə məşğul olan sahəsidir. Elektronikanın elektron cihazlarının işlənməsi və hazırlanması ilə məşğul olan sahəsi *fiziki elektronika*, onların əsasında elektron qurğularının yaradılması ilə məşğul olan sahəsi isə *sənaye (texniki) elektronikas* adlanır.

Müasir elektronikanın elektron vasitələrinin işlənməsi ilə məşğul olan sahəsi *funksional elektronika* adlanır və o, iki əsas hissəyə – *analoq* və *rəqəm elektronikasına* ayrılır.

Analoq elektronikas fasiləsiz funksiya qanunu ilə dəyişən siqnalların çevrilməsi və emal edilməsi üçün istifadə olunan elektron vasitələrindən bəhs edən bölməyə deyilir.

*Rəqəm elektronikas*ı diskret funksiya qanunu ilə dəyişən siqnalların çevrilməsi və emal edilməsi üçün istifadə olunan elektron vasitələrindən bəhs edən bölməyə deyilir.

Elektronika sənayesinin inkişafını iki istiqamətə – *güc* (energetik) və *məlumat elektronikas*ı istiqamətlərinə ayırmaq olar.

*Energetika elektronikas*ı elektroenergetika, metallurgiya və s. sənaye sahələrinin ehtiyacları üçün əsasən, sabit və dəyişən cərəyanın çevrilməsini təmin edən elektron vasitələrini əhatə edir.

*Məlumat elektronikas*ı isə müxtəlif sənaye və elmi - tədqiqat sahələrinin avtomatlaşdırılmasını, müxtəlif proseslərin ölçülməsini, nəzarətini və idarə olunmasını təmin edən elektron vasitələrini əhatə edir.

Elektron sənayesinin inkişafı XX əsrin əvvəllərinə təsadüf edir. 1904-cü ildə ingilis alimi D. Fleminq ilk elektron lampasını – diodu, 1907-ci ildə amerikalı alim L.Forest dioda idarəedici tor əlavə edərək triod lampasını yaratmışlar. Triod lampası artıq elektrik rəqslərini generasiya etməyə və gücləndirməyə imkan verirdi. 1914-cü ildə Rusiyada N.D. Papaleksi ilk elektron lampasını yaratmağa nail olmuşdur.

XX əsrin 30-cu illərində akademik A.F. İoffe tərəfindən yarımkeçirici materialların elektronikada istifadə oluna bilməsi imkanları tədqiq olunur. 1948-ci ildə Amerika alimləri tərəfindən ilk *tranzistor* yaradılır. Belə cihaz bir qədər sonra sovet alimi A.V. Krasilov tərəfindən yaradılır. Tranzistorun yaradılması elektronikanın sürətli inkişafına təkan verir.

Elektronikanın sonrakı inkişafı *integral sxemlərin* (İS) yaradılması ilə əlaqədardır. İS-lərin sənayedə istehsalı 60-cı illərin əvvəllərinə təsadüf edir. İS-lər, əsasən, məlumat elektronikasının sürətli inkişafına təkan vermiş, böyük və ifrat böyük İS-lər bu prosesi daha da sürətləndirmiş və artıq mikro-EHM-lərin əsas elementlərinə çevrilmişlər.

Elektron qurğularının mikrominuatürləşdirilməsi, İS-lərin işlənib hazırlanması ilə məşğul olan elektronika sahəsi *mikroelektronika* adlanır.

Hazırda İS-lər, o cümlədən, böyük və ifrat böyük İS-lər, həmçinin, diskret yarımkeçirici cihazların ayrı-ayrı növləri müasir elektron vasitələrinin element bazasının əsasını təşkil edirlər.

Elektronikanın ən müasir sahəsi olan *nanoelektronikanın* yaranması və sürətli inkişafı yeni element bazasının və elektronika qurğularının işlənib hazırlanması sahəsində çox böyük perspektivlər açır. Nanoelektronika materiyanın çox kiçik ölçülərində (onlarla nanometr; $1\text{nm} = 10^{-9}\text{m}$) atom və molekulyar səviyyəsində dəyişdirilməsi ilə məşğul olan bir elmdir. Bu elm son zamanlar bərk cisimlər fizikasında, kvant elektronikasında, fiziki kimyada və

yarımkeçiricilər elektronikasını texnologiyasında baş verən nailiyyətlərə əsaslanaraq formalaşmışdır.

Elektronika inkişaf etdikcə yaradılan elektron qurğularının tətbiq sahələri daha da genişlənir. Praktiki olaraq hər bir mürəkkəb texniki sistem müxtəlif növ elektron qurğularından təşkil olunur. Elə bir texnoloji proses göstərmək olmaz ki, orada idarəetmə elektronika qurğularından istifadə etmədən həyata keçirilsin. Bu qurğuların effektiv və etibarlı fəaliyyəti onların sxemotexnikasından çox asılıdır.

Hər hansı bir obyektin idarə olunması üçün nəzərdə tutulan sistemin misalında *elektron qurğularının* və onların *sxemotexnikasının* əhəmiyyətini nəzərdən keçirək. Müasir obyektin idarəetmə sistemində nəzarət olunan kəmiyyətlər haqqında informasiyaya malik olan analoq (kəsilməz) elektrik siqnalları uyğun vericilərlə hasil edilir. Bu siqnallar filtrasiya olunaraq, gücləndirilir və analoq-rəqəm çeviriciləri (ARÇ) vasitəsilə rəqəm formasına çevrilirlər. Sonra bu informasiya kompüter ilə qarşılıqlı əlaqədə olan mikroprosessorlu blok vasitəsilə emal edilir. Mikroprosessorlu blok vasitəsilə formalaşmış rəqəmli idarəetmə siqnalları rəqəm-analoq çeviriciləri (RAÇ) vasitəsilə analoq formaya çevrilərək, gücləndirilirlər və birbaşa idarə olunan obyektə təsir edən icraedici qurğularını idarədən güc elementlərinə verilir.

Göründüyü kimi belə sistemin tərkibində analoq siqnalları ilə işləyən elektron qurğularını (süzgəclər, gücləndiricilər, güc elektron qurğularını), rəqəm siqnallarını emal edən qurğular (mikroprosessor bloku, kompüter), həmçinin, analoq siqnalını rəqəm siqnalına və əksinə çevirən qurğular vardır. Ona görə də bu sistemin xarakteristikası onun tərkibindəki elektron qurğularının növü, sxemotexniki yerinə yetirilmə variantı və bu qurğuların təşkil olunduqları elementlərin xarakteristikaları ilə müəyyən olunur.

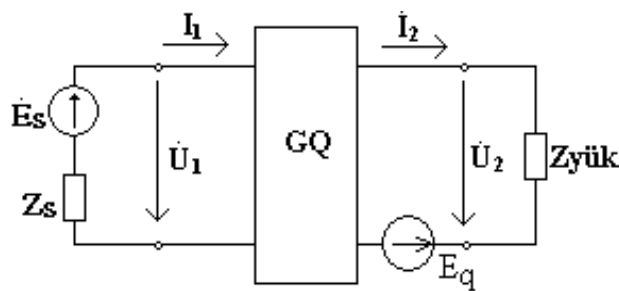
Sxemotexnikanın əsas sahəsi, elektron qurğularının sxemotexniki həlləri ilə məşğul olan *elektron sxemotexnikasıdır*. Ona görə də dərslikdə elektron qurğularının element bazasına, geniş tətbiq olunan analoq, impuls və rəqəm qurğularının, ARÇ və RAÇ-ların, onların qida mənbələrinin sxemotexnikasına geniş yer verilmişdir.

Fəsil 1. ANALOQ GÜCLƏNDİRİCİ QURĞULARI VƏ ONLARIN XÜSUSİYYƏTLƏRİ

1.1. Gücləndirici qurğular və onların təsnifatı

Elm və texnikanın bütün sahələrində elektrik siqnallarını gücləndirən qurğular geniş tətbiq edilir. Bu, müxtəlif qeyri-elektrik fiziki kəmiyyətlərin çevrilməsi prosesində alınan zəif elektrik siqnallarının, icraedici qurğularının normal iş rejimlərini təmin edən səviyyəyə qədər gücləndirilməsi tələbi ilə əlaqədardır.

Qida mənbəyinin enerjisinin çıxış siqnalının enerjisinə çevrilməsi hesabına giriş elektrik siqnallarını gərginliyə, cərəyana və gücə görə gücləndirən qurğulara gücləndirici qurğular deyilir. Göründüyü kimi, güclənmə prosesinin mahiyyəti qida mənbəyinin enerjisini giriş siqnalının dəyişmə qanununa uyğun olaraq çıxış siqnalının enerjisinə çevirməkdən ibarətdir. Bu proses idarəoluna bilən qeyri-xətti elementin (məsələn, tranzistorun) köməyi ilə yerinə yetirilir. Beləliklə, qida mənbəyi ilə ardıcıl qoşulan və giriş elektrik siqnalı ilə idarə olunan gücləndirici qurğu qeyri-xətti element üzərində yaradılır. Gücləndirici qurğunun girişinə gücləndirilən siqnalın mənbəyi, çıxışına isə yük müqaviməti qoşulur. Gücləndirici qurğunun ümumiləşmiş struktur sxemi şəkil 1.1-də verilmişdir. Göründüyü kimi, gücləndiricinin iş prinsipi zəif U_1 siqnalının qida gərginliyi mənbəyi ilə əlaqədar olan çıxış dövrəsində kifayət qədər yüksək çıxış U_2 gərginliyinin dəyişməsinin idarə olunmasına əsaslanmışdır.

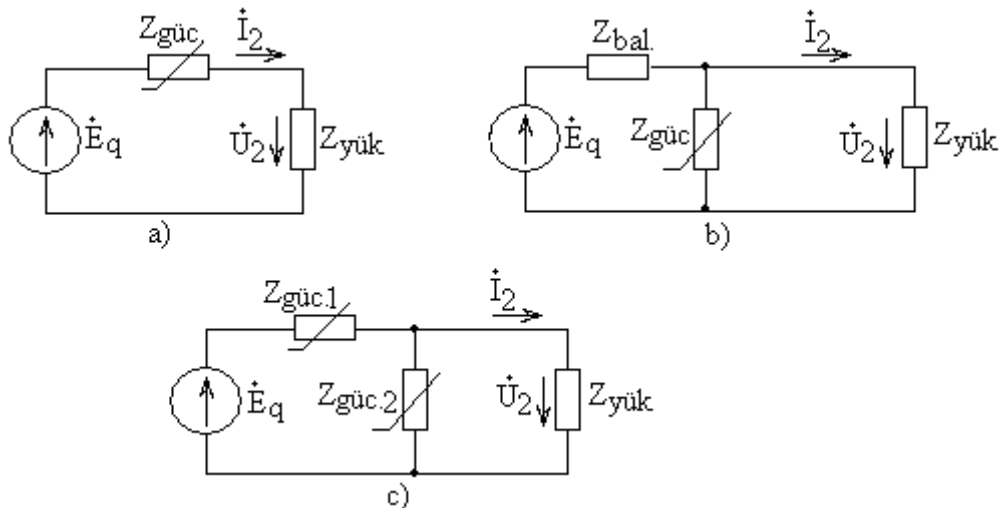


Şəkil 1.1. Gücləndirici qurğunun ümumiləşmiş struktur sxemi

Müasir gücləndirici qurğularda idarə olunan qeyri-xətti element kimi bipolyar və sahə tranzistorlarından istifadə edilir. Analoq qurğularında tranzistor yük və qida mənbəyi dövrəsinə qoşulmuş idarə olunan müqavimət rolunu oynayır. Tranzistorun müqaviməti idarəedici siqnalın qiyməti və işarəsi ilə müəyyən edilir. Bu elementlərin qoşulma qaydasından asılı olaraq gücləndirici qurğuların struktur sxemləri ardıcıl (a), paralel (b) və ardıcıl-paralel (c) olurlar

(şəkil 1.2). Çıxış gərginliyi ilə sxem elementlərinin parametrləri arasındakı əlaqə uyğun olaraq aşağıdakı ifadələrlə yazılır:

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_q \cdot Z_{yük}}{Z_{yük} + Z_{güc.}}; \dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_q}{1 + Z_{bal.}(1/Z_{yük} + 1/Z_{güc.})}; \dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_q}{1 + Z_{güc.1}(1/Z_{yük} + 1/Z_{güc.2})} \quad (1.1)$$



Şəkil 1.2. Gücləndirici qurğuların struktur sxemləri

Sxemin strukturundan, qeyri-xətti elementin növündən və yerinə yetirilmə texnologiyasından asılı olaraq gücləndirici qurğular bir və ya bir neçə giriş və çıxışa malik ola bilərlər.

Gücləndirici qurğuların təsnifatı siqnalın növünə, tezlik diapazonuna, əlaqə dövrlərinin növünə, yükün növünə və gücləndirilən kəmiyyətin növünə görə aparılır.

Gücləndirilən siqnalın növünə görə gücləndirici qurğular harmonik və impuls gücləndiricilərinə ayrılırlar. Harmonik (fasiləsiz) və ya kvaziharmonik siqnal gücləndiriciləri, bu qurğularda gedən keçid prosesinin davam etmə müddətinə nəzərən çox yavaş dəyişən siqnalları gücləndirmək üçün istifadə olunurlar. İmpuls gücləndiriciləri periodik və qeyri-periodik impuls siqnallarını gücləndirmək üçündür. Bu halda gücləndiricidə baş verən keçid prosesi gücləndirilən siqnalların ilkin formasını təhrif etməməlidir, yəni impuls siqnallarının davam etmə müddəti gücləndiricidə gedən keçid prosesinin davam etmə müddətindən kiçik olmamalıdır.

Gücləndirilən siqnalın tezlik diapazonuna görə gücləndirici qurğular sabit və dəyişən cərəyan gücləndiricilərinə ayrılırlar. Sabit cərəyan gücləndiricisi tezlikləri $0 \div f_{yux}$ tezlik diapazonunda yerləşən siqnalları gücləndirmək üçün

nəzərdə tutulur. Dəyişən cərəyan gücləndiricisi isə tezlikləri $f_a \div f_{yux}$ tezlik aralığında yerləşən siqnalları gücləndirir. Sabit cərəyan gücləndiriciləri universaldırlar, yəni onlar həm sabit, həm də dəyişən cərəyanı gücləndirə bilirlər. Dəyişən cərəyan gücləndirici isə tezliyi $f=0$ olan rəqsləri (sabit cərəyanı) birbaşa gücləndirə bilmir. Dəyişən cərəyan gücləndiriciləri öz növbəsində bir neçə qrupa bölünürlər:

- alçaq tezlik gücləndiricisi: bunlar tezlik diapazonu bir neçə Hs-dən yüzlərlə kHs-ə qədər olan siqnalları gücləndirir;
- yüksək tezlik gücləndiricisi: tezlik diapazonu 100 kHs-dən yüzlərlə MHS-ə qədər olan siqnalları gücləndirir;
- geniş zolaqlı gücləndirici: tezlik diapazonu onlarla Hs-dən yüzlərlə MHS-ə qədər olan siqnalları gücləndirir;
- seçici (rezonans) gücləndiricisi: çox dar tezlik diapazonunda (zolağında) yerləşən siqnalları gücləndirir. Bunlarda f_{yux} / f_a nisbəti vahiddən çox fərqlənir.

Əlaqə dövrlərinin növünə görə gücləndirici qurğular qalvanik (bilavasitə) əlaqəli, RC - əlaqəli və induktiv əlaqəli olurlar.

Yükün növünə görə gücləndirici qurğular aktiv, aktiv-induktiv və tutum yüklü olurlar.

Gücləndirilən kəmiyyətin növünə görə gücləndirici qurğular gərginlik, cərəyan və güc gücləndiricilərinə ayrılırlar.

1.2. Gücləndiricinin əsas xarakteristikaları

Gücləndiricinin əsas xarakteristikalarına güclənmə əmsalı, buraxma zolağı (işçi tezlik diapazonunu), giriş və çıxış müqavimətləri, çıxış gücü, güclənən siqnalın təhrif olunma dərəcəsi və s., aid edilir.

Güclənmə əmsalı (K) gücləndiricinin çıxış və giriş siqnallarının qərarlaşmış qiymətlərinin nisbətində deyilir. Gücləndirilən kəmiyyətdən asılı olaraq güclənmə əmsalı gərginliyə, cərəyan və gücə görə olur. Bu əmsallar uyğun olaraq

$$K_u = \frac{U_{\dot{c}u}}{U_{\dot{g}ir}}; \quad K_i = \frac{I_{\dot{c}u}}{I_{\dot{g}ir}} = \frac{I_{\dot{y}uk}}{I_{\dot{s}iq}}; \quad K_p = \frac{P_{\dot{c}u}}{P_{\dot{g}ir}} = \frac{P_{\dot{y}uk}}{P_{\dot{s}iq}}; \quad K_p = K_u \cdot K_i \quad (1.2)$$

kimi yazılır.

Gücləndirici qurğuların kaskad halında birləşməsi zamanı ümumi güclənmə əmsalı nisbi vahidlərlə

$$K_{1m} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_n \quad (1.3)$$

kimi təyin edilir.

Elektronika, radiotexnika, avtomatika və telekommunikasiya sahələrində güclənmə əmsalının qiymətləndirilməsi üçün çox zaman desibel - dB ilə göstərilən loqarifmik ölçü vahidindən istifadə edilir. Loqarifmik ölçü vahidinin tətbiqi insan qulağının fizioloji xüsusiyyətləri ilə əlaqədardır. Məsələn, səsin intensivliyi 2 dəfə dəyişəndə qulaq onun dəyişməsinə 2 dəfə deyil, lg2 qədər dəyişmiş kimi qəbul edir. Görmə sistemi də belədir. Işığın şiddəti 2 dəfə dəyişərsə, göz onu lg2 qiymətində dəyişən kimi hiss edir. Desibel – belin (Telefon ixtiraçısı Aleksandr Qrexen Bellin şərəfinə) onda birinə bərabərdir. Bel – iki gücün səviyyələri nisbətinin onluq loqarifmidir, yəni

$$\left(\frac{P_2}{P_1} \right)_{dB} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = D_p. \quad (1.4)$$

Bu halda gücə görə güclənmə əmsalı

$$K_{p(dB)} = 10 \lg K_p \quad (1.5)$$

olur. Güc gərginliyin və ya cərəyanın kvadratına mütənasib olduğundan K_i və K_u üçün

$$K_{i(dB)} = 20 \lg K_i \quad \vee \quad K_{u(dB)} = 20 \lg K_u \quad (1.6)$$

yazmaq olar. Çox kaskadlı gücləndirici üçün isə ümumi güclənmə əmsalı

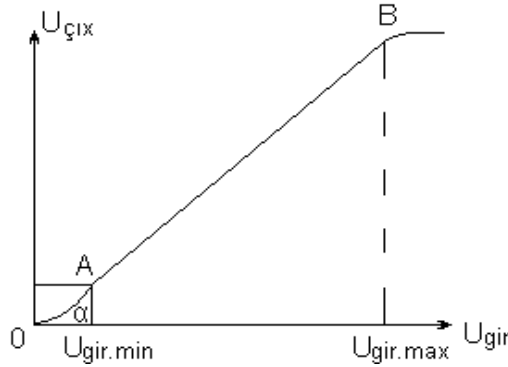
$$K_{1m(dB)} = K_{1(dB)} + K_{2(dB)} + \dots + K_{n(dB)} \quad (1.7)$$

olur.

Giriş siqnalının təhrifsiz və maneəsiz güclənməsinə uyğun gələn aşağı və yuxarı sərhəd qiymətlərinin nisbətində gücləndiricinin **dinamiki diapazonu (D)** deyilir. Dinamiki diapazon gücləndiricinin amplitud xarakteristikasına görə təyin edilir. **Amplitud xarakteristikası** $U_{\text{çix}} = f(U_{\text{gir}})$ çıxış gərginliyinin amplitudunun (və ya təsiredici qiymətinin) harmonik formalı giriş siqnalının gərginliyinin amplitudundan (və ya təsiredici qiymətindən) olan asılılığına deyilir (şək. 1.3).

Xarakteristikanın aşağı əyilməsi (A nöqtəsi) gücləndiricinin çıxışındakı məxsusi küylə, yuxarı əyilməsi (B nöqtəsi) isə idarəedici elementin çox yüklənməsi ilə əlaqədardır. Siqnalın böyük amplitudlarında B nöqtəsində

idarəedici elementin qeyri-xəttilik xüsusiyyəti özünü göstərir və siqnalın təhrif olunması baş verir.



Şəkil 1.3. Gücləndirici qurğunun amplitud xarakteristikası

Xarakteristikanın A və B nöqtələri arasındakı xətti hissəsi gücləndiricinin işçi zonası adlanır və o, absis oxuna $\alpha = \arctg K$ bucağı altında meyilli olur. Giriş gərginliyinin xarakteristikanın A və B nöqtələrinə uyğun gələn qiymətlərinin nisbəti

$$D_G = U_{gir.max} / U_{gir.min}, \text{ dB-lərlə isə } D_{g(dB)} = 20 \lg \frac{U_{gir.max}}{U_{gir.min}} \quad (1.8)$$

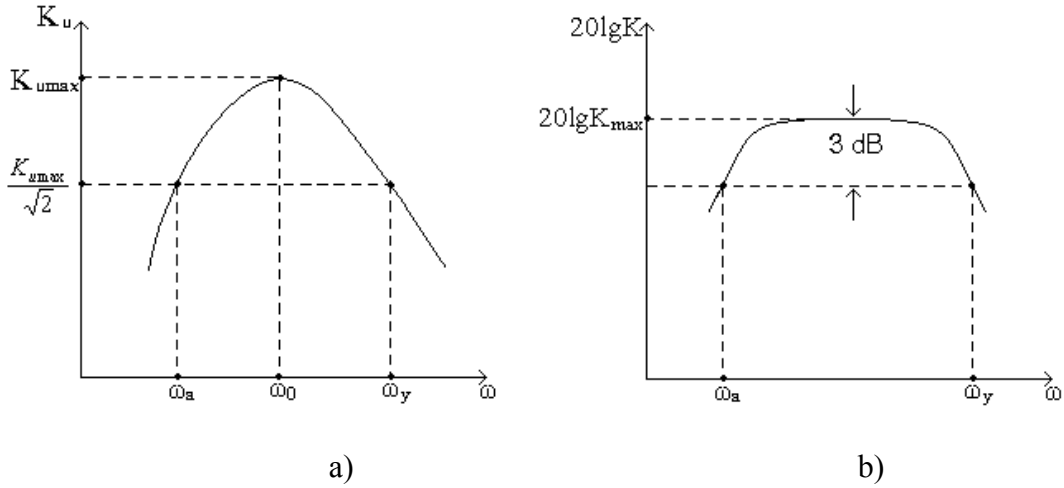
dinamiki diapazonu təyin edir.

Gücləndiricinin tezlik zolağı (buraxma zolağı) elə işçi tezlik diapazonuna deyilir ki, bu diapazonda güclənmə əmsalının azalması özünün maksimum qiymətinin $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ həddini keçməsin, yəni tezlik oxunda tezliyin güclənmə əmsalının $K_{U_{max}}/\sqrt{2}$ həddinə uyğun gələn qiymətləri tezlik zolağının sərhədləri olur. Güclənmə əmsalının gücləndirilən siqnalın tezliyindən olan asılılığına gücləndiricinin tezlik xarakteristikası $K=F(\omega)$ deyilir (şək. 1.4,a). Xarakteristikanın güclənmə əmsalının $K_{U_{max}}/\sqrt{2}$ qiymətinə uyğun gələn nöqtələrindən absis oxuna perpendikulyar endirərək tezliyin iki kənar qiymətini müəyyən edirik. Bu qiymətlər gücləndiricinin buraxma zolağının aşağı ω_a və yuxarı ω_y tezliklərinə uyğun gəlir. Bu halda buraxma zolağı

$$\Delta\omega = \omega_y - \omega_a$$

kimi təyin edilir.

Güclənmə əmsalı desibellərlə ölçülən halda güclənmənin kənar tezliklərinin qiymətlərində güclənmə əmsalının azalması 3 dB təşkil edir (şək. 1.4,b).



Şək. 1.4. Gücləndirici qurğunun amplitud – tezlik (a) və loqarifmik amplitud tezlik xarakteristikaları (b)

Giriş və çıxış müqavimətləri gücləndirici qurğunun əsas parametrlərindən olub, qiymətləri gücləndirici qurğunun həm siqnal mənbəyi ilə, həm də yüklə olan uzlaşmasını təmin etməlidir. Ümumi halda, bu müqavimətlərin qiymətləri kompleks xarakter daşıyır və tezliyin funksiyası olurlar. Gücləndirici qurğunun girişinə qeyri-dövri siqnal təsir etdiyi halda tezliyin funksiyası mühüm əhəmiyyətə malik olur.

Giriş və çıxış müqavimətləri

$$Z_{gir} = U_{gir}(\omega) / \dot{I}_{gir} \quad R_{yük} = const; \quad (1.9)$$

$$Z_{çu} = [U_{çu.x}(\omega) - U_{çu}(\omega)] / \dot{I}_{çu}(\omega). \quad (1.10)$$

ifadələri ilə təyin edilir. Təcrübədə adətən giriş və çıxış müqavimətlərinin ancaq aktiv hissəsi maraq kəsb edir. Bu halda giriş və çıxış müqavimətləri üçün aşağıdakı ifadələri yazmaq olar:

$$R_{gir} = R_1 = (U_1 / I_1)_{R_{yük}=const};$$

$$R_{çu} = R_2 = (U_{çu.x} - U_{çu}) / \dot{I}_{çu} = U_{2x} / \dot{I}_{2k}. \quad (1.11)$$

Burada U_{2x} – gücləndiricinin çıxışında yüksüz işləmə ($R_{yük}=\infty$) gərginliyidir; \dot{I}_{2k} – qısa qapanma ($R_{yük}=0$) cərəyanıdır.

Gücləndiricinin çıxış gücü ($P_{çix}$) yükə ayrılan gücdür və aktiv yük halında

$$P_{çu} = P_{yük} = I_{yük}^2 \cdot R_{yük} = U_{yük}^2 \cdot G_{yük} \quad (1.12)$$

kimi təyin olunur. Burada $G_{yük} = \frac{1}{R_{yük}}$ - yükün keçiriciliyidir.

Gücləndiricidə siqnalların təhrif olunması sxemdəki elementlərin statik VAX-nın qeyri-xəttiliyi nəticəsindən yaranır, və giriş və çıxış siqnallarının qeyri-xətti asılılığı ilə, gücləndirilən siqnalın amplituda və fazasının tezlikdən asılılığı ilə əlaqədardır. Çıxış siqnalının iki növ – xətti (dinamiki) və qeyri-xətti (statik) təhrifləri baş verir. Bu təhriflər nəticəsində gücləndirilən siqnalın həm forması, həm də tezlik spektri dəyişir.

Gücləndiricinin girişinə harmonik siqnal təsir etdikdə, çıxış siqnalı giriş siqnalının harmonikalarından başqa əlavə harmonikalara da malik olur. Bu harmonikaların yaranması güclənmə əmsalının giriş siqnalının qiymətindən olan asılılığı nəticəsində baş verir. Nəticədə gücləndirici qurğuda qeyri-xətti təhriflər yaranır. Qeyri-xətti təhriflərin kəmiyyətə qiymətləndirilməsi üçün qeyri-xətti təhriflər əmsalından (harmonikalar əmsalından) istifadə edilir. Bu əmsal, çıxış siqnalının tərkibindəki yüksək harmonikaların təsiredici qiymətlərinin cəminin birinci harmonikanın təsiredici qiymətinə olan nisbəti kimi təyin edilir, yəni

$$K_h = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1}; \quad K_h = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}. \quad (1.13)$$

Tezlik təhrifləri gücləndiricinin amplitud-tezlik xarakteristikasının (ATX) formasına görə qiymətləndirilir (şək. 1.5). Dəyişən cərəyan gücləndiricisinin real tezlik xarakteristikasından görünür ki, aşağı və yuxarı tezliklərdə, işçi tezlik diapazonunun kənarlarında güclənmə əmsalı azalır. Güclənmə əmsalının bu cür azalması tezlik təhrifləri adlanır. İşçi diapazonda tezlik təhriflərini qiymətləndirmək üçün tezlik təhrifləri əmsalı anlayışından istifadə edilir.

Tezlik təhriflərinin əmələ gəlmə səbəblərinə şəkil 1.5,a - da verilən ATX halında baxaq. Fərz edək ki, gücləndirici qurğunun girişində eyni amplitudlu iki harmonikanın cəminə bərabər siqnal təsir edir və $\omega_2 = 2\omega_1$ təşkil edir (şək. 1.5,b). Şəkil 1.4,a - da göstərilən ATX –ya görə $K_U(\omega_1) = 2K_U(\omega_2)$ yazmaq olar. Bu halda gücləndiricinin çıxışındakı cərəyan şəkil 1.5,c-də göstərilən vəziyyəti alır. Giriş cəm $i_{gir\Sigma}$ və çıxış cəm $i_{çı\Sigma}$ cərəyanlarının müqayisəsi göstərir ki, onlar kifayət qədər fərqlidirlər.

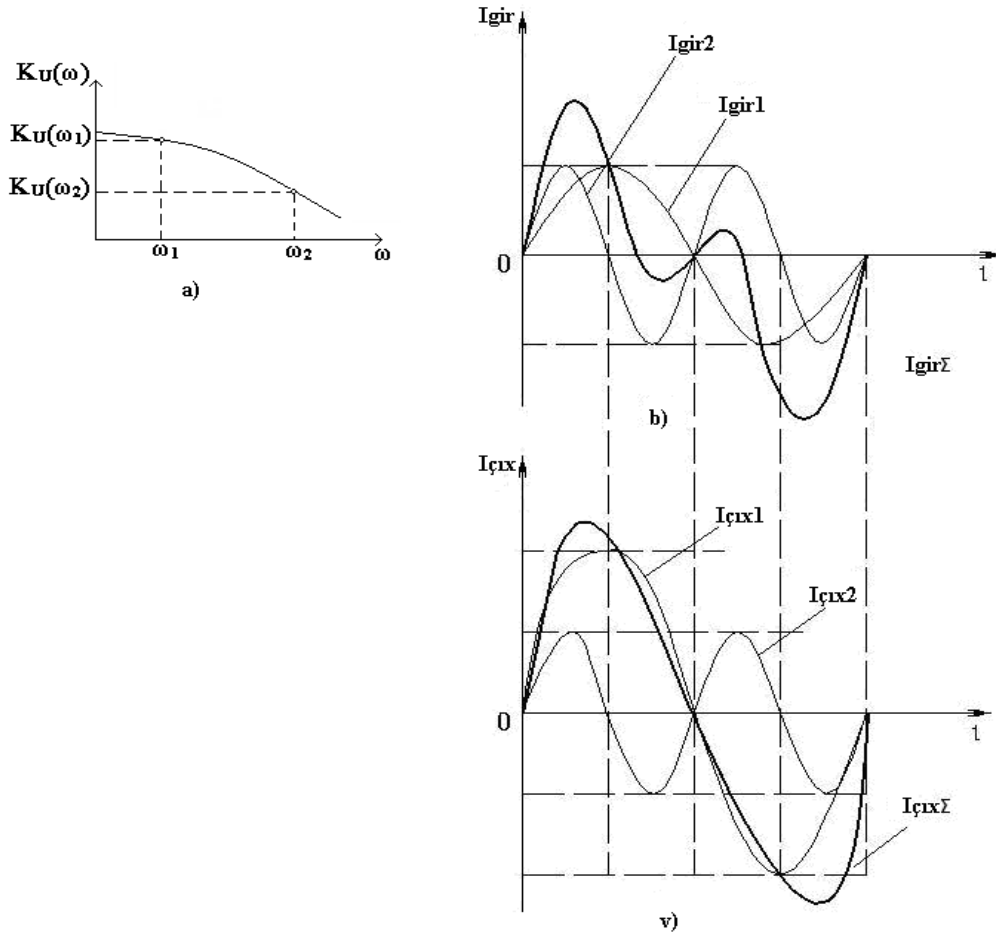
Bu mülahizələrdən görünür ki, bütün güclənən tezliklər üçün $K_U(\omega) = const$ münasibəti yerinə yetirilən halda ATX ideal (tezlik təhriflərinin olmaması nöqtəyi-nəzərindən) olur. Tezlik təhrifləri əmsalı M orta tezlikdəki

güclənmə əmsalının ($K_u(\omega_{orta})$), verilmiş tezlikdəki güclənmə əmsalına ($K_u(\omega_i)$) olan nisbəti kimi təyin edilir:

$$M = K_u(\omega_{orta}) / K_u(\omega_i) . \quad (1.14)$$

Faza xarakteristikası $\varphi = F(f)$ harmonik formalı giriş siqnalı halında çıxış və giriş gərginlikləri arasındakı faza sürüşməsinin tezlikdən olan asılılığına deyilir.

Spektri harmonik toplananlar yığımından ibarət olan mürəkkəb giriş siqnalı, faza xarakteristikası qeyri muntəzəm olan gücləndiricidə, siqnalın spektrinin ayrı-ayrı toplananları gücləndiricidən keçdikdə müxtəlif bucaq altında sürüşəcəklər. Bu isə siqnalın formasının dəyişməsinə - faza-tezlik təhriflərinin yaranmasına səbəb olur.



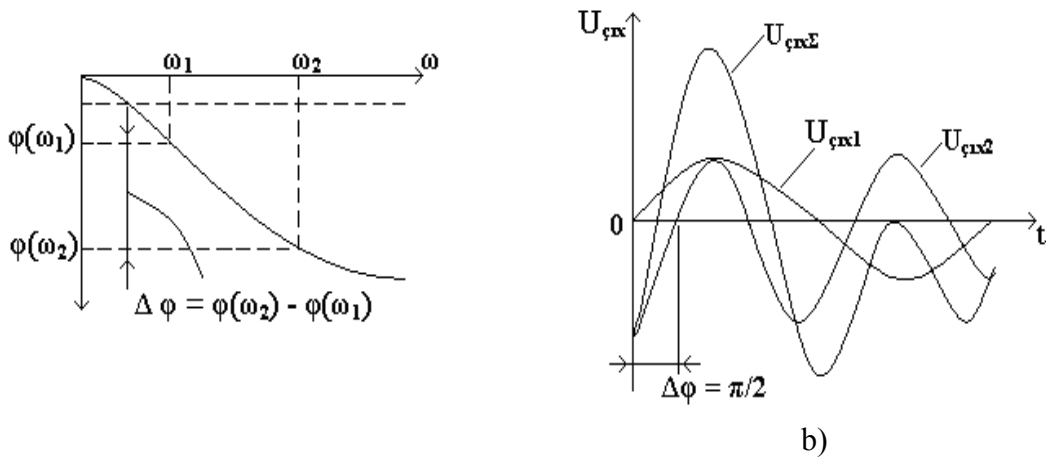
Şəkil 1.5. Gücləndiricidə tezlik təhriflərinin yaranması. Gücləndiricinin
a) ATX-si ; b) giriş siqnalı; c) çıxış siqnalı

Faza təhrifləri gücləndiricinin faza-tezlik xarakteristikasının (FTX) (şək. 1.6, a - da bütöv xətt) qeyri-bərabərliyi hesabına baş verir. Bu təhriflərin aradan

qaldırılması üçün gücləndirilən siqnalın fazasının onun tezliyindən qeyri - asılılığı təmin edilməlidir (şək. 1.6, a - da qırıq xətlər), yəni $\varphi(\omega) = const$ olmalıdır. Təcrübədə fazanın tezlikdən qeyri asılılığı şərtini təmin etmək çox çətindir və şəkil 1.6, a - da FTX bütöv xətlə göstərilmişdir. Gücləndirici kaskadda faza təhrifləri yaranması halına baxaq. Fərz edək ki, gücləndirici qurğunun girişində eyni amplitudlu iki harmonikanın cəminə bərabər siqnal təsir edir və $\omega_2 = 2\omega_1$ təşkil edir. Fərz edək ki, gücləndirici kaskadın yaratdığı ω_1 və ω_2 tezlikləri arasındakı $\Delta\varphi(\omega)$ faza sürüşməsi $\pi/2$ təşkil edir. Gücləndirici qurğunun çıxış siqnalının görünüşü şəkil 1.6,b - də göstərilmişdir. Aydın ki, giriş və çıxış siqnallarının forması kifayət qədər fərqlidirlər.

Onu da qeyd edək ki, real qurğularda tezlik və faza təhriflərini biribirindən ayırmaq mümkün olmur. Faza təhrifləri insan gözü ilə müşahidə olunur. Ona görə də təsvir siqnalları gücləndiricilərində (video gücləndiricilər) bu təhriflərlə hesablaşmaq lazım gəlir.

Faza və amplitud-tezlik təhrifləri xətti təhriflərə aiddirlər, çünki bu təhriflər zamanı, güclənən siqnalın spektrində yeni tezliklər yaranmır.

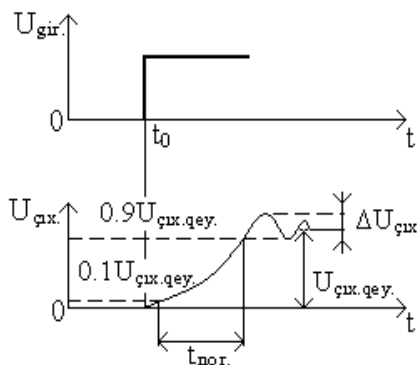


Şəkil 1.6. Gücləndiricidə faza təhrifləri

Gücləndiricinin keçid xarakteristikası, girişdəki elektrik siqnalının cəbhəsinin sıfır davam etmə müddətinə malik olduğu halda gücləndirici qurğunun çıxışındakı uyğun elektrik parametrinin - çıxış gərginliyinin, və ya cərəyanının ani qiymətinin dəyişməsinin zamandan olan asılılığına deyilir və şəkil 1.7-də göstərilən qrafiklə verilir. Keçid xarakteristikası qurğunun dinamik xüsusiyyətlərini təyin etmək üçün istifadə olunur. Bu xarakteristika ilə çıxış gərginliyinin $t_{\text{qər}}$ artma müddəti və $\Delta U_{\text{çx}}$ çıxış gərginliyinin bərpa olunması kimi iki parametr təyin edilir. Hər iki parametr çıxış gərginliyinin qərarlaşmış yeni

$U_{\text{çix.güc.}}$ qiymətinə görə təyin edilir. Bu xarakteristikaya əsasən keçid təhrifləri qiymətləndirilir. Keçid təhriflərinin əsas növləri aşağıdakılar hesab olunur:

- impulsun ön cəbhəsinin təhrifi,
- impuls zirvəsinin təhrifi.



Şəkil 1.7. Gücləndiricinin keçid xarakteristikası.

Ön cəbhənin təhrifi $t_{\text{qər}}$ – qərarlaşma müddətinə və δ_f - artımına görə qiymətləndirilir. Bu parametrlər kiçik zaman oblastı üçün keçid xarakteristikasına görə

$$t_q = t_{0,9} - t_{0,1} \quad \text{və} \quad \delta_f = \Delta U_{\text{cx}} / U_{\text{gir}}$$

kimi təyin edilir.

İmpuls zirvəsinin təhrifi

$$\Delta = \frac{U_{\text{gir}} - U_T}{U_{\text{gir}}} \cdot 100 \%,$$

ilə ifadə olunur. Burada U_T - çıxış impulsunun davam etmə müddətindəki gərginliyidir.

$$t_q = (0,1 \div 0,3) \cdot T_i \approx \frac{1}{\omega_y} = \frac{1}{2\pi f_y}; \quad \delta_f \leq 5\%; \quad \text{olduqda} \quad \Delta = 5 \div 10\%$$

olur.

1.3. Gücləndirici qurğuların riyazi təsviri

Gücləndirici qurğuların elementləri, ümumi halda, qeyri-xətti xarakteristikaya malikdirlər və onların parametrləri həm zamandan, həm də

xarici təsirlərdən asılıdırlar. Ona görə də, gücləndirici qurğuların riyazi təsviri çox mürəkkəb alınır və parametrləri zamandan və xarici təsirlərdən asılı olan qeyri-xətti diferensial tənliklərdən istifadə olunmasına əsaslanır. Lakin təcrübədə, bir çox hallarda bu asılılıqları nəzərə almamaq olar. Riyazi təsviri nöqtəyi-nəzərindən gücləndirici qurğulara determinə olunmuş qanunla idarə olunan və toplu parametrlərə malik stasionar xətti fasiləsiz sistem kimi baxmaq olar. Fasiləsiz sistemlər elə sistemlərə deyilir ki, onların qurğu və tənzimləmə obyektlərinin bütün siqnalları zamana görə fasiləsiz olur. Qondarma prinsipinin (üsulu) doğru olduğu və tətbiq oluna bildiyi sistemlərə xətti sistemlər deyilir. Giriş təsiri ilə uyğun çıxış parametrinin qiyməti arasındakı əlaqə eyni qiymətli olduğu halda idarə qanunları determinə olunmuş adlanır.

Bu halda gücləndirici qurğunun riyazi təsviri üçün sabit əmsallara malik diferensial tənliklər sistemindən istifadə etmək olar. Adətən, gücləndirici qurğunun müəyyən giriş təsirlərinə olan reaksiyası maraqlı olduğundan, ilkin diferensial tənliklər sistemini yüksək tərtibli bir tənliyə gətirmək olar:

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n}{dt^n} U_{qi} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} U_{qi} + \dots + a_0 U_{qi} = & b_m \frac{d^m}{dt^m} U_{gir1} + b_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} U_{gir1} + \dots \\ & \dots + b_0 U_{gir1} + c_\ell \frac{d^\ell}{dt^\ell} U_{gir2} + c_{\ell-1} \frac{d^{\ell-1}}{dt^{\ell-1}} U_{gir2} + \dots + c_0 U_{gir2}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Burada, U_{gir1} və U_{gir2} – gücləndirici qurğunun müxtəlif girişlərinə verilən təsirlərin ani qiymətləridir; a_i, b_i, c_i – gücləndirici qurğuya daxil olan elementlərin parametrlərinin cəmini və hasilini göstərən sabit əmsallardır.

Tənliklərin operator formasında yazılışından istifadə edərək, yəni $d^i / dt^i = p^i$ işarəsindən istifadə edərək, bu ifadəni

$$\begin{aligned} (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0) U_{qi} = & (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0) U_{gir1} + \\ & + (c_\ell p^\ell + c_{\ell-1} p^{\ell-1} + \dots + c_0) U_{gir2} \end{aligned} \quad (1.16)$$

şəkildə yazmaq olar. Bu ifadə gücləndirici qurğunun seçilmiş giriş təsirinə görə ötürmə funksiyasını almağa imkan verir. Ötürmə funksiyasının ifadəsini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$W_1(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}, \quad (1.17)$$

burada $U_{gir\ 2} = 0$ olduğu fərz edilir. Eyni qayda ilə $U_{gir\ 2}$ təsiri halında ötürmə funksiyasını aşağıdakı kimi yazmaq mümkündür:

$$W_2(p) = \frac{c_\ell p^\ell + c_{\ell-1} p^{\ell-1} + \dots + c_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}. \quad (1.18)$$

(1.17) və (1.18) ötürmə funksiyalarını nəzərə alaraq (1.16) ifadəsini

$$U_{\zeta u} = W_1(p)U_{gir\ 1} + W_2(p)U_{gir\ 2} \quad (1.19)$$

şəklində yazmaq olar. Alınmış funksiya operator formasında ötürmə funksiyası adlanır. (1.19) ifadəsi ilkin (1.16) diferensial tənliklər sisteminə ancaq başlanğıc şərtlərin sıfır qiymətlərində ekvivalent ola bilər. Əks halda (1.16) ifadəsi gücləndirici qurğunun riyazi təsviri üçün yararlıdır və ondan istifadə etmək olmaz.

Qeyd edək ki, istənilən ötürmə funksiyasını elementar ötürmə funksiyalarının hasili kimi təsvir etmək olar.

1.4. Gücləndirici qurğuların tezlik xarakteristikaları

Gücləndirici qurğunun ötürmə funksiyası onun amplitud-tezlik xarakteristikasını asanlıqla təyin etməyə imkan verir. Bundan ötrü (1.17) və (1.18) ifadələrində p operatorunu $j\omega$ ilə əvəz etmək lazımdır. Burada $j = \sqrt{-1}$ və ω - dairəvi tezlikdir.

$$W(p)|_{p=j\omega} = W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (1.20)$$

burada $P(\omega)$ və $Q(\omega)$ ötürmə funksiyasının uyğun olaraq həqiqi və xəyali hissələridir, yəni

$$P(\omega) = \operatorname{Re} [W(j\omega)], \quad Q(\omega) = \operatorname{Im} [W(j\omega)].$$

P və jQ koordinatlarında qurulan amplitud-faza xarakteristikası (şəkil 1.8) sistemin qodoqrafı adlanır. Qodoqrafın görünüşünə görə sistemin əsas xüsusiyyətləri haqqında fikir söyləmək olar.

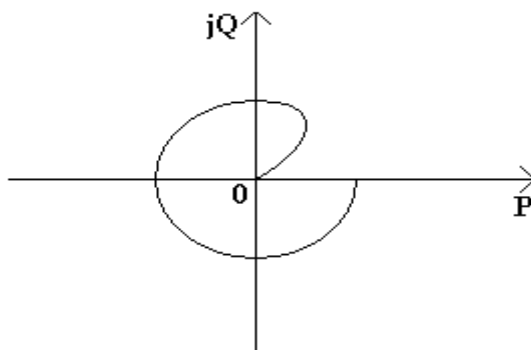
Lakin təcrübədə müstəqil asılılıqlar kimi qurulmuş loqarifmik ATX və FTX daha geniş yayılmışdır. Loqarifmik ATX

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} \quad (1.21)$$

asılılığına deyilir. FTX isə

$$\varphi(\omega) = \arctg |W(j\omega)| = \arctg [Q(\omega) / P(\omega)] \quad (1.22)$$

asılılığına deyilir. Bu ifadə $\arg [W(j\omega)] \leq \pi / 2$ halında doğru olur.



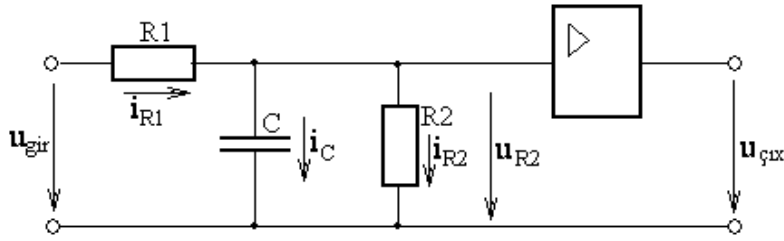
Şəkil 1.8. Gücləndirici qurğunun amplitud-tezlik xarakteristikası (qodoqrafı).

Gücləndirici qurğunun istənilən ötürmə funksiyası elementar vuruqların hasili şəklində təsvir oluna bildiyindən, istənilən gücləndirici qurğunun LATX və FTX da elementar mənzəqlərin loqarifmik ATX və FTX cəbri cəmlənməsi yolu ilə qurula bilər. Bu nəticə gücləndirici qurğuların verilmiş tezlik xarakteristikasına görə sintezi üçün geniş imkanlar yaradır. Bu halda, təcrübədə, loqarifmik ATX qurduqda asimptotik xarakteristikalardan istifadə edilir. Asimptotik xarakteristika meyilliyi $n \times 20$ dB/dek olan düz xətt parçalarından ibarətdir. Burada n – istənilən tam ədəddir.

Misal 1.1. Şəkil 1.9-da göstərilmiş gücləndirici qurğunun LATX və FTX qurmalı.

Həlli. Şəkildəki sxem çıxışına ötürmə əmsalı K_{U0} olan ətalətsiz gücləndirici qoşulmuş aperiodik RC-mənzəqdən (bənddən) ibarətdir. Bu dövrənin ötürmə funksiyasını, tezlik və faza xarakteristikalarını təyin edək. Bunun üçün sxemi xarakterizə edən tənliklər sistemini yazaq:

$$\begin{aligned} u_{gir} &= i_{R1} \cdot R_1 + u_C; & u_C &= (1/C) \int i_C dt, \\ u_{R2} &= i_{R2} \cdot R_2; & u_{çı} &= K_{U0} \cdot u_{R2}. \end{aligned}$$



Şəkil 1.9. Gücləndirici qurğunun sxemi.

Kirxqofun 1-ci qanununa əsasən $i_{R1} = i_C + i_{R2}$ və ya

$$i_{R1} = C(du_{R2}/dt) + u_{R2}/R_2 = (C/K_{U0})(du_{\text{çi}}/dt) + u_{\text{çi}}/(R_2/K_{U0}).$$

Cərəyan üçün olan bu ifadəni gərginlik üçün olan ifadədə yerinə yazaraq

$$u_{\text{gir}} = (R_1/K_{U0})[C(du_{\text{çi}}/dt) + u_{\text{çi}}/R_2] + u_{\text{çi}}/(R_2 \cdot K_{U0})$$

və (1.18) ifadəsindən istifadə edərək sxemin ötürmə funksiyasını aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$W(p) = \frac{U_{\text{çi}}(p)}{U_{\text{gir}}(p)} = \frac{K_{U0} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C}{R_1 + R_2} p + 1 \right) \quad \text{və ya} \quad W(p) = K_U / (Tp + 1).$$

Burada $K_U = K_{U0} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ - dövrənin ötürmə əmsəlidir;
 $T = R_1 \cdot R_2 \cdot C / (R_1 + R_2)$ - dövrənin zaman sabitidir.

Tezlik xarakteristikasını almaq üçün $p = j\omega$ əvəzləməsindən istifadə edirik:

$$W(j\omega) = \frac{K_U}{Tp+1} = \frac{K_U(1-jT\omega)}{1+(T\omega)^2} = \frac{K_U}{R_1+R_2} - j \frac{K_U T\omega}{1+(T\omega)^2} = P(\omega) + jQ(\omega)$$

$$\text{və ya} \quad P(\omega) = K_U / [1 + (T\omega)^2]; \quad Q(\omega) = K_U \cdot T\omega / [1 + (T\omega)^2].$$

Alınmış tezlik xarakteristikasının modulunu və fazasını təyin edək:

$$|W(j\omega)| = \sqrt{\frac{K_U^2}{[1 + (T\omega)^2]^2} + \frac{(K_U T\omega)^2}{[1 + (T\omega)^2]^2}} = \frac{K_U}{\sqrt{1 + (T\omega)^2}};$$

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg K_U - 20 \lg \sqrt{1 + (T\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}(-T\omega) = -\operatorname{arctg}(T\omega).$$

Alınmış ifadələr baxdığımız sxemin LAT və FT xarakteristikalarını qurmağa imkan verir.

Təcrübədə, adətən amplitud xarakteristika üçün alınmış ifadədən istifadə etmirlər, asimptotik xarakteristikalar qurulur, yəni aşağıdakıları nəzərə almaqla, hissə-hissə xətti approksimasiyasından istifadə edilir:

$$(T\omega)^2 \ll 1 \quad \text{halında} \quad K(\omega) = 20 \lg K_U$$

$$(T\omega)^2 \gg 1 \quad \text{halında} \quad K(\omega) = 20 \lg K_U - 20 \lg(T\omega).$$

Bu halda $T\omega = 1$ nöqtəsində

$$K(\omega) = 20 \lg K_U - 20 \lg(0,707) = 20 \lg K_U - 3 \text{dB}$$

alarıq.

Alınmış ifadələrin təhlili göstərir ki, asimptotik və real xarakteristikalar arasındakı fərqlənmə $T\omega = 1$ nöqtəsində maksimumdur və 3dB təşkil edir.

Asimptotik xarakteristikanın meyliyinin dəyişməsi baş verdiyi $\omega = 1/T$ tezliyi qoşma tezliyi və ya qoşan tezlik adlanır.

Şəkil 1.10,a - da baxdığımız sxemin real və asimptotik LATX göstərilməmişdir. $K(\omega)$ xarakteristikasının asimptotunun meyliyi adətən tezliyin 10 dəfə (dekada) artması halında $K(\omega)$ qiymətinin dəyişməsi ilə təyin edilir, yəni tezliyin 10 dəfə dəyişməsi zamanı $K(\omega)$ neçə dB dəyişdiyi göstərilir. Baxdığımız sxem üçün $K(\omega)$ qiymətinin dəyişməsi - 20dB/dekada təşkil edir.

FTX qurmaq üçün (şəkil 1.10,b) onun xarakterik nöqtələrini təyin edək:

$$\omega = 0 \quad \text{üçün} \quad T\omega = 0 \quad \text{və} \quad \varphi = \operatorname{arctg}(0) = 0;$$

$$\text{əgər } \omega \rightarrow \infty \quad \text{olarsa,} \quad \varphi = \operatorname{arctg}(\infty) = -\pi/2;$$

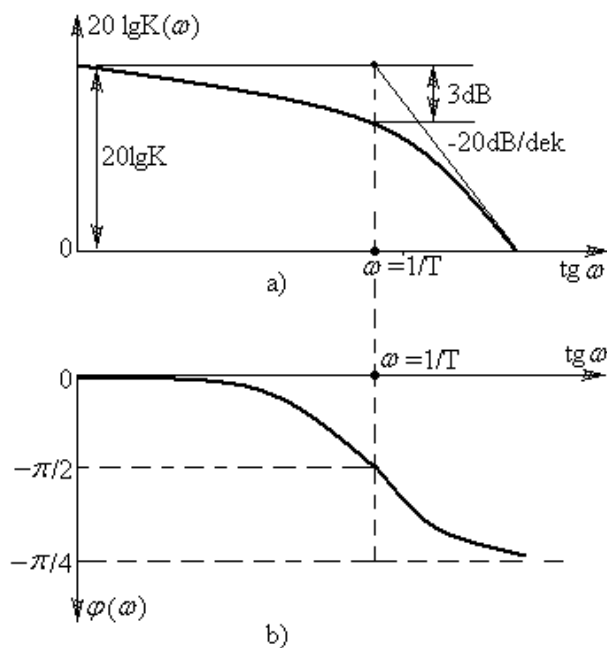
$$\text{əgər } \omega = 1/T \quad \text{olarsa,} \quad \varphi = -\operatorname{arctg}(1) = -\pi/4 \quad \text{olur.}$$

Hesablamalardan görünür ki, $\omega = 1/T$ tezliyində dövrədə fazanın dəyişməsi 45° , yəni özünün maksimum qiymətinin yarısını təşkil edir.

1.5. Gücləndirici qurğularda əks əlaqə və onun növləri

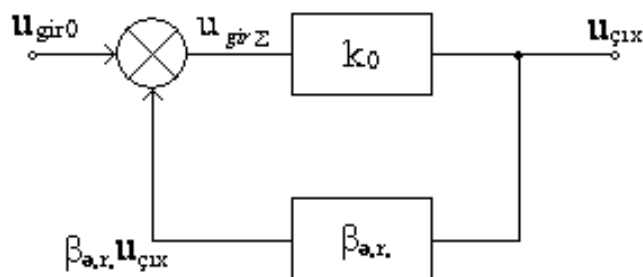
Əks əlaqə, gücləndirici qurğunun çıxış signalının enerjisinin bir hissəsini onun giriş dövrəsinə ötürən elektrik rabitəsinə deyilir.

Əks əlaqənin bütün növləri gücləndirici qurğunun xüsusiyyətlərini kəskin dəyişdirə bilər. Odur ki, gücləndiricinin parametrlərini lazım olan formada dəyişdirmək üçün əks əlaqədən geniş istifadə edilir.



Şəkil 1.10. Gücləndirici qurğunun: a) asimptotik LATX və b) FTX-si

Əks əlaqəyə malik gücləndiricinin ümumiləşmiş struktur sxemi şəkil 1.11-də verilmişdir. Şəkildən görünür ki, gərginliyə görə k_0 güclənmə əmsalına malik gücləndirici, gərginliyə görə ötürmə əmsalı β_r olan əks əlaqə dövrəsi ilə əhatə olunmuşdur. Gücləndirici əks əlaqə dövrəsi ilə birlikdə qapalı kontur təşkil edir ki, belə dövrəyə əks əlaqə ilgəyi deyilir. Gücləndiricilərdə bir və ya bir neçə əks əlaqə ilgəyi ola bilər. Əgər gücləndiricidə ayrı-ayrı kaskadları əhatə edən əks əlaqə ilgəkləri varsa, onda bu ilgəklər yerli əks əlaqə ilgəkləri adlanır.



Şəkil 1.11. Əks əlaqəyə malik gücləndiricinin ümumiləşmiş struktur sxemi.

Gücləndiriciyə xüsusi əks əlaqə dövrlərinin daxil edilməsi zamanı alınan əks əlaqə xarici, gücləndiricinin öz xassələri ilə müəyyən olunan əks əlaqə isə daxili əks əlaqə adlanır.

Əks əlaqə dövrəsi bütün gücləndiricini əhatə etdiyi halda ümumi əks əlaqə, gücləndiricinin bir hissəsini əhatə etdiyi halda isə yerli əks əlaqə adlanır.

Əks əlaqə dövrəsi vasitəsilə gücləndiricinin girişinə verilən çıxış siqnalı gərginliyi ilə giriş siqnalı gərginliyi arasındakı faza sürüşməsindən asılı olaraq əks əlaqə müsbət və ya mənfi olur. Əgər siqnal mənbəyi gərginliyi ilə əks əlaqə gərginliyinin toplanması nəticəsində giriş gərginliyi artarsa, yəni bu gərginliklər fazaca üst-üstə düşərsə, bu halda əks əlaqə müsbət əks əlaqə adlanır. Struktur sxemə əsasən

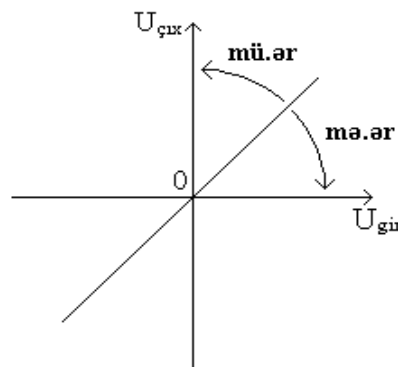
$$u_{çı} = K_{U0} \cdot u_{gir\Sigma};$$

$$u_{gir\Sigma} = u_{gir0} + \beta_r \cdot u_{çı}.$$

Buradan

$$K_{um m} = u_{çı} / u_{gir0} = K_{u0} / (1 - \beta_r \cdot K_{u0}) \quad (1.23)$$

Bu ifadə göstərir ki, gücləndiriciyə müsbət əks əlaqə daxil etdikdə güclənmə əmsalı artır. Fiziki olaraq bu, gücləndiricinin ötürmə xarakteristikasının meyliyini artırır (şəkil 1.12). β_{sk} kəmiyyəti $1 / K_{u0}$ qiymətinə bərabər olduqda, məxrəc sifira bərabər olur, bu isə fiziki olaraq sonsuz böyük güclənmə əmsalına, yəni gücləndiricinin öz-özünə həya-canlanmasına uyğun gəlir. β_{sk} əmsalının sonrakı artması $K_{u.m.z.r}$ – ni mənfi edir. Bu isə gücləndiricinin mənfi meylli sahəyə malik ötürmə xarakteristikasına uyğun gəlir.



Şəkil 1.12. Əks əlaqəyə malik gücləndiricinin keçid xarakteristikasının dəyişməsi

Əks əlaqə gərginliyi ilə siqnal mənbəyi gərginliyi fazaca 180° fərqləndiyi hallarda əks əlaqə mənfi əks əlaqə adlanır. Bu halda struktur sxemə əsasən

$$u_{gir\Sigma} = u_{gir0} - \beta_r \cdot u_{\text{çı}}$$

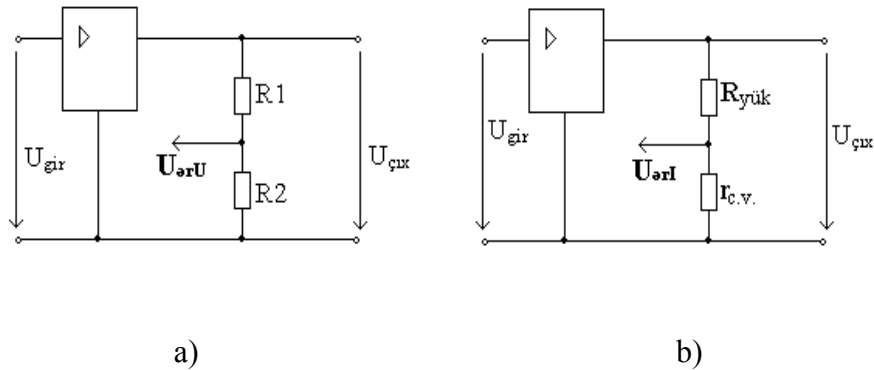
yazmaq olar. Bu halda

$$K_{um. r} = u_{\text{çı}} / u_{gir0} = K_{U0} / (1 + \beta_r \cdot K_{u0}) \quad (1.24)$$

Göründüyü kimi, gücləndiriciyə mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi güclənmə əmsalını azaldır, yəni gücləndiricinin ötürmə xarakteristikasının meyilliyi azalır. Odur ki, gücləndiriciyə istənilən əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ötürmə xarakteristikasının koordinat başlanğıcına nəzərən fırlanmasına gətirib çıxarır.

Gücləndirici qurğularda əsasən mənfi əks əlaqədən istifadə edilir. Bu halda güclənmə daha stabil olur, giriş və çıxış müqavimətlərinin tələb olunan qiymətlərini təmin etmək olur, siqnalın xətti və qeyri-xətti təhrifləri azalır, buraxma zolağı genişləndirilə bilər. Bununla bərabər, mənfi əks əlaqə gücləndiricinin güclənmə əmsalını aşağı salır.

Əks əlaqə siqnalının alınma qaydasına görə əks əlaqə gərginliyə və cərəyana görə əks əlaqəyə ayrılır. Gərginliyə görə ardıcıl əks rabitə almaq üçün əks əlaqə siqnalı gücləndiricinin çıxış gərginliyinə mütənəsib olmalıdır (şək. 1.13,a). Cərəyana görə ardıcıl əks əlaqə almaq üçün əks əlaqə siqnalı gücləndiricinin yükünə ardıcıl qoşulmuş əlavə ölçü elementindən (cərəyan vericisi $r_{c.v}$) götürülür (şək. 1.13,b).



Şəkil 1.13. Əks əlaqə siqnalının alınması üsulları
a) gərginliyə görə; b) cərəyana görə

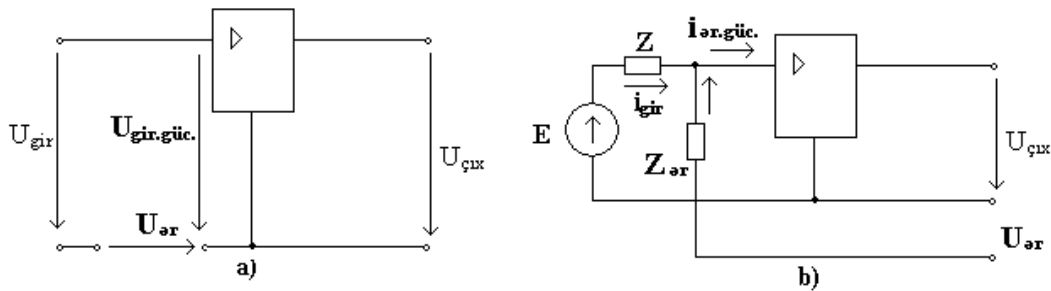
Əks əlaqə siqnalının daxil edilməsi üsuluna görə əks əlaqə ardıcıl və paralel əks əlaqəyə ayrılır. Ardıcıl əks əlaqə almaq üçün əks əlaqə siqnalı gücləndiricinin çıxışından giriş gərginliyi mənbəyinə nəzərən ardıcıl olaraq

daxil edilir (şək. 1.14,a). Bu halda gücləndiricinin girişində gərginliklərin cəbri cəmi yerinə yetirilir:

$$u_{gir.güc} = u_{gir} + u_r.$$

Paralel əks əlaqə almaq üçün əks əlaqə signalı gücləndiricinin çıxışından giriş gərginliyi mənbəyinə nəzərən paralel olaraq daxil edilir (şək. 1.14,b). Bu halda gücləndiricinin girişində cərəyanların cəbri cəmi yerinə yetirilir:

$$i_{gir.güc} = i_{gir} + i_r.$$



Şəkil 1.14. Əks əlaqə signalının daxil edilməsi üsulları a) ardıcıl; b) paralel.

Gücləndiricinin giriş signallarının işarəsi qurğuya hansı əks əlaqənin daxil edilməsindən asılı olur. Əks əlaqənin həm daxil edilməsinin, həm də götürülməsinin kombinə olunmuş qaydaları da mümkündür. Lakin bu qaydalar gücləndirici qurğunun xüsusiyyətlərinə əks təsir göstərdiyindən təcrübədə onlardan nadir hallarda istifadə edilir. Beləliklə, əks əlaqə dövrəsini 4 əsas növə ayırmaq olar:

- çıxış gərginliyinə görə ardıcıl əks əlaqə;
- çıxış cərəyanına görə ardıcıl əks əlaqə;
- çıxış gərginliyinə görə paralel əks əlaqə;
- çıxış cərəyanına görə paralel əks əlaqə.

Göstərilən hər bir növ əks əlaqə həm müsbət, həm də mənfi əks əlaqə kimi həyata keçirilə bilər.

Ümumi halda, əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalının qiyməti signalın tezliyindən həm asılı, həm də qeyri-asılı ola bilər. Bununla əlaqədar olaraq tezlikdən asılı və tezlikdən asılı olmayan əks əlaqə mövcuddur. Tezlikdən asılı əks əlaqə dövrlərinin tətbiqi gücləndirici qurğuların xüsusiyyətlərini ancaq müəyyən tezlik diapazonunda dəyişməyə imkan verir.

Əks əlaqə dövrəsində həm xətti, həm də qeyri-xətti elementlərdən istifadə oluna bilər. Bu, giriş signalının ancaq verilmiş qiymətlərində gücləndiricinin xüsusiyyətlərini dəyişməyə imkan verir.

1.6. Əks əlaqə dövrəsinin gücləndirici qurğunun əsas xarakteristikalarına təsiri

1.6.1. Əks əlaqənin güclənmə əmsalına təsiri. Gücləndirici qurğuda siqnalın düzünə və əksinə ötürmə kanallarına ayrıldığı nəzərə alaraq mənfi əks əlaqəli gücləndiricinin güclənmə əmsalını təyin edək. Gücləndiricinin gərginliyə görə güclənmə əmsalı (şəkil 1.11)

$$K_{\text{ə.r.}} = u_{\text{çix}} / u_{\text{gir}} \quad (1.25)$$

Gücləndiricinin girişinə siqnal gərginliyi u_{gir0} və əks əlaqə gərginliyi $u_{\text{ə.r.}}$ təsir etdikdə cəm giriş gərginliyi

$$u_{\text{gir.cəm}} = u_{\text{gir0}} + u_{\text{ə.r.}} \quad (1.26)$$

olur. Gücləndiricinin əks əlaqə olmadığı halda güclənmə əmsalı

$$K_0 = u_{\text{çix}} / u_{\text{gir0}} \quad (1.27)$$

Əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalı

$$\beta_{\text{ə.r.}} = u_{\text{ə.r.}} / u_{\text{çix}} \quad (1.28)$$

(1.26) ifadəsində u_{gir0} və $u_{\text{ə.r.}}$ kəmiyyətlərinin (1.27) və (1.28) ifadələrindən alınan qiymətlərini yazsaq

$$u_{\text{çix}} / K_0 = u_{\text{gir0}} + \beta_{\text{ə.r.}} u_{\text{çix}}$$

alırıq. Buradan

$$u_{\text{çix}} / u_{\text{gir0}} = K_0 / (1 - \beta_{\text{ə.r.}} K_0) = \frac{K_0 \cdot e^{j\varphi_k}}{1 - \beta_{\text{ə.r.}} \cdot K_0 \cdot e^{j\varphi}} \quad (1.29)$$

alırıq. (6.29) ifadəsinin $\beta_{\text{ə.r.}} K_0$ hasilinə baxaq:

$$\beta_{\text{ə.r.}} K_0 = \beta_{\text{ə.r.}} K_0 e^{j\varphi} = \beta_{\text{ə.r.}} e^{j\varphi} K_0 e^{j\varphi} = \beta_{\text{ə.r.}} K_0 e^{j(\varphi + \varphi_k)} \quad (1.30)$$

(1.30) ifadəsindəki φ bucağı $U_{\text{ə.r.}}$ gərginliyi ilə U_{gir0} gərginliyi arasındakı faza sürüşməsidir, yəni güclənmə əmsalının və əks əlaqə dövrəsinin ötürmə

əmsalının faza bucaqlarının cəmindən ibarətdir: $\varphi = \varphi_k + \varphi_\beta$. $\varphi = 0$ olduqda, əks əlaqə müsbət olur və

$$\beta_{\text{ə.r.}} K_0 = \beta_{\text{ə.r.}} K_0 e^{j\varphi} \quad (1.31)$$

olur. (1.29) ifadəsindən görünür ki, $K_{\text{ə.r.(+)}} = K_0 / (1 - \beta_{\text{ə.r.}} K_0)$. Əgər $0 < \beta_{\text{ə.r.}} K_0 < 1$ olarsa, gücləndiricinin güclənmə əmsalı artır və $\beta_{\text{ə.r.}} K_0 = 1$ olduqda sonsuz olur. Bu isə gücləndiricinin öz - özünə həyəcanlanması deməkdir.

$\varphi = 180^\circ$ olduqda əks əlaqə mənfi olur, yəni

$$\beta_{\text{ə.r.}} K_0 = \beta_{\text{ə.r.}} K_0 e^{j\varphi} = \beta_{\text{ə.r.}} K_0 (\cos 180^\circ + j \sin 180^\circ) = -\beta_{\text{ə.r.}} K_0 \quad (1.32)$$

(1.29) ifadəsindən görünür ki,

$$K_{\text{ə.r.(-)}} = K_0 / (1 + \beta_{\text{ə.r.(-)}} K_0) \quad (1.33)$$

olur, yəni mənfi əks əlaqə olan halda güclənmə əmsalı $(1 + \beta_{\text{ə.r.(-)}} K_0)$ dəfə azalır. $(1 + \beta_{\text{ə.r.(-)}} K_0)$ kəmiyyətinə əks əlaqənin dərinliyi deyilir.

Gücləndirici qurğuda mənfi əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi gücləndirilən siqnalın tezlik zolağını $(1 + \beta_{\text{ə.r.(-)}} K_0)$ dəfə genişləndirir. Müsbət əks əlaqə halında isə tezlik zolağı $(1 - \beta_{\text{ə.r.(+)}} K_0)$ dəfə daralır.

Gücləndirici qurğuya mənfi əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi gücləndiricinin qeyri-xətti təhriflər əmsalını və xarici maneələrin çıxış siqnalına təsirini azaldır. Müsbət əks əlaqə halında isə qeyri-xətti təhriflər əmsalı və xarici maneələrin çıxış siqnalına təsiri artır.

Gücləndirici qurğuya əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə giriş müqavimətinin dəyişməsi bu dövrənin, qurğunun giriş dövrəsinə qoşulması qaydasından asılıdır və əks əlaqə siqnalının hansı yolla alınmasından asılı deyildir. Ardıcıl mənfi əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə gücləndiricinin giriş müqaviməti əks əlaqənin dərinlik əmsalı dəfə artır. Ardıcıl müsbət əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə gücləndiricinin giriş müqaviməti əks əlaqənin dərinlik əmsalı dəfə azalır. Paralel mənfi əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə də gücləndiricinin giriş müqaviməti azalır. Paralel müsbət əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsinin giriş müqavimətinə təsiri gücləndirici ilə müsbət əks əlaqə dövrəsinin parametrləri arasındakı münasibətdən asılıdır və giriş müqaviməti müsbət sonsuz və mənfi qiymətlər ala bilər.

Gücləndirici qurğuya əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə çıxış müqavimətinin dəyişməsi ancaq əks əlaqə signalının götürülməsi qaydasından asılıdır və bu signalın giriş dövrəsinə hansı yolla daxil edilməsindən asılı deyildir. Gərginliyə görə mənfi əks əlaqə halında çıxış müqaviməti əks əlaqənin dərinliyi dəfə azalır. Çıxış gərginliyinə görə müsbət əks rabitə halında ötürmə əmsalının artması ilə çıxış gərginliyi əvvəlcə sonsuzluğa qədər artır və $\beta_{\text{ə.r.}} > 1 / K_{u0}$ olduqda, işarəsini dəyişərək mənfi olur. Çıxış cərəyanına görə mənfi əks əlaqə halında gücləndiricinin çıxış müqaviməti artır, müsbət əks rabitə halında isə azalır.

Gücləndirici qurğuya mənfi əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə gücləndiricinin buraxma zolağının genişlənməsi hesabına tezlik təhriflərinin həqiqi qiyməti azalır, müsbət əks rabitə dövrəsinin daxil edilməsi ilə buraxma zolağının daralması hesabına isə tezlik və faza təhrifləri artır.

1.6.2. Mənfi əks əlaqənin gücləndirilən tezlik zolağına təsiri. Mənfi əks rabitə dövrəsinin daxil edilməsi gücləndiricinin tezlik zolağını genişləndirir. Buna, ötürmə xarakteristikası

$$W(h) = K_{u0} / (T_1 p + 1)$$

olan gücləndirici halında baxaq:

Belə gücləndiricini ötürmə əmsalı $\beta_{\text{ə.r.}}$ olan tezlikdən asılı mənfi əks rabitə dövrəsi ilə əhatə etsək, mənfi əks əlaqəli gücləndiricinin ötürmə funksiyası

$$\begin{aligned} W_{\text{m.ə.r.}}(p) &= [K_{u0} / (T_1 p + 1)] / [1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}} / (T_1 p + 1)] = \\ &= K_{\text{u m.ə.r.}} / \{ [T_1 / (1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}})] p + 1 \} \end{aligned} \quad (1.34)$$

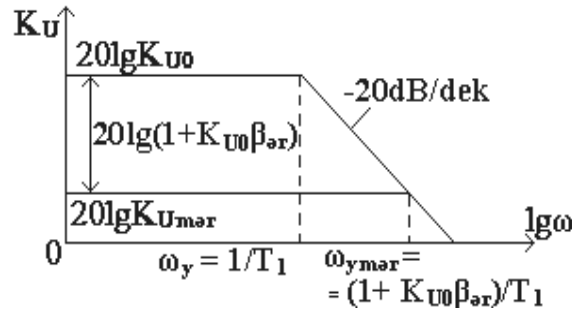
kimi yazıla bilər.

Məlumdur ki, gücləndiricinin buraxma zolağı onun ötürmə əmsalının $\sqrt{2}$ dəfə (3 dB) azalması səviyyəsində təyin edilir. İlk ötürmə funksiyası üçün bu azalmaya $1/T_1$ tezliyi uyğun gəlir. Mənfi əks əlaqə daxil edildikdən sonra bu tezlik, alınmış ötürmə funksiyasına görə, əvvəlkindən $(1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}})$ dəfə böyük olur:

$$f_{y.m.e.r.} = f_y (1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}}). \quad (1.35)$$

Baxdığımız gücləndiricinin loqarifmik ATX-sı şəkil 6.15 - də göstərilmişdir. Fərz edək ki, gücləndirici dərinliyi $(1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}}) = 10$ olan mənfi əks əlaqə dövrəsi ilə əhatə olunub. Bu halda $K_{\text{u m.ə.r.}} = K_{u0} / 10$ olur, yəni güclənmə əmsalı 20 dB azalmış olur. Odur ki, buraxma zolağının yuxarı tezliyi

10 dəfə artır. Yeni ATX-sı ilkin ATX-ya nəzərən $20\lg(1+K_{u0}\beta_{\text{ə.r}})$ qədər, yəni 20 dB aşağı sürüşmüş olur.



Şəkil 1.15. Mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi halında gücləndiricinin loqarifmik ATX-si

Buraxma zolağının genişlənməsini fiziki olaraq aşağıdakı kimi aydınlaşdırmaq olar. Əvvəldə göstərildiyi kimi, mənfi əks əlaqə dövrəsinə malik gücləndiricinin güclənmə əmsalının azalmasının səbəbi onun giriş gərginliyinin $u_{gir\Sigma} = u_{gir0} - \beta_r \cdot u_{qı}$ real qiymətinin azalması ilə əlaqədardır. Tezliyin artması ilə K_u kəmiyyətinin azalması gücləndiricinin çıxış gərginliyinin azalmasına gətirib çıxarır. Lakin bu halda $u_{\text{ər}} = K_U u_{\text{qıx}}$ əks əlaqə gərginliyinin mütləq qiyməti də aşağı düşür. Bu gərginlik sabit giriş u_{gir0} gərginliyi halında gücləndiricinin $u_{gir\Sigma}$ giriş gərginliyinin real qiymətini artırır. Nəticədə, çıxış gərginliyi artır. Beləliklə, müəyyən tezliyə qədər K_U əmsalının azalması $u_{gir\Sigma}$ giriş gərginliyinin artması ilə müşahidə olunur ki, bu da çıxış gərginliyinin və uyğun olaraq gücləndiricinin $K_{U_{mən.ər}}$ əmsalının sabitliyini təmin edir.

Müsbət əks əlaqə halında gücləndiricinin buraxma zolağı daralır və əvvəlkindən $(1 - K_{u0}\beta_{\text{ə.r}})$ dəfə kiçik olur. Göstərilən nümunə halında gücləndiricinin yeni ATX-sı ilkin ATX-ya nəzərən $20\lg(1 - K_{u0}\beta_{\text{ə.r}})$ qədər, yəni 20 dB yuxarı sürüşmüş olur.

1.6.3. Mənfi əks əlaqənin gücləndirmənin qeyri - stabilliyinə təsiri.

Təcrübədə gücləndiricinin K gücləndirmə əmsalı zamanca qeyri-stabil olur. Buna səbəb temperaturun dəyişməsi, sxem elementlərinin parametrlərinin müxtəlifliyi, sxem elementlərinin köhnəlməsi, qida gərginliyinin dəyişməsi və s. ola bilər. Mənfi əks rabitənin daxil edilməsi gücləndirmə əmsalının stabilliyini kəskin artırmağa imkan verir. Doğrudan da, (1.33) ifadəsini K -ya görə diferensiallasaq və gücləndiricinin mənfi əks rabitəli və əks rabitəsiz hallarındakı gücləndirmə əmsalının nisbi dəyişmələrini yazsaq, görərik ki, stabillik $(1 + \beta K)$ dəfə artmış olur, yəni

$$\frac{dK_{m.w.r.}}{dK} = \frac{1}{(1+\beta K)^2}; \quad \frac{dK_{m.w.r.}}{K_{m.w.r.}} = \frac{dK(1+\beta K)}{(1+\beta K)^2 \cdot K} = \frac{dK}{K(1+\beta K)} \quad (1.36)$$

İfadədən göründüyü kimi, mənfi əks rəbitə zamanı gücləndiricinin gücləndirmə əmsalının nisbi dəyişməsi (qeyri-stabilliyi) $(1+\beta K)$ dəfə, yəni gücləndirmə əmsalının mənfi əks rəbitə zamanı azaldığı qədər artır. Odur ki, nəzərdə tutulmuş gücləndirmə əmsalını təmin edən stabil gücləndirici almaq üçün gücləndiricinin gücləndirmə əmsalını əvvəlcədən böyük götürmək lazım gəlir.

1.6.4. Mənfi əks əlaqənin giriş müqavimətinə təsiri. Əks əlaqəli gücləndiricinin giriş müqavimətinin dəyişməsi siqnalın hansı üsulla alınmasından yox, ancaq əks əlaqənin qurğunun girişinə daxil edilməsi üsulundan asılıdır. Gücləndiricinin ardıcıl mənfi əks əlaqə ilə əhatə olunmuş giriş dövrəsi şəkil 1.16a - da göstərilmişdir.

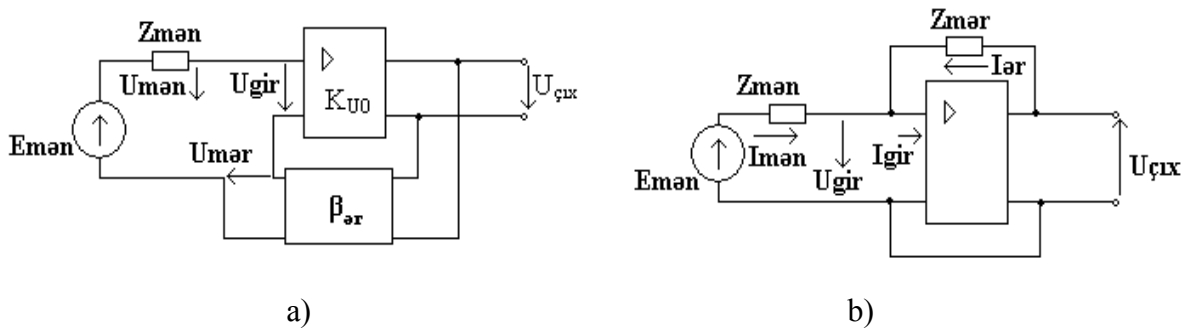
Şəkilə görə gücləndiricinin giriş müqaviməti üçün aşağıdakı ifadələri yazmaq olar:

$$Z_{gir.m.ə.r.} = U_{mənbə}/I_{gir} = (U_{gir} + U_{m.ə.r.})/I_{gir} = (U_{gir}/I_{gir})(1+U_{m.ə.r.}/U_{gir});$$

$$U_{m.ə.r.} = U_{gir}K_{u0}\beta_{ə.r.}; \quad Z_{gir.m.ə.r.} = Z_{gir.0}(1+K_{u0}\beta_{ə.r.}), \quad (1.37)$$

burada $Z_{gir.0}$ - əks əlaqəsiz gücləndiricinin giriş müqavimətidir; $(1+U_{u0}\beta_{ə.r.})$ - mənfi əks əlaqənin dərinliyi əmsalı adlanır.

Gücləndiriciyə ardıcıl mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi onun giriş müqavimətini mənfi əks əlaqənin dərinliyi əmsalı dəfə artırır. Bunu fiziki olaraq belə izah etmək olar. Gücləndiriciyə ardıcıl mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi zamanı gücləndiricinin girişinə $U_{mənbə} - U_{m.ə.r.}$ gərginlik fərqi təsir edir və giriş siqnal mənbəyinin verilmiş parametrlərində onun cərəyanını azaldır.



Şəkil 1.16. Mənfi əks rəbitəyə malik gücləndiricinin struktur sxemi:
a) ardıcıl; b) paralel

Həqiqətən $\dot{I}_{mənə} = \dot{I}_{gir} = (E_{mənə} - U_{mənə}) / Z_{mənə}$ olduğundan, $U_{m.ə.r.}$ gərginliyinin artması ilə $\dot{I}_{mənə}$ azalır və ekvivalent olaraq gücləndiricinin giriş müqaviməti $Z_{gir.m.ə.r.}$ artır.

Gücləndiriciyə müsbət əks əlaqənin daxil edilməsi isə əksinə, giriş müqavimətini azaldır. Müsbət əks əlaqə gərginliyi giriş siqnal mənbəyinin gərginliyi ilə cəmlənərək giriş cərəyanını artırır, bu isə öz növbəsində giriş müqavimətini azaldır.

Gücləndiriciyə paralel mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi sxemi şəkil 1.16,b - də göstərilmişdir. Paralel mənfi əks əlaqə zamanı gücləndiricinin girişində əks əlaqə gərginliyi və giriş siqnal mənbəyinin gərginliyi cəmlənir. Əks əlaqə rezistoruna $Z_{m.ə.r.}$ gərginliklərin $U_{gir} + U_{çix}$ cəmi təsir edir və $\dot{I}_{ə.r.}$ cərəyanı işarəsini dəyişir. Odur ki, gücləndiricinin giriş müqaviməti üçün

$$Z_{gir.m.ə.r.} = U_{gir} / \dot{I}_{mənə} ;$$

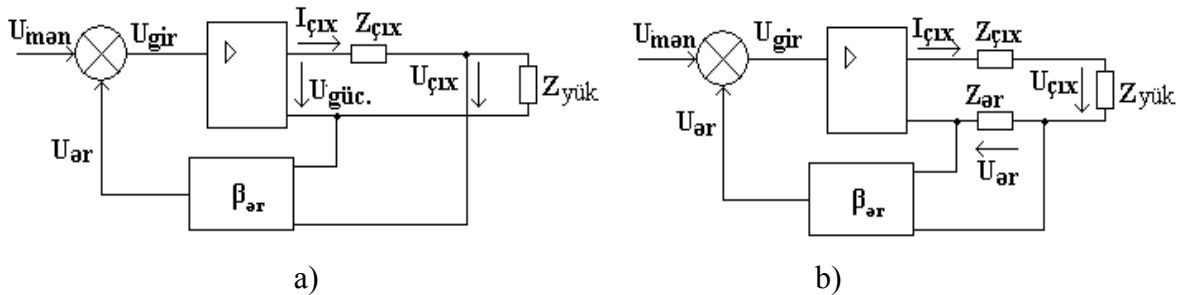
$$\begin{aligned} \dot{I}_{mənə} &= \dot{I}_{gir} + \dot{I}_{m.ə.r.} = U_{gir} / Z_{gir0} + (U_{gir} + U_{çix}) / Z_{m.ə.r.} = \\ &= U_{gir} / Z_{gir0} + U_{gir} (1 + K_{u0}) / Z_{m.ə.r.} = U_{gir} [Z_{gir0} (1 + K_{u0}) + Z_{m.ə.r.}] / Z_{gir0} Z_{m.ə.r.} \end{aligned}$$

ifadəsini alırıq. Bu halda

$$Z_{gir.m.ə.r.} = Z_{gir0} Z_{m.ə.r.} / [Z_{gir0} (1 + K_{u0}) + Z_{m.ə.r.}] \quad (1.38)$$

alırıq. Göründüyü kimi, paralel mənfi əks əlaqə gücləndiricinin giriş müqavimətini azaldır. Fiziki olaraq bu onunla izah olunur ki, paralel mənfi əks əlaqə daxil edilməsi giriş siqnal mənbəyindən götürülən cərəyanı, əks əlaqə dövrəsindən axan cərəyan hesabına artırır.

1.6.5. Mənfi əks əlaqənin çıxış müqavimətinə təsiri. Əks əlaqəli gücləndirici qurğunun çıxış müqaviməti əks rabitə siqnalının daxil edilməsi qaydasından yox, götürülməsi qaydasından asılıdır. Gücləndirici qurğuya gərginliyə görə mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi halına baxaq (şək. 1.17a).



Şəkil 1.17. Mənfi əks əlaqəyə malik gücləndiricinin struktur sxemi:
a) çıxış gərginliyinə görə; b) çıxış cərəyanına görə.

Şəkil 1.17,a - da verilən sxemə nəzərən

$$Z_{\text{çu.m.r.}} = \left| \Delta U_{\text{çu}} \right| / \Delta I_{\text{çu}} ;$$

$$\Delta U_{\text{çix}} = \Delta U_{\text{güc.}} - \Delta I_{\text{çix}} Z_{\text{çix.0}} ;$$

$$\Delta U_{\text{güc.}} = K_{u0} \Delta U_{\text{gir}} = K_{u0} (-\beta_{\text{ə.r.}} \Delta U_{\text{çix}})$$

və ya

$$\Delta U_{\text{çix}} = - \Delta I_{\text{çix}} Z_{\text{çix.0}} / (1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}}).$$

yazmaq olar.

İfadədəki mənfi işarə $\Delta I_{\text{çix}}$ yük cərəyanının müsbət artımının gücləndiricinin çıxış gərginliyinin əks işarə ilə dəyişməsinə səbəb olduğunu göstərir. Başqa sözlə, gücləndiricinin çıxış xarakteristikası azalan (mənfiləşən) xarakter daşıyır. Sonrakı mülahizələrdə çıxış müqavimətinin mütləq qiymətindən istifadə olunacaq, yəni «-» işarəsi atılır. Odur ki,

$$Z_{\text{çix.m.ə.r.}} = Z_{\text{çix.0}} / (1 + K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}}) \quad (1.39)$$

yazmaq olar.

Bu ifadədən görünür ki, gücləndiriciyə çıxış gərginliyin görə mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi onun çıxış müqavimətini mənfi əks əlaqənin (Mən.Ə.Ə.) dərinlik əmsalı dəfə azaldır. Doğrudan da, istənilən mən.ə.ə. əks əlaqə signalını almaq üçün istifadə olunan parametrin qiymətini dəyişməz saxlamağa çalışır. Odur ki, çıxış gərginliyinə görə mənfi əks əlaqə xarici həyəcanlanma zamanı, məsələn, çıxış cərəyanının dəyişməsi zamanı gücləndiricinin çıxış gərginliyinin qiymətini dəyişməz saxlamağa çalışır. Bu, gücləndiricinin çıxış müqavimətinin azalmasına ekvivalent olur.

Çıxış gərginliyə görə müsbət əks əlaqə zamanı

$$Z_{\text{çix.ə.r.(+)}} = Z_{\text{çix.0}} / (1 - K_{u0} \beta_{\text{ə.r.}}) \quad (1.40)$$

yazmaq olar.

Buradan görünür ki, müsbət əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalı artdıqda, çıxış müqaviməti əvvəlcə sonsuzluğa tərəf artır, sonra isə $\beta_{\text{ə.r.}} > 1/K_{u0}$ halında işarəsini dəyişir və mənfi olur.

Gücləndiriciyə çıxış cərəyanına görə mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi halına baxaq. Şəkil 1.17, b-də verilən sxemə görə çıxış cərəyanının dəyişməsi ilə

gücləndiricinin giriş gərginliyinin dəyişməsi üçün aşağıdakı ifadəni yazmaq olar:

$$\Delta U_{gir} = - \Delta U_{m.ə.r.} = - \Delta \dot{I}_{çix} Z_{ə.r.} \beta_{ə.r.}$$

Müəyyən çevrilmədən sonra

$$\Delta \dot{I}_{çix} Z_{ə.r.} \beta_{ə.r.} K_{u0} = \Delta \dot{I}_{çix} Z_{çix.0} + \Delta U_{çix}$$

yazmaq olar. Buradan

$$Z_{çix.m.ə.r.} = Z_{ə.r.} \beta_{ə.r.} K_{u0} + Z_{çix.0} \quad (1.41)$$

Beləliklə, çıxış cərəyanına görə mənfi əks əlaqənin daxil edilməsi gücləndiricinin çıxış müqavimətini artırmış olur.

Yük cərəyanına görə müsbət əks əlaqə ilə əhatə olunmuş gücləndiricinin çıxış müqaviməti azalır və əks əlaqə dövrəsinin parametrlərinin müəyyən qiymətlərində mənfi qiymət ala bilər. Bu, gücləndiricinin çıxış xarakteristikasının artan xarakter daşdığına dəlalət edir. Çıxış cərəyanının artması çıxış gərginliyinin artması ilə müşahidə olunur.

1.6.6. Mənfi əks əlaqənin qeyri-xətti təhriflərə təsiri. Qeyd edildiyi kimi, gücləndiricinin vacib xarakteristikalarından biri amplitud xarakteristikasıdır və bu xarakteristika ideal hala yaxınlaşdıqca, siqnal da bir o qədər az təhrif olunur və gücləndiricinin dinamik diapazonu genişlənir. Gücləndiriciyə mənfi əks əlaqə daxil edilməsi onun amplitud xarakteristikasını xəttləşdirir, dinamik diapazonu genişləndirir, xüsusi maneələrin səviyyəsini azaldır və siqnalın qeyri-xətti təhriflərini azaldır.

Siqnalın qeyri-xətti təhrifləri, adətən böyük giriş gərginliklərinin təsiri zamanı yarandığından, bu tip təhriflər, əsasən səs tezlikli gücləndiricinin çıxış kaskadlarında baş verir.

Fərz edək ki, əks əlaqə dövrəsi olmayan gücləndiricinin girişinə elə səviyyəli harmonik siqnal təsir edir ki, yaranan qeyri-xətti təhriflər nəticəsində çıxış siqnalında yüksək harmonik toplananlar (təşkiledicilər) yaranır. Gücləndiriciyə mənfi əks əlaqə daxil edildikdə, əks əlaqə gərginliyi $U_{m.ə.r.}$ çıxış gərginliyinin $U_{çix}$ bir hissəsi olduğundan əks əlaqə gərginliyinin də tərkibində çıxış siqnalının harmonik toplananları olacaqdır. Mənfi əks əlaqə gərginliyi gücləndiricinin giriş gərginliyini azaltdığından ($U_{gir}^1 = U_{gir} - U_{m.ə.r.}$) çıxış siqnalının bütün harmonik toplananları da azalacaqdır. Çıxış siqnalının birinci harmonikasının səviyyəsini əks əlaqəsiz halında olan səviyyəyə qədər çatdırmaq üçün U_{gir} giriş gərginliyini $(1 + \beta_{ə.r.} K)$ dəfə artırmaq lazımdır. Giriş siqnalı

harmonik olduğundan, mənfi əks əlaqəli gücləndiricidə U_{gir} gərginliyini artırıqda çıxış signalında yüksək harmonikaların səviyyəsi artmır, yalnız birinci (əsas) harmonikanın səviyyəsi artır. Beləliklə, mənfi əks əlaqə daxil edilməsi ilə qeyri-xətti təhriflər azalır.

Mənfi əks əlaqəli gücləndiricidə harmonika əmsalı $K_{H.ə.r.}$

$$K_{H.e.r} = \frac{K_H}{(1 + \beta_{e.r} \cdot K_u^*)} \quad (1.42)$$

olur. Burada K_H - əks əlaqəsiz gücləndiricidə harmonika əmsalıdır. K_u^* - əks əlaqəsiz gücləndiricidə gərginliyə görə güclənmə əmsalıdır.

Mənfi əks əlaqənin gücləndiricinin əsas parametrlərinə olan təsirlərini aşağıdakı cədvəldə verilmiş müqayisəli təhlillə yekunlaşdırmaq olar.

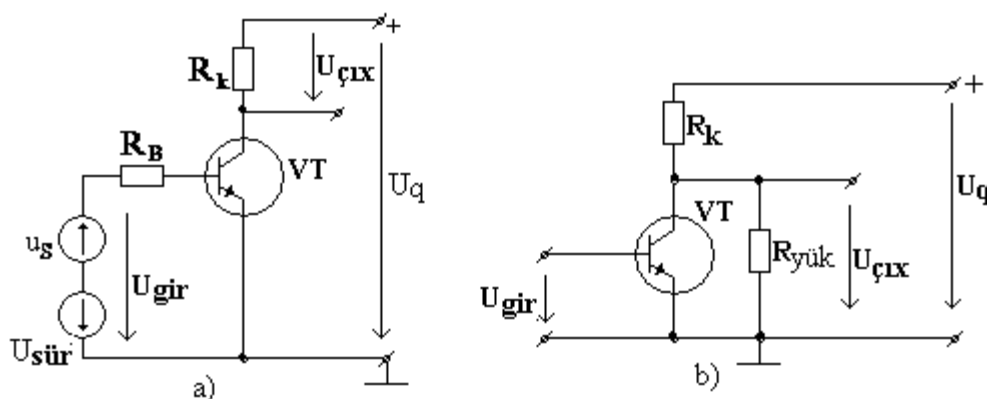
Cədvəl 1.1

Əks rabitənin növləri	Gücləndiricinin parametrləri						Üstünlüyü
	R_{gir}	$R_{çix}$	K_u	K_H	M	φ	
Gərginliyə görə paralel	Azalır	azalır	azalır	azalır	Azalır	azalır	$R_{yük}$ dəyişərkən çıxış gərginliyinin stabilləşdirilməsi
Gərginliyə görə ardıcıl	artır	azalır	azalır				
Cərəyana görə paralel	artır	artır					
Cərəyana görə ardıcıl	azalır	artır	azalır	azalır	Azalır	azalır	
Qarışıq	Hansı növün üstün olmasından asılıdır						

Fəsil 2. TRANZİSTORLU GÜCLƏNDİRİCİLƏRİN SXEMOTEXNİKASI

2.1. Ümumi emitterli sxem üzrə yaradılan gücləndirici kaskadlar

Gücləndirici qurğuların yaradılmasında ümumi emitterli kaskadlardan geniş istifadə edilir. Belə kaskadlarda yükün qoşulması iki üsulla yerinə yetirilə bilər. Birinci üsulda yük elementi kimi kollektor dövrəsinə qoşulmuş aktiv R_k rezistorundan istifadə edilir (şəkil 2.1,a). Bu halda kaskad ardıcıl struktur sxemə malik olur. İkinci üsulda yük elementi tranzistorun kollektor-emitter keçidinə paralel qoşulur (şəkil 2.1,b). Bu halda kaskad paralel struktur sxemə malik olur.



Şəkil 2.1. a) gücləndirici kaskadın (pillənin) ümumiləşmiş sxemi,
b) xarici yükə malik gücləndirici kaskad

Yükün qoşulma üsullarının fərqli olması kaskadın xüsusiyyətlərinin də fərqlənməsinə səbəb olur. Birinci üsulda giriş və çıxış siqnallarının fazaları üst-üstə düşür. Belə kaskad qeyri-invers kaskad adlanır və bu kaskad üçün

$$U_{çix} = i_k R_k \quad (2.1)$$

olur. İkinci üsulda giriş və çıxış siqnallarının fazaları 180^0 fərqlənir. Belə kaskad invers kaskad adlanır və bu kaskad üçün çıxış gərginliyinin sxem elementləri ilə əlaqəsi aşağıdakı kimi ifadə olunur:

$$U_{çix} = \frac{U_0 - i_k R_k}{1 + R_k / R_y} \quad (2.2)$$

Baza dövrəsinə qoşulan R_B rezistoru ballast müqavimət adlanır və kaskadın giriş xarakteristikasını xəttiləşdirmək üçün nəzərdə tutulur. Məlumdur

ki, tranzistorun giriş müqaviməti V_{AX} – nın başlanğıc hissəsində kəskin qeyri-xətti xarakterə malikdir. Odur ki, giriş gərginliyinin bərabər artımı, i_B baza cərəyanının müxtəlif artımlarına səbəb olur. Bu isə, nəticə olaraq çıxış cərəyanının uyğun dəyişməsinə gətirib çıxarır:

$$i_k = i_B h_{21e} = h_{21e} U_{gir} / R_{gir} ; \quad (2.3)$$

Burada h_{21e} - ümumi emitterli sxemin cərəyanına görə ötürmə əmsalıdır.

Ballast müqavimətin qiyməti $R_B \gg R_{gir}$ şərtindən seçilir. Bu bərabərsizlik nə qədər sərt yerinə yetirilərsə, giriş gərginliyinin verilmiş qiymətində kaskadın giriş xarakteristikasının xəttiliyi bir o qədər artmış olur. Bu halda

$$i_k = i_B h_{21e} = h_{21e} U_{gir} / (R_B + R_{gir}) = h_{21e} U_{gir} / R_B \quad (2.4)$$

olur.

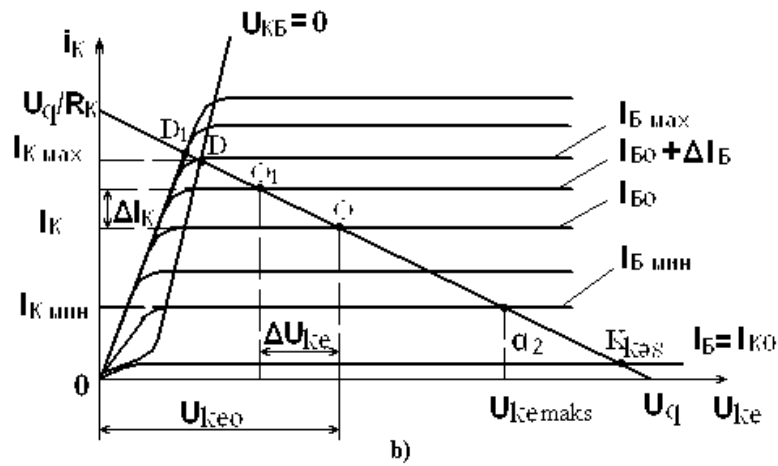
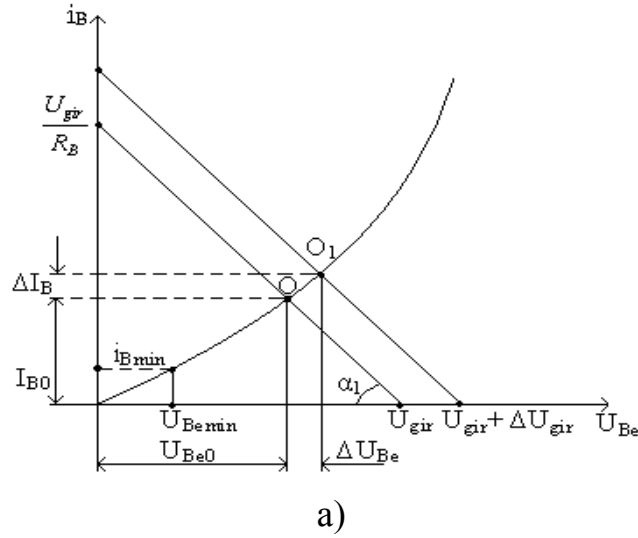
Sxemə R_B müqavimətinin daxil edilməsi kaskadın güclənmə əmsalını aşağı salır və bu azalma $R_B \gg R_{gir}$ bərabərsizliyinin sərtləşməsi ilə artır. Buna səbəb R_B müqavimətinin artması ilə bilavasitə baza-emitter keçidinə verilən giriş gərginliyinin azalmasıdır (giriş gərginliyinin bir hissəsi R_B müqavimətində ayrılır).

Gücləndirici qurğuların təhlilinin aparılması tranzistorun giriş və çıxış xarakteristikalarının kəsişməsi üsulundan istifadə etdikdə daha münasib olur. Bu halda R_k rezistorunda ayrılan gərginliyin çıxış gərginliyi olduğu nəzərdə tutulur. Tranzistorun giriş xarakteristikasında (şək. 2.2,a) cərəyan və gərginlik oxlarını U_{gir} / R_B və $U_{gir} = U_{siq} + U_{sür}$ nöqtələrində kəsən yük xəttini qururuq. Bu xəttin meyliyi R_B müqaviməti ilə $\text{ctg } \alpha_1 = R_B$ kimi təyin edilir.

Tranzistorun çıxış xarakteristikasında da yük xəttini qururuq. Bu xəttin meyliyi R_k müqaviməti ilə $\text{ctg } \alpha_2 = R_k$ kimi təyin edilir (şəkil 2.2,b). Bu xətt cərəyan və gərginlik oxlarını U_q / R_k və U_q nöqtələrində kəsir.

Əgər U_{gir} və U_q gərginlikləri sabitdirlərsə, onda baza və kollektor cərəyanları da sabit qalacaqlar. Tranzistorun baza (giriş) və kollektor (çıxış) dövrlərindən i_{B0} və i_{k0} sükunət cərəyanları axacaqdır. Bu cərəyanlara U_{Be0} və U_{ke0} sükunət gərginlikləri uyğun gəlir və onları “O” sükunət nöqtəsinin

tranzistorun uyğun xarakteristikalarındakı kəsişmələrinin gərginlik oxundakı proyeksiyaları kimi təyin etmək olar.



Şəkil 2.2. Gücləndirici kaskadın giriş a) və çıxış b) xarakteristikaları

Fərz edək ki, kaskadın giriş gərginliyi ΔU_{gir} qədər artıb. Bu, gərginlik oxunun yük xətti ilə kəsişmə nöqtəsini sağa tərəf ΔU_{gir} qədər sürüşdürəcəkdir (şək. 2.2,a). Baza cərəyanı və baza-emitter gərginliyi müsbət ΔI_B və ΔU_{Be} artımlarını alacaqdır. Uyğun olaraq kollektor cərəyanı və kaskadın çıxış gərginliyi ($\Delta U_{çu} = \Delta U_{ke}$) də müsbət artımlar alacaqlar (şəkil 2.2,b, “O₁” nöqtəsi). Alınan yeni rejim, sxemdə O₁ sükunət nöqtəsi ilə xarakterizə olunacaqdır.

Beləliklə, baxılan sxemdə giriş gərginliyinin istənilən dəyişməsi çıxış gərginliyinin mütənasib dəyişməsinə səbəb olur. Kəmiyyətə bu dəyişmə

kaskadın gərginliyə görə güclənmə əmsalı ilə təyin edilir. Yuxarıda göstərilən şərtlər daxilində güclənmə əmsalının sxemin parametrlərindən olan asılılığını təyin edək. Məlumdur ki,

$$K_{u_k} = \Delta U_{\text{çu}} / \Delta U_{\text{gir}} .$$

Baxılan sxem üçün $h_{21e} = h_{22e} = 0$ olduğunu (daxili əlaqə yoxdur və çıxış müqaviməti sonsuz böyükdür) qəbul edərək

$$\Delta U_{\text{çix}} = \Delta U_{ke} = h_{21e} \Delta I_B R_k$$

$$\Delta U_{\text{gir}} = \Delta U_{Be} = \Delta I_B R_{\text{gir}}$$

Qiyətlərini təyin edirik. Bu halda

$$K_{u_k} = h_{21e} R_k / R_{\text{gir}}$$

olur. Bu ifadədə kaskadın giriş dövrəsindəki ballast müqavimət R_B nəzərə alınmamışdır. R_B rezistoru tranzistorun giriş müqaviməti ilə birlikdə kaskadın ümumi güclənmə əmsalını azaldan əlavə gərginlik bölücü dövrə yaradır. Bunu nəzərə almaqla, kaskadın sabit cərəyana görə güclənmə əmsalı olan yekun güclənmə əmsalını K_{u0} aşağıdakı kimi yaza bilərik:

$$K_{u0} = K_{uk} K_{b.l} = h_{21e} R_k / (R_B + R_{\text{gir}}) \quad (2.5)$$

Burada $K_{böl} = R_{\text{gir}} / (R_B + R_{\text{gir}})$ giriş gərginlik bölücüsünün ötürmə əmsalıdır.

Deyilənlərə əsasən, ÜE-li kaskadın (şəkil 2.1a) giriş və çıxış müqavimətləri üçün aşağıdakı ifadələri yazmaq olar:

$$\begin{aligned} R_{\text{gir}} &= R_B + R_{\text{gir}} \approx R_B; \\ R_{\text{çu}} &= R_{\text{çu.tr}} = 1 / h_{22e}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

burada $R_{\text{çu.tr}}$ - tranzistorun çıxış müqavimətidir .

Əgər yük gücləndirici kaskadın çıxışına qoşularsa (şəkil 2.1b), kaskadın çıxış müqaviməti üçün ifadə dəyişəcəkdir. Qida gərginlik mənbəyinin ideal olduğunu nəzərə almaqla

$$R_{\text{çix}} = R_{\text{çix.tr.}} \cdot R_k / (R_{\text{çix.tr.}} + R_k) \approx R_k$$

yazmaq olar.

2.1.1. Gücləndirici kaskadların güclənmə rejimləri (sinifləri). Sıqnal U_{siq} və sürüşmə $U_{\text{sür}}$ gərginliklərinin qiymət və işarəsindən asılı olaraq gücləndirici kaskadda bir neçə iş rejimi mümkündür. Bu rejimlər güclənmə sinifləri adlanır.

Güclənmənin A sinfi (rejimi). Kaskadın giriş sıqnalının dəyişməsinin tam dövrü ərzində tranzistorun çıxış dövrəsindən cərəyanın axması halına uyğun iş rejimi güclənmənin «A» sinfi adlanır. Bu rejimin xarakter cəhəti $\Delta I_k < I_{k0}$ şərtinin ödənilməsi vacibliyidir. Bu şərti ödəmək üçün sürüşmə gərginliyi $U_{\text{sür}}$ müsbət və sıqnal gərginliyinin maksimum qiymətindən böyük olmalıdır. Bu rejimdə çıxış sıqnalının amplitudunun maksimum qiyməti $U_q/2$ qiymətinə yaxındır. Bunun üçün $U_{ke0} = U_q/2$ və ya $I_{k0} = U_q/2R_k$ olmalıdır.

Kaskadın xarakteristikalarından istifadə edərək sürüşmə gərginliyini və təhriflərin minimum şərti halında çıxış sıqnalının amplitudunun maksimum qiymətinin alınmasını təmin edən giriş sıqnalının yol verilən dəyişmə diapazonunu təyin etmək olar. Bundan ötrü, şəkil 2.2,a-da verilən xarakteristikada tranzistorun giriş xarakteristikasının xətti hissəsinin başlanğıcına uyğun olan baza cərəyanı ($I_{b\text{min}}$) tapılır. Tranzistorun çıxış xarakteristikaları toplusundan (ailəsindən) (şəkil 2.2,b) və yaxud $i_k = i_B h_{21e} = h_{21e} U_{\text{gir}} / R_{\text{gir}}$ ifadəsindən istifadə edərək, tranzistorun kollektor cərəyanı və tapılmış $I_{B\text{min}}$ ($I_{k\text{min}}$ və $U_{ke\text{maks}}$) cərəyanına uyğun U_{ke} gərginliyi təyin edilir. Bu xarakteristikaların köməyi ilə, həmçinin tranzistorun aktiv və doyma iş rejimlərinin sərhədinə uyğun (yük xəttinin $U_{kb}=0$ xarakteristikası ilə kəsişən D nöqtəsi) kollektor cərəyanının maksimum qiyməti $I_{k\text{maks}}$ təyin edilir.

Kollektorun axtarılan sükunət cərəyanı tapılmış kollektor cərəyanlarının cəminin yarısına

$$I_{k0} = (I_{k\text{min}} + I_{k\text{maks}}) / 2 ,$$

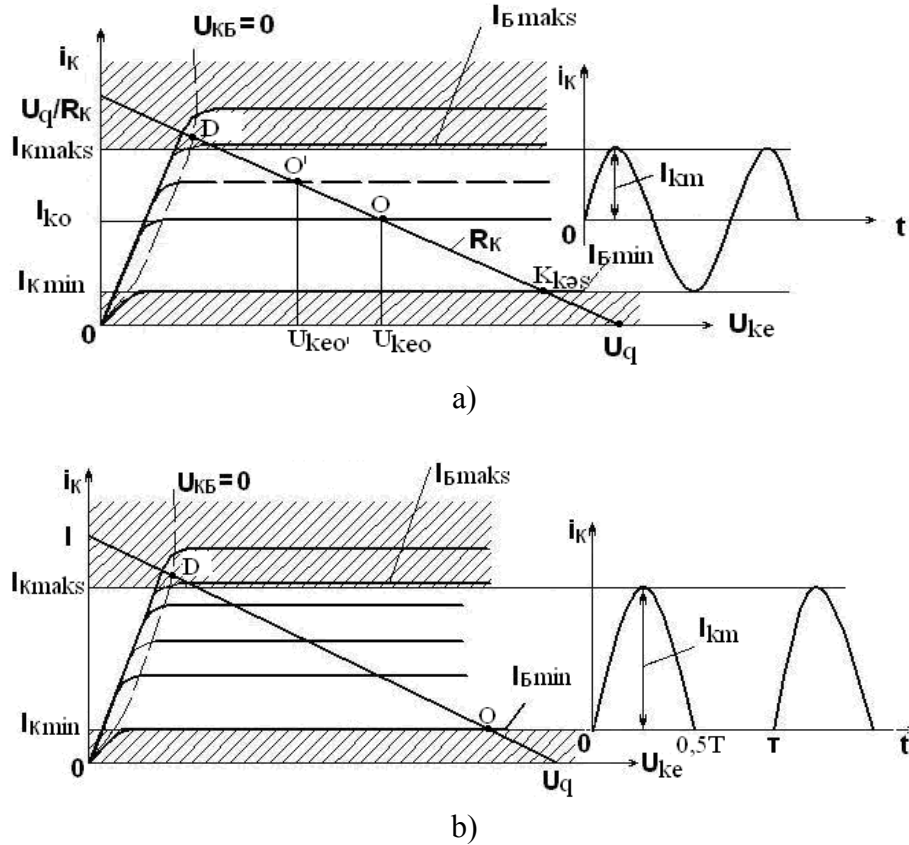
çixış cərəyanının amplitudunun maksimum qiyməti isə bu qiymətlərin fərqinin yarısına bərabər olacaqdır:

$$\Delta I_{k\text{maks}} = (I_{k\text{maks}} - I_{k\text{min}}) / 2 .$$

Tapılmış I_{k0} və I_{kmaks} qiymətlərinə görə məlum h_{21e} qiyməti üçün I_{B0} , ΔI_{Bmaks} , U_{B0} və ΔU_{Bmaks} kəmiyyətləri təyin edilir.

Beləliklə, güclənmənin «A» sinfi (rejimi) «O» sükunət nöqtəsinin tranzistorun çıxış dövrəsinin R_k yük xəttinin orta hissəsində yerləşməsi halına uyğun gəlir (şəkil 2.3,a).

Bu rejimdə tranzistorun aktiv oblastda işləməsi hesabına çıxış siqnalının forması giriş siqnalının formasını təkrarlayır. Tranzistor xətti oblastda işləyir. Bu isə gücləndirilən siqnalın minimal qeyri-xətti təhriflərə məruz qalmasını təmin edir. Güclənmənin «A» sinfində F.İ.Ə. aşağı və nəzəri olaraq 0,5-dən (50%-dən) çox olmur. Bu, giriş siqnalından asılı olmayaraq, R_k dövrəsində sabit I_{k0} cərəyanının olması ilə izah olunur. Bu halda tranzistorda $P_{ko} = I_{k0} U_{ko}$ gücü səpələnir. «A» sinfi əsasən, az güclü (ilkin) kaskadlarda tətbiq edilir.



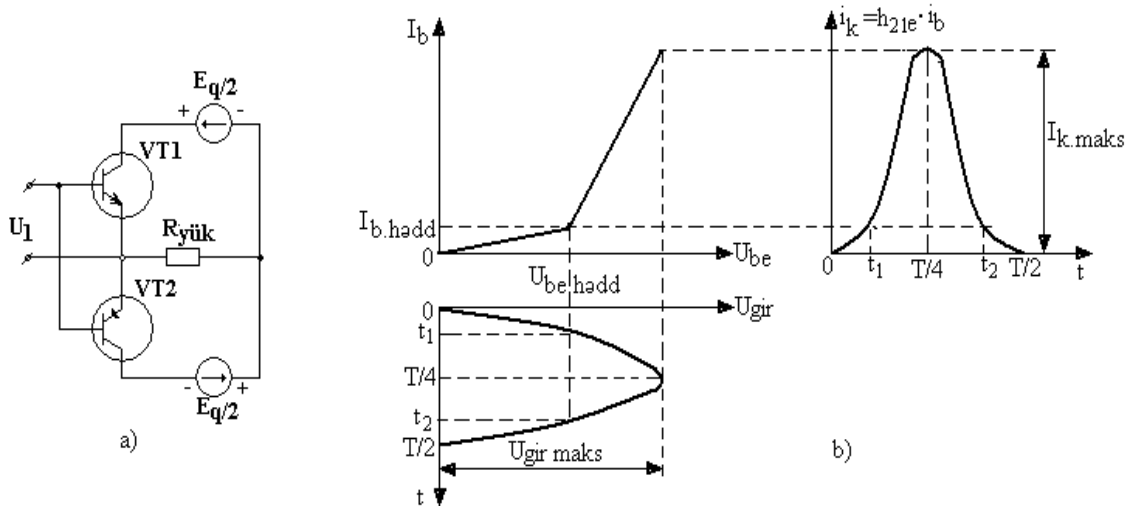
Şəkil 2.3. Gücləndirici kaskadın çıxış xarakteristikaları:
a) A güclənmə rejimi halında, b) B güclənmə rejimi halında

Güclənmənin «B» sinfi (rejimi). Güclənmənin «B» sinfi halında giriş siqnalının yarım period ərzində dəyişməsi zamanı tranzistorun çıxış dövrəsindən cərəyan axır. Bu rejim $U_{sür} = 0$ halına uyğun gəlir. Bu halda $I_{ko} = I_{kmin} \approx 0$

və $U_{keo} = U_q - I_{k \min} R_k \approx U_q$ olur (şəkil 2.3,b). Tranzistor kəsmə rejimində olduğundan $u_{siq}=0$ halında səpələnmə gücü sifira bərabər olur.

Beləliklə, «B» sinfi halında sükunət nöqtəsi “O” yük xəttinin aşağı hissəsində yerləşmiş olur (şəkil 2.3,b). Bu baza cərəyanının I_{b0} mümkün qədər kiçik olmasını təmin edir ki, bu da sükunət rejimində tranzistorda səpələnmə gücün azalması hesabına kaskadın enerji göstəricilərinin kifayət qədər yaxşılaşmasına səbəb olur. «B» sinfi orta və böyük güc gücləndiricilərində tətbiq edilir. F.İ.Ə bu rejimdə 0,75 qiymətini ala bilər («A» rejimindən $\pi / 2$ dəfə çox). «B» sinfində güclənmə, gücləndirilən siqnalın ancaq bir, məsələn müsbət yarımperiodunda baş verir və ona görə də çıxış i_k cərəyanı fasiləli xarakter alır. «B» rejimində kəsmə bucağı $\theta = 90^\circ$ olur.

Giriş siqnalının həm müsbət, həm də mənfi yarımperiodunda güclənməni təmin etmək üçün ikitaktlı gücləndiricilərdən istifadə edilir (şəkil 2.4).



Şəkil 2.4. «B» rejimində işləyən iki taktlı güc gücləndiricisi (a) və onun işinin zaman diaqramı (b)

Burada giriş siqnalının müsbət yarımperiodunda n-p-n tipli VT1 tranzistoru, mənfi yarımperiodunda isə p-n-p tipli VT2 tranzistoru açılır. Güclənmiş siqnal yükə hər iki yarımperiodda ötürülür. Tranzistorların parametrləri və xarakteristikaları eyni olmalıdırlar.

Belə gücləndiricinin əsas çatışmayan cəhəti çıxış gərginliyinin qeyri-xətti təhriflərinin böyük olmasıdır ki, bu da «B» sinfinin tətbiqini kəskin məhdudlaşdırır. Bu çatışmazlığı kaskada böyük olmayan sürüşmə gərginliyi $U_{sür}$ daxil etməklə aradan qaldırmaq olar. Əgər $U_{sür} = U_{Be}$ həddində olarsa, çıxış gərginliyində yaranan «pillələr» şəkilli təhriflər aradan götürülə bilər.

Güclənmənin «AB» sinfi (rejimi). Güclənmənin «AB» sinfində giriş signalının yarım perioddan böyük müddət ərzində dəyişməsi zamanı tranzistorun çıxış dövrəsindən cərəyan axır. Bu rejimdə $U_{gir} = U_{behədd} > 0$ olur. Belə iş rejimi çıxış güc gücləndirici kaskadlarda geniş tətbiq edilir və çıxış signalının təhrif olunmasını kəskin aşağı salır. Kəsmə bucağının qiyməti $\theta > 90^\circ$ olur.

Güclənmənin «C» sinfi (rejimi). Güclənmənin «C» sinfində giriş signalının yarım perioddan kiçik müddət ərzində dəyişməsi zamanı tranzistorun çıxış dövrəsindən cərəyan axır. Bu rejimdə tranzistor periodun yarısından çox müddətdə kəsmə rejimində işləyir (şəkil 2.2,b, O nöqtəsi) və onun cərəyanı sıfırdan az fərqlənir. Bu rejimdə sükunət nöqtəsi kəsmə oblastında yerləşir. Bu rejim əsasən rezonans gücləndiricilərinin çıxış kaskadlarında tətbiq olunur. Kəsmə bucağının qiyməti $\theta < 90^\circ$ olur.

Baxılan rejimlərdə maksimum giriş cərəyanı və gərginliyi aktiv və doyma rejimləri arasındakı sərhədə uyğun qiymətlərlə məhdudlaşır. Belə ki, bu rejimlərdə işçi nöqtə çıxış xarakteristikasında $K_{kəs}$ nöqtəsindən sağa, D nöqtəsindən sola yerini dəyişə bilmir. Baxılan rejimlərdə gücləndirici kaskadlarda güc itkisinə yol verilir. Bu, güclənmə prosesində gücün (gərginliyin) tənzimləyici elementlə yük arasında paylanması ilə əlaqədar meydana çıxır.

Güclənmənin «D» sinfi (rejimi). Güclənmənin «D» sinfində tranzistor açar rejimində işləyir, yəni tranzistor ancaq doyma (açıq) bə yaxud kəsmə (bağlı) rejimlərində işləyir. Göründüyü kimi, çıxış dövrəsindən axan cərəyan iki $-I_{kmaks}$ və I_{kmin} qiymətlərini ala bilər. Bu sinif gücləndiricilərin F.İ.Ə vahidə (100%-ə) yaxın olur. Bu rejimi həyata keçirmək üçün giriş gərginliyi ya $U_{Behədd}$ hədd gərginliyindən az olmalı, yaxud aktiv iş rejimi ilə doyma rejiminin sərhədinə uyğun gələn $U_{gir maks}$ gərginliyindən çox olmalıdır.

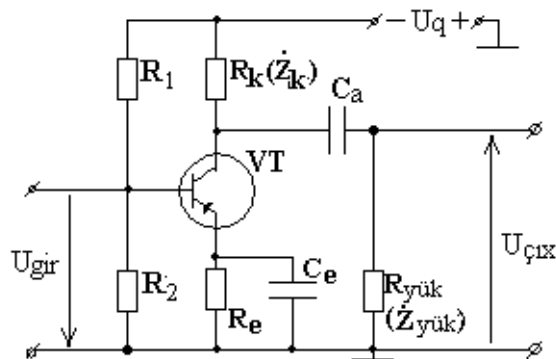
«D» sinfində tranzistor açar rejimində işlədiyindən gücləndiricinin çıxış gərginliyi həmişə düzbucaqlı impuls formasında olur və giriş signalının güclənməsi həmin impulsun bu və ya digər parametrinin (məs., davamətmə müddəti, fazası və s.) dəyişməsi ilə əlaqədardır. «D» rejimi, əsasən impuls gücləndiricilərində istifadə olunur.

2.1.2. İşçi nöqtənin seçilməsi. Dinamiki xarakteristika. Siqnalların təhrifsiz gücləndirilməsi üçün tranzistorun volt-amper xarakteristikasında işçi nöqtənin yerini düzgün seçmək lazımdır. Real sxemlərdə işçi nöqtənin yeri qida mənbəyinin gərginliyinin və sürüşmə dövrəsinin rezistorlarının (R_1 , R_2) seçilməsi ilə müəyyən edilir.

Gücləndirici adətən xətti güclənmə rejimində işlədiyindən signalın böyük qiymətləri üçün də tranzistorun parametrləri sabit qalmalıdır. Ancaq bu halda güclənmə təhrifsiz ola bilər.

Aşağı tezlik diapazonlu rezistiv gücləndirici kaskada baxaq (şəkil 2.5). Tranzistor üçün işçi nöqtəni onun statik VAX-1 ailəsində sabit cərəyana görə çıxış dinamik xarakteristikasından istifadə etməklə seçirik. Çıxış dinamik xarakteristika absis oxuna $\beta = \arctg R_k$ bucağı altında çəkilmiş yük xəttindən ibarətdir (şəkil 2.6). Yük xəttinin tənliyi, sabit cərəyan halında aşağıdakı kimi yazılır:

$$U_{ka} = U_q - \dot{I}_k R_k.$$



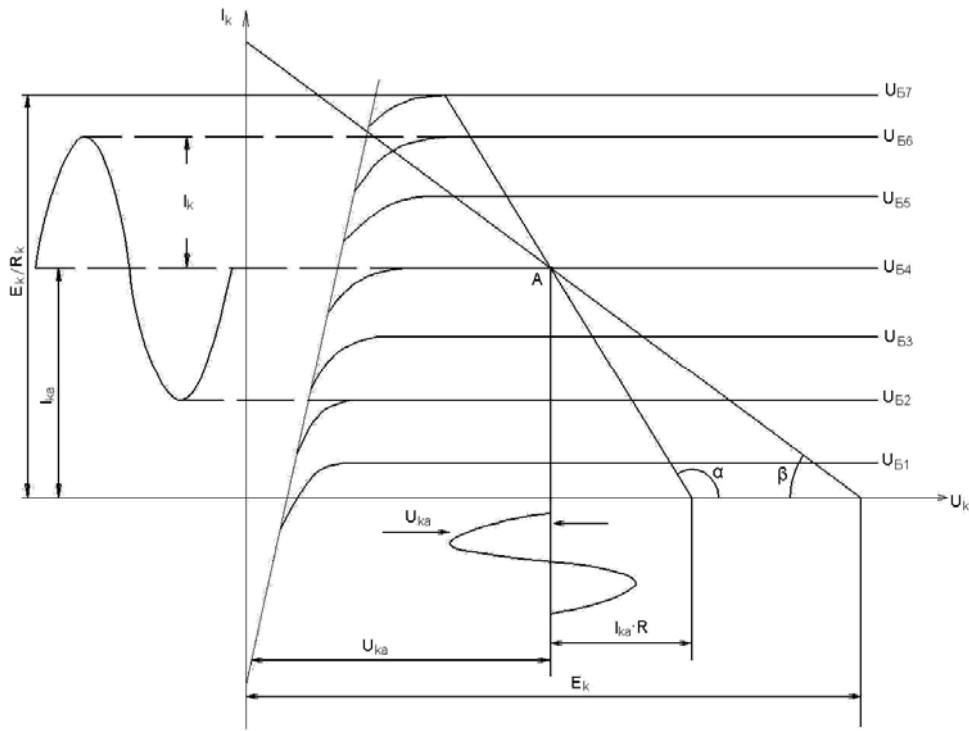
Şəkil 2.5. Aşağı tezlikli rezistiv gücləndirici kaskad

Yük xəttinin vəziyyəti, tənlikdən görüldüyü kimi, U_q və R_k kəmiyyətlərinin qiymətləri ilə təyin edilir. Yük xəttini qurmaq üçün absis oxunda $\dot{I}_k = 0$ halında $U_k = U_q$ gərginliyinə, ordinat oxunda isə $U_k = 0$ halında $\dot{I}_k = U_q / R_k$ cərəyanına uyğun nöqtələri ayırırıq. Alınmış nöqtələri birləşdirərək yük xəttini qururuq. İşçi O nöqtəsi, hesablanmış və ya seçilmiş sürüşmə gərginliyinə uyğun VAX ilə yük xəttinin kəsişmə nöqtəsi olur. Sürüşmə gərginliyi R_1 və R_2 bölücü müqavimətləri vasitəsilə təmin edilir. Kaskadın dəyişən cərəyanına görə yükü, paralel qoşulmuş $R_{yük}$ və R_k müqavimətlərindən ibarətdir:

$$R \approx R_k R_{yük} / (R_k + R_{yük})$$

Dəyişən cərəyanına görə dinamik xarakteristika da A nöqtəsindən keçir. İşçi nöqtə $U_{kO} > U_k$ və $\dot{I}_{kO} > \dot{I}_k$ şərtlərini ödəməlidir. (burada U_{kO} , \dot{I}_{kO} – signal olmadığı halda gərginlik və cərəyandır). Əks halda təhriflər yarana bilər. İşçi nöqtə həmçinin $U_{kO} + U_k < U_{k.b.b.}$ və $U_{kO} \dot{I}_{kO} < P_{k.b.b.}$ şərtlərini də ödəməlidir

(burada $U_{k.b.b.}$ və $P_{k.b.b.}$ – uyğun olaraq kollektor gərginliyinin və gücünün buraxıla bilən qiymətləridir).



Şəkil 2.6. Gücləndirici kaskadın çıxış xarakteristikası

Qeyd etmək lazımdır ki, VAX-ın temperatur qeyri-stabilliyi hesabına işçi nöqtə yük xətti boyunca yerini dəyişir. Odur ki, işçi nöqtə seçdikdə temperatur dəyişmələrini də nəzərə almaq lazımdır. İşçi nöqtə güclü siqnallar üçün seçilir. Zəif siqnallar üçün gücləndiricinin ən böyük güclənmə rejimini seçmək olar.

Tranzistorun bazasına sabit $U_{sür.}$ sürüşmə gərginliyindən başqa, dəyişən gərginlikli $U_b \cong U_b \sin \omega t$ siqnalı verdikdə kollektor cərəyanı və gərginliyi

$$\dot{I}_k = \dot{I}_{k0} + i_{k\sim}; \quad u_k = U_{k0} - i_{k\sim} R_{\sim}$$

qanunu ilə dəyişəcəkdir. İki tənliyi birləşdirsək dəyişən cərəyanı görə dinamiki xarakteristika üçün analitik ifadə almış olarıq:

$$i_k - \dot{I}_{k0} = - (u_k - U_{k0}) / R_{\sim} = (U_{k0} - u_k) / R_{\sim}$$

Alınmış ifadə O nöqtəsindən keçən və absis oxu ilə $\alpha = -\arctg(1/R_{\sim})$ bucağı əmələ gətirən düz xətti ifadə edir.

Yuxarıdakı ifadələrdən istifadə edərək bu xətti qurmaq olar. Bunun üçün həmin xəttin koordinat oxlarından biri ilə olan kəsişmə nöqtəsini müəyyən etmək kifayətdir. Təyin edilmiş nöqtə ilə işçi nöqtəni birləşdirərək dəyişən cərəyanı görə dinamiki xarakteristikasını – yük xəttini alırıq. Məsələn, $i_k = 0$

halında $i_k = I_{k0} + i_{k\sim}$ tənliyindən $i_{k\sim} = -I_{k0}$ alırıq. Bu qiyməti $u_k = U_{k0} - i_{k\sim} R_{\sim}$ ifadəsində yerinə yazdıqda

$$u_k = U_{k0} + I_{k0} R_{\sim}$$

ifadəsini almış oluruq. Odur ki, absis oxu üzrə U_{k0} nöqtəsindən sağa tərəf $I_{k0}R_{\sim}$ qiymətini ayırıraq və alınmış parçanın sonu ilə işçi nöqtəni birləşdirərək yük xəttini qururuq.

2.1.3. İşçi nöqtənin stabilləşdirilməsi üsulları. Ümumi emitterli gücləndirici kaskadın parametrləri xarici təsirlərdən kəskin asılı olur. Xarici təsirlərə ətraf mühitin temperatur dəyişməsinə, qida gərginliyinin dəyişməsinə, yük müqavimətinin dəyişməsinə və s. aid etmək olar. Bütün bu təsirlər kollektor cərəyanının dəyişməsinə və beləliklə də, gücləndirici kaskadın çıxış gərginliyinin dəyişməsinə səbəb olur. Bu dəyişmələr gücləndiricinin sıfır dreyfi anlayışı ilə xarakterizə olunur.

«Sıfır dreyfi» gücləndiricinin giriş signalının təsirindən asılı olmayan, lakin müxtəlif xarici faktorların təsiri nəticəsində sxem elementlərinin iş rejimlərinin dəyişməsi ilə əlaqədar olaraq çıxış gərginliyinin və ya cərəyanının dəyişməsinə deyilir.

Xarici təsirlər tranzistorun sükunət cərəyanını dəyişməklə gücləndiricini təyin olunmuş iş rejimindən çıxarır. Bu səbəbdən sükunət cərəyanını təyin edən işçi nöqtənin stabilləşdirilməsi mühüm əhəmiyyət kəsb edir. Stabilləşdirmənin üç əsas üsulu mövcuddur: termokompensasiya, parametrik stabilləşdirmə və mənfəət əks rəbitə dövrəsinin daxil edilməsi ilə stabilləşdirmə.

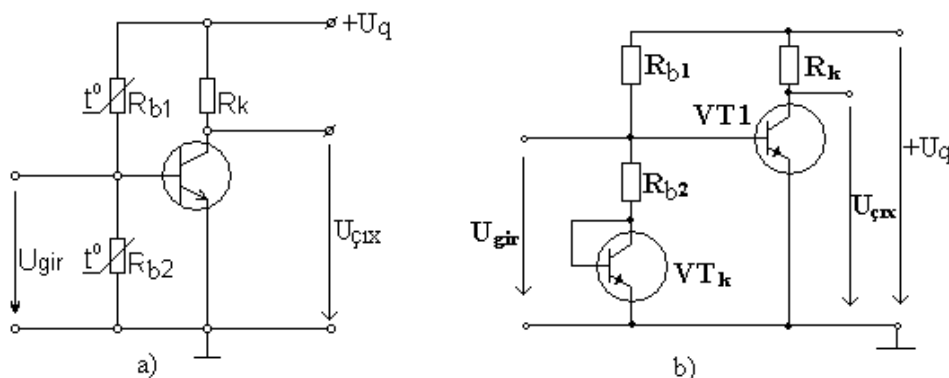
Termokompensasiya üsulu gücləndirici kaskadın kənar təsirlərdən konstrüktor və sxem texnikası vasitələrinin köməyi ilə təcrid edilməsinə əsaslanmışdır. Məsələn, əsas kənar təsir ətraf mühitin temperaturunun dəyişməsi olarsa, bu halda dəyişmələrə daha həssas olan gücləndirici kaskad konstrüktiv cəhətdən müstəqil düyün kimi ayrılır və bu kaskad üçün temperatur məcburi olaraq dəyişməz saxlanılır. Bu üsula, həmçinin qida gərginliyinin stabil saxlanmasını, stabil parametrlərə malik elementlərdən istifadə edilməsini və s. aid etmək olar.

Parametrik stabilləşdirmə üsulu tranzistorlu gücləndirici kaskadlarda xarakteristikaları xarici təsirlərdən asılı olmayan xüsusi elementlərdən istifadə olunmasına əsaslanır. Bu elementlərin parametrlərinin dəyişməsi tranzistorlu kaskadın parametrlərinin dəyişməsinə kompensasiya etməlidir. Bu məqsədlə istifadə edilən tranzistorlu kaskadda (şəkil 2.7,a) işçi nöqtənin başlanğıc yerdəyişməsinə təmin etmək üçün xarici R_{b1} və R_{b2} müqavimət bölücündən istifadə edilmişdir. Məlumdur ki, temperaturun artması ilə tranzistorun sükunət

cərəyanı da artır. Bu, tranzistorun giriş xarakteristikasının sola sürüşməsi nəticəsində U_{be} gərginliyinin azalması ilə və h_{21e} və I_{k0} parametrlərinin artması ilə əlaqədardır. Odur ki, temperaturun artması ilə əlaqədar I_{k0} sükunət cərəyanının stabil saxlanması üçün başlanğıc sürüşmə gərginliyinin $U_{sür}$ azalması tələb olunur. Bundan ötrü bölücü dövrə elementlərindən ya R_1 müqavimətini artırmaq, ya da R_2 müqavimətini azaltmaq lazımdır. Bu məqsədlə müqavimətlərin hər ikisini dəyişdirmək də mümkündür. Giriş bölücü dövrə elementləri kimi termorezistorlardan (şəkil 2.7,a) və digər növ yarımkeçirici cihazlardan istifadə oluna bilər. Şəkil 2.7,b - də belə elementlər kimi əlavə qoşulan tranzistorun emitter keçidindən istifadə olunmuşdur. Əgər VT_k və VT_1 tranzistorlarının parametrləri eyni olarsa, U_{be} gərginliyinin dəyişməsi ilə I_{k0} sükunət cərəyanının dəyişməsi tamamilə aradan qaldırmaq olar. Bu stabilləşmə üsulu analoq İS-lərin hazırlanmasında geniş istifadə olunur.

Göstərilən hər iki üsulda ancaq bir xarici faktorun təsiri kompensasiya olunur. Məsələn, şəkil 2.7,b-də göstərilən stabilləşdirmə h_{21e} parametrinin dəyişməsi ilə əlaqədar olan I_{k0} sükunət cərəyanının dəyişməsi kompensasiya edə bilmir. Bu həll eyni zamanda qida gərginliyinin dəyişməsi nəticəsində yaranan təsirləri də aradan qaldıra bilmir. Parametrik stabilləşdirmə üsulundan istifadə kənar təsirlərin geniş diapazonda dəyişməsi zamanı tranzistorun parametrlərini stabilləşdirən elementlərin seçilməsi də çətinləşir.

Xarici əks əlaqə dövrəsinin daxil edilməsi ilə stabilləşdirmə üsulu universal stabilləşdirmə üsuludur və ancaq bir kaskadın parametrlərini stabilləşdirmək üçün yox, bütöv gücləndiricini stabilləşdirmək üçün tətbiq edilir.



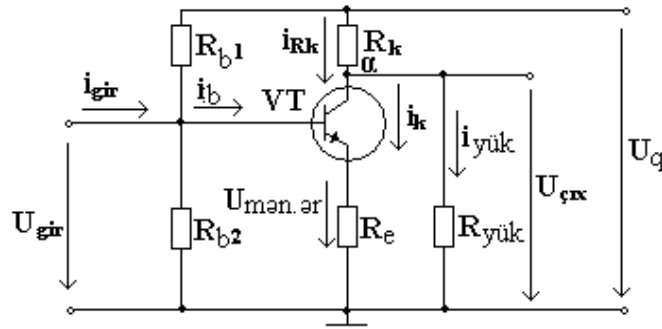
Şəkil 2.7. Termorezistorun (a) və əlavə tranzistorun (b) köməyi ilə parametrik stabilləşdirmə

2.1.4. Yüklə cərəyanına görə ardıcıl mənfi əks əlaqəyə malik kaskad. Yüklə cərəyanına görə mənfi əks əlaqəyə malik ümumi emittörli kaskadın sxemi

tranzistorun emitter dövrəsinə R_e rezistorunu daxil etməklə yaradılır (şəkil 2.8). Bu rezistordan axan emitter cərəyanı onda $U_{m.e.r} = i_e R_e$ gərginlik düşküsü yaradır. Bu gərginlik R_{b2} bölücü rezistorunda ayrılan U_{gir} giriş gərginliyi ilə cəbri olaraq toplanır. Yekun gərginlik tranzistorun emitter keçidinə verilir və mahiyyətə kaskadın giriş gərginliyi olur. Giriş və əks rəbitə gərginlikləri bir-birinin əksinə istiqamətləndiyindən əks rəbitə mənfi olur.

Emitter dövrəsinə R_e rezistorunun daxil edilməsi gücləndirici kaskadın ümumi güclənmə əmsalını aşağı salır, onun giriş və çıxış müqavimətlərini artırır, gücləndirilən siqnalın tezlik zolağını genişləndirir və həm xətti, həm də qeyri-xətti təhrifləri azaldır.

S və ya β kəmiyyətləri 5 – 10 dəfə dəyişdikdə və temperatura $+100C^0$ – yə qədər artdıqda belə bu müqavimətin köməyi ilə gücləndiricinin normal iş rejimi təmin edilir. Bu cür stabilləşmə emitter stabilləşməsi adlanır və aşağıdakı kimi izah olunur.



Şəkil 2.8. Cərəyana görə ardıcıl mən.ə.ə. dövrəsinə malik tranzistorlu kaskad

Hər hansı bir təsir nəticəsində sükunət cərəyanı dəyişdikdə, məsələn artdıqda, R_e -də düşən gərginlik də artmış olur. Artmış gərginliyin işarəsi R_1 , R_2 bölücüsündən bazaya verilən yerdəyişmə gərginliyinin işarəsinin əksinə olur. Odur ki, emitter keçidində düzünə yerdəyişmə gərginliyi azalmış olur. Buna uyğun olaraq, kollektor – emitter keçidinin müqaviməti artır və kollektor cərəyanı azalır.

Deyilənlərdən aşağıdakı iki təcrübi nəticə alınır:

- kaskada mənfi əks rəbitə dövrəsinə əlavə etməklə I_{ko} sükunət cərəyanının qeyri-stabilliyi $\Delta h_{21e} I_{B0} / h_{21e}$ qiymətindən aşağı azaldıla bilməz;

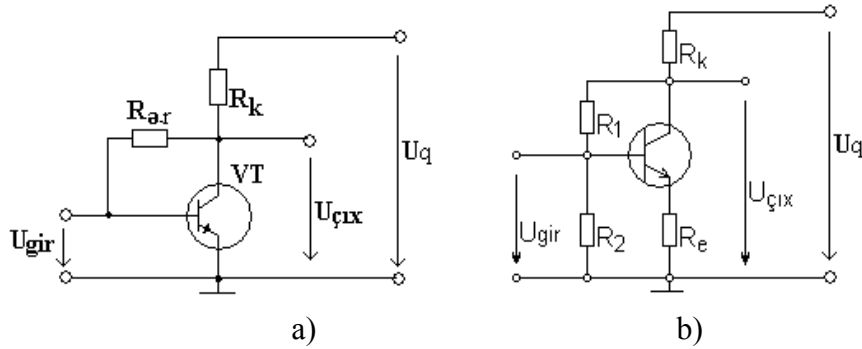
- tranzistorun ΔI_{ko} sükunət cərəyanının ilkin və tələb olunan qeyri-stabilliyini bilərək, həmişə gücləndirici kaskadın tələb olunan parametrlərini təmin etmək üçün lazım olan mənfi əks əlaqənin dərinliyini təyin etmək olar.

Real sxemlərdə qeyri-stabillik əmsalı S_i adətən 2...5 aralığında olur. Bu halda, $h_{21e} \gg 1$ və $h_{21e} \gg S_i$ olduğunu nəzərə alsaq S_i üçün aşağıdakı münasibəti yazmaq olar:

$$R_B = R_e (S_i - 1) \quad (2.8)$$

2.1.5. Çıxış gərginliyinə görə paralel mənfi əks əlaqəli kaskad. Sükunət cərəyanının stabilləşdirilməsi tranzistorun kollektor gərginliyinin stabilləşdirilməsi yolu ilə də mümkündür. Məlumdur ki, kollektor cərəyanı qiymətcə kollektor müqavimətindən axan cərəyana bərabərdir; yəni $I_{ko} = (U_o - U_{keo}) / R_k$ və yaxud artımlara keçsək $\Delta I_{ko} = \Delta U_{keo} / R_k$ olur. Bu səbəbdən, R_k kollektor müqavimətinin dəyişməz qiymətində kollektor gərginliyinin stabilləşdirilməsi, avtomatik olaraq kollektor cərəyanının stabilləşdirilməsinə gətirib çıxarır. Odur ki, tranzistorun sükunət cərəyanının stabilləşdirilməsi üçün giriş gərginliyinə görə mənfi əks əlaqə dövrəsindən istifadə etmək olar.

Şəkil 2.9 a-da tranzistorun sükunət cərəyanının stabilləşdirilməsi üçün istifadə olunan çıxış gərginliyinə görə paralel mənfi əks əlaqəyə malik kaskadın sxemi göstərilmişdir.



Şəkil 2.9. Çıxış gərginliyinə görə paralel mənfi əks əlaqəli kaskad

Kaskada belə əks əlaqənin daxil edilməsi ümumi güclənmə əmsalını aşağı salır, kaskadın giriş və çıxış müqavimətlərini azaldır, gücləndirilən siqnalın tezlik zolağını genişləndirir, xətti və qeyri-xətti təhrifləri azaldır.

Kiçik dəyişmələr zamanı kollektor stabilizasiyasından istifadə olunur (şəkil 2.9,b). Kollektor stabilizasiyası gərginliyə görə əks əlaqə hesabına əldə edilir. Bu halda R_1 , R_2 bölücüsünü qidalandıran gərginlik bilavasitə kollektoru qidalandıran gərginlik U_{qk} olmalıdır, yəni

$$U_{qk} = U_k = U_q - I_k R_k.$$

Məsələn, kollektor cərəyanı artdıqda R_k –da ayrılan gərginlik artır. Bu, kollektor gərginliyinin mütləq qiymətcə azalmasına səbəb olur. Nəticədə düzünə baza sürüşməsi və kollektor cərəyanı azalmış olur. Kollektor stabilizasiyası kollektor yükündə böyük gərginlik düşdükdə səmərəli olur. Lakin çıxışdan girişə verilən dəyişən gərginlik siqnala nəzərən əks fazalı olduğundan güclənmə əmsalı və kaskadın giriş müqaviməti azalır.

Real gücləndirici kaskadlarda giriş müqavimətinin azalması, ötürmə əmsalının daha çox azalmasına səbəb olur. Odur ki, belə sxemlərdən az istifadə olunur.

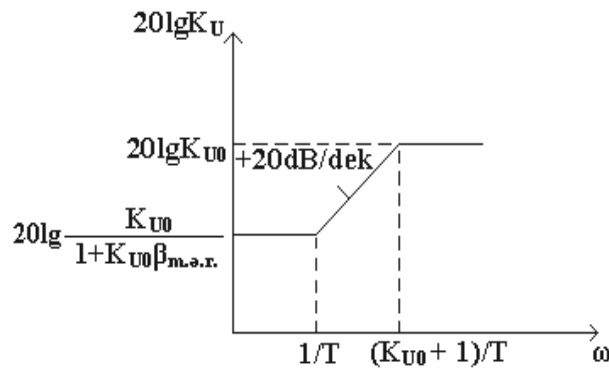
Kaskadın güclənməsinə maneçilik törədən dəyişən cərəyana görə əks əlaqəni aradan qaldırmaq üçün, adətən, R_e -yə paralel böyük tutumlu C_e kondensatoru qoşulur Burada $1/\omega C_e \ll R_e$ şərti ödənilməlidir. Nəticədə R_e rezistorunda siqnalın gərginliyinin azalmasının qarşısı alınır.

2.1.6. Əks əlaqəli kaskadların tezlik xarakteristikalarının formalaşdırılması. Tranzistorlu kaskadın parametrlərinin stabilləşdirilməsinin göstərilən üsullarının çatışmayan cəhəti güclənmə əmsalının azalmasıdır. Qeyd edildiyi kimi, lazım olan güclənmə əmsalını təmin etmək üçün kaskadların sayını artırmaq lazım gəlir, sxem mürəkkəbləşir. Göstərilən çatışmazlığı aradan qaldırmaq (kompensasiya etmək) üçün bir sıra sxem həlləri mövcuddur.

Məlumdur ki, sükunət rejiminin stabilləşdirilməsi dövrləri \dot{I}_{k0} cərəyanının və ya U_{ke0} gərginliyinin uzunmüddətli stabilliyini təmin etməlidirlər, yəni bu dövrlər həmin parametrlərin ancaq yavaş dəyişmələrini kompensasiya etməlidirlər. Məsələn, ətraf mühitin temperaturunun dəyişməsi birdən baş verə bilmədiyindən, kaskadın girişində faydalı siqnalın birdən dəyişməsi nəticəsində cərəyanın dəyişməsinin stabilləşdirməsi tələb olunmur. Odur ki, əks rabitə dövrəsi sabit və yavaş dəyişən siqnal üzrə qapanmalı, onun dəyişən hissəsi üçün açıq olmalıdır. Bunun üçün əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalı $\beta_{ə.r.}$ tezlikdən asılı olmalıdır. Əks əlaqə dövrəsi ancaq yavaş dəyişən siqnalları buraxmalı, yüksək tezlikli siqnalları isə buraxmamalıdır, yəni siqnalın tezliyinin artması ilə $\beta_{ə.r.}$ əmsalı azalmalıdır. Bu xüsusiyyətə ötürmə funksiyası olan aperiodik manqa malikdir. Aydındır ki, $\omega = 0$ olduqda $\beta_{ə.r.} = \beta_{ə.r.0}$, $\omega \rightarrow \infty$ olduqda isə $|\beta_{ə.r.}| \rightarrow 0$ olur. $\beta_{ə.r.}$ əmsalının yuxarıdakı qiymətini əks rabitəli gücləndiricinin ötürmə əmsalında yerinə yazsaq gücləndirici kaskadın ötürmə funksiyasını alarıq :

$$W(p) = K_{u0} / [1 + K_{u0} \beta_{ə.r.0} / (Tp + 1)] = \frac{K_{u0}}{K_{u0} \beta_{ə.r.} + 1} \cdot \frac{Tp + 1}{[Tp(K_{u0} \beta_{u0} + 1)] + 1} \quad (2.9)$$

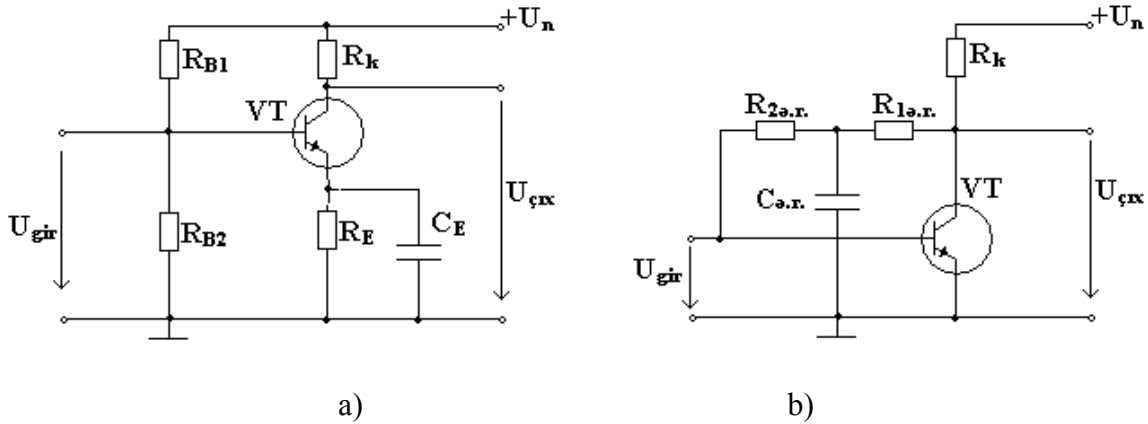
Bu ötürmə funksiyası şəkil 2.10 - də göstərilən xətti ATX-ya uyğun gəlir.



Şəkil 2.10. Tezlikdən asılı m.ə.ə. dövrəsinə malik tranzistorlu kaskadın loqarifmik ATX – sı

Cərəyana görə ardıcıl və gərginliyə görə paralel əks əlaqəyə malik tranzistorlu kaskad üçün yuxarıda verilən üsulun sxem həlli şəkil 2.11-də göstərilmişdir.

Şəkil 2.11,a - da göstərilən sxemdə tezliyin artması ilə paralel qoşulmuş R_e və C_e elementlərin yekun müqaviməti azalır. Kollektorun sabit cərəyanı halında, bu, əks əlaqə gərginliyinin azalmasına gətirib çıxarır ki, bununla da kaskadın güclənmə əmsalı artmış olur.



Şəkil 2.11. Kaskada korreksiya kondensatorunun daxil edilməsi:

- çıxış cərəyanına görə ardıcıl m.ə.r. dövrəli kaskad halında;
- çıxış cərəyanına görə paralel m.ə.r. dövrəli kaskad halında.

2.11,b şəklində göstərilən sxemdə tezliyin artması ilə $R_{1ə.r.}$ rezistoru və $C_{ə.r.}$ kondensatoru vasitəsi ilə yaradılmış bölücünün ötürmə əmsalı azalır. Bu tranzistorun kollektor dövrəsindən onun baza dövrəsinə ötürülən gərginliyin bir hissəsinin azalmasına səbəb olur. Nəticədə, əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalı azalır, kaskadın güclənmə əmsalı artır. Belə kaskadın tezlik xarakteristikası şəkil

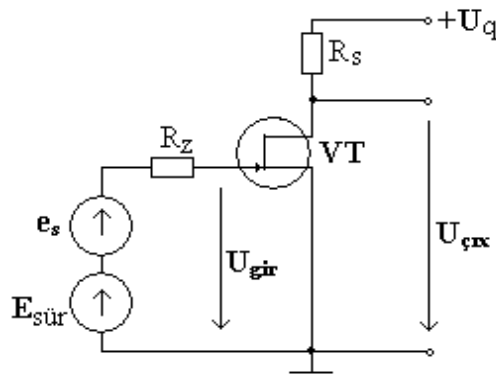
2.10-da göstərilən xarakteristikaya oxşar olur. Sıqnalın tezliyinin artması ilə $C_{\text{a.r.}}$ kondensatorunun müqaviməti azaldığından, kondensatorla gücləndiricinin girişinin şuntlanması qarşısını almaq üçün əlavə $R_{2\text{a.r.}}$ rezistorundan istifadə edilir.

2.2. Ümumi mənbəli gücləndirici kaskad

Gücləndirici qurğuların sahə tranzistorlarında yaradılmış sxemləri arasında ümumi mənbəli (istoklu) sxemlər daha geniş yayılmışdır. Bu sxemlərdə idarəolunmuş p-n keçidli sahə tranzistorlarından və induksiya edilmiş kanala malik MDY tranzistorlarından istifadə edilir. İdarəolunan p-n keçidə malik n-kanallı sahə tranzistorunda yaradılan gücləndirici qurğunun sxemi şəkil 2.12-də göstərilmişdir.

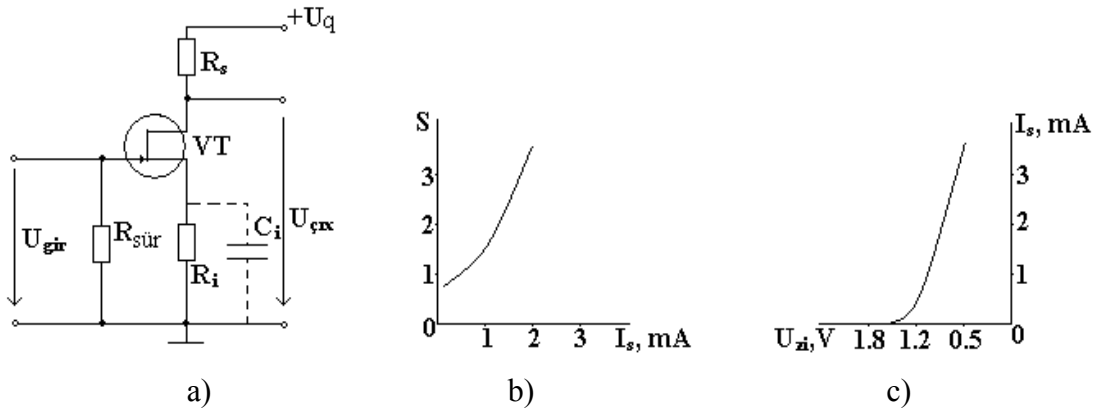
Bu sxemdə sürüşmə gərginliyini $E_{\text{sür.}}$ dəyişməklə istənilən güclənmə rejimini təmin etmək olar. Lakin bu sxem gücləndiricinin A rejimində işləyən giriş kaskadlarının yaradılmasında daha geniş istifadə edilir. Bu, sahə tranzistorunun aşağıdakı üstünlükləri ilə izah olunur:

- böyük giriş müqaviməti, bu halda yüksək Omlu siqnal mənbəyi ilə uzlaşma asanlaşır;
- küy əmsalının aşağı qiyməti, bu halda daha zəif siqnalları gücləndirmək mümkün olur;
- sükunət rejiminin böyük məxsusi temperatur sabilliyi.



Şəkil 2.12. Sahə tranzistorlu gücləndirici kaskadın ümumiləşmiş sxemi.

Lakin sahə tranzistorlarında yaradılan gücləndiricidə gərginliyə görə güclənmə əmsalının ancaq kiçik qiyməti təmin edilə bilər. İdarəolunan p-n keçidə malik sahə tranzistorunda, onun mənsəbinə (stokuna) və rəzəsinə (zatvoruna) verilən gərginlik müxtəlif polyarlı olduğundan, sabit cərəyanə görə iş rejimini təmin etmək üçün, təcrübədə adətən, yük cərəyanına görə ardıcıl mənfə əlaqədən istifadə edilir. Belə sxem şəkil 2.13-də göstərilmişdir.



Şəkil 2.13. İdarəolunan p – n keçidinə malik sahə tranzistorunda gücləndirici kaskadın sükunət rejiminin verilməsi (a); КП303В tranzistorları üçün $S=f(I_c)$ (b) və $I_c=f(U_{zi})$ asılılıqları c)

Sxemə, zatvorla ümumi şin arasında sürüşmə dövrəsinin qapanmasını təmin edən qalvanik əlaqə yaratmaq üçün $R_{sür}$ rezistoru daxil edilir. Bu rezistor kaskadın girişinə paralel qoşulur və kaskadın giriş müqavimətini stabilləşdirir. Onun müqaviməti tranzistorun özünün giriş müqavimətindən kiçik seçilir (adətən, $R_{sür} \leq 1 \text{ M}\Omega$).

R_i rezistoru iki funksiyanı yerinə yetirir: kaskadın işçi nöqtəsinin başlanğıc sürüşməsinə təmin edir və sxemdə yük cərəyanına görə ardıcıl mənfi əks rəbitə yaradır. Nəticədə, kaskadın güclənmə əmsalı azalır və onun işçi nöqtəsi stabilləşir.

Kaskadın hesablanması zamanı R_i müqaviməti verilmiş stok cərəyanına I_{s0} görə tapılır. Bundan ötrü tranzistorun ötürmə xarakteristikasında (şəkil 2.14), $I_s = I_{s0}$ qəbul edərək, tələb olunan U_{zi0} gərginliyi müəyyən edilir.

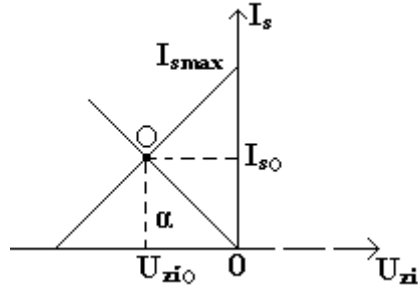
Zatvorun cərəyanı sıfıra yaxın olduğundan $R_{sür}$ müqavimətində ayrılan gərginlik də sıfır olur və R_i rezistorunun tələb olunan qiyməti

$$R_i = U_{zi0} / I_{s0}$$

ifadəsindən təyin edilə bilər. R_i rezistorunun tələb olunan qiymətini qrafiki üsulla da müəyyən etmək olar. Bundan ötrü, ötürmə xarakteristikasında I_{s0} cərəyanına uyğun gələn nöqtə ilə koordinat başlanğıcını düz xətlə birləşdirmək lazımdır. Bu düz xəttin meyillilik bucağı rezistorun tələb olunan qiymətini təyin edir:

$$R_i = \text{ctg } \alpha$$

Kaskadın güclənmə əmsalının azalmasını R_i rezistoruna paralel qoşulan C_i kondensatoru vasitəsi ilə aradan qaldırmaq olar (şəkildə qırıq xətlərlə göstərib).

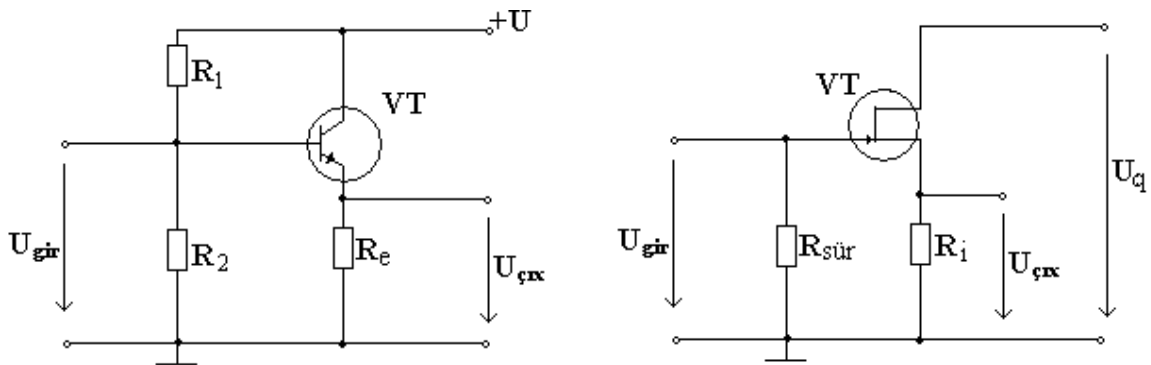


Şəkil 2.14. R_i rezistorunun müqavimətlərinin qrafiki olaraq təyin edilməsi

2.3. Emitter və istok (mənbə) təkrarlayıcıları

100%-li ardıcıl mənfi əks əlaqə ilə əhatə olunmuş kaskadlar emitter və istok təkrarlayıcıları adlanır. Odur ki, bu kaskadların əsas xüsusiyyətləri kifayət qədər yaxındırlar, fərqli cəhətləri ancaq istifadə olunan tranzistorların xarakteristikalarının qeyri oxşarlığındadır. Emitter və istok təkrarlayıcılarının klassik sxemləri şəkil 2.15 -də göstərilmişdir.

100%-li ardıcıl mənfi əks əlaqə halında emitter təkrarlayıcısında çıxış və əks rabitə siqnallarının amplitudları bərabər olur. Bu o deməkdir ki, sxemdə R_k müqaviməti olmur, yəni tranzistorun kollektoru qida gərginliyinə birbaşa qoşulur, çıxış siqnalı isə bilavasitə R_e əks əlaqə rezistorundan götürülür. Bu cür təşkil olunmuş sxemdə tranzistor ümumi kollektor üzrə qoşulmuş olur. ÜE-li gücləndirici kaskaddan fərqli olaraq, ÜK-lu sxemdə giriş siqnalının işarəsi çıxışda dəyişmir. Doğrudan da, n-p-n keçiriciliyinə malik tranzistorda yaradılan emitter təkrarlayıcısının girişinə artan müsbət gərginlik verdikdə tranzistorun emitter cərəyanı da artır. Bu da uyğun olaraq çıxış gərginliyinin artmasına səbəb olur.



Şəkil 2.15. Emitter (a) və istok (b) təkrarlayıcıları.

Emitter təkrarlayıcısında 100%-li ardıcıl mənfi əks əlaqə olduğundan, yəni $\beta = 1$ və gücləndiricinin ötürmə əmsalının ifadəsindən

$$K_{u.e.t.} = \frac{K_{u0}}{1 + \beta K_{u0}} = \frac{K_{u0}}{1 + K_{u0}} < 1$$

olduğundan $R_{gir} = h_{11e} + h_{21e} R_e$ yazmaq olar. Real sxemlərdə $h_{11e} \ll R_e$ şərti ödənildiyindən kaskadın giriş müqaviməti üçün $R_{gir} = h_{21e} \cdot R_e$ ifadəsini yazmaq olar. Bu ifadə göstərir ki, emitter təkrarlayıcısında çox böyük giriş müqaviməti almaq olar. Bu, emitter təkrarlayıcısının əsas üstünlüklərindən biridir. Emitter təkrarlayıcısının çıxış müqaviməti çox kiçikdir, bu isə gücləndiricinin tutum xarakterli yüklə ideal uzlaşmaya imkan verir. Emitter təkrarlayıcısı cərəyana görə böyük güclənmə əmsalını təmin edir və $K_i = h_{21e} + 1$ və yaxud $K_i = K_u R_{gir} / R_{yük}$ kimi təyin edilir. Odur ki, bu kaskad gücə görə böyük güclənmə əmsalına malik olur. Beləliklə, emitter təkrarlayıcısı yüksək omlu siqnal mənbəyinin aşağı omlu yüklə uzlaşdırılmasını təmin edir.

İstok təkrarlayıcısının əsas xüsusiyyətləri emitter təkrarlayıcısının xüsusiyyətləri ilə eynidir, tənisi: $K_{u.k.m.ə.r.} < 1$; $R_{gir} = R_{sür} -$ böyükdür; $R_{çix} = 1/s$ olur. İstok təkrarlayıcısının tezlik xarakteristikası ümumi stoklu sxemə nəzərən daha yaxşıdır. İstok təkrarlayıcısının S dikliyi və R_i , $R_{yük}$ müqavimətləri vasitəsi ilə müəyyən edilən güclənmə əmsalı

$$K_u = \frac{S \frac{R_i \cdot R_{yük}}{R_i + R_{yük}}}{1 + S \frac{R_i \cdot R_{yük}}{R_i + R_{yük}}}$$

ifadəsindən təyin edilə bilər (emitter təkrarlayıcısı üçün R_i müqavimətini R_e müqaviməti ilə əvəz etmək lazımdır).

Emitter və istok təkrarlayıcıları giriş və çıxış kaskadları kimi (uyğun olaraq siqnal mənbəyi və yüklə uzlaşdırma üçün) istifadə edilir.

2.4. Sabit cərəyan və gərginlik mənbələri

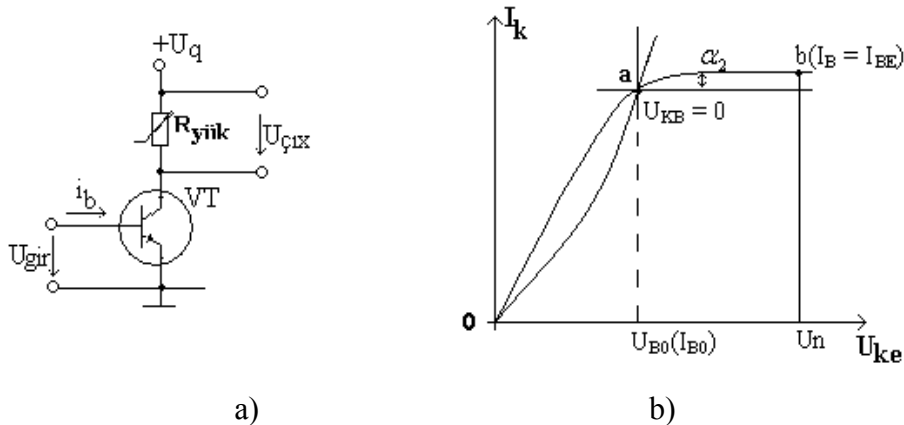
Gücləndirici qurğuların layihələndirilməsi zamanı xassələri ideal sabit cərəyan və gərginlik mənbələrinə yaxın olan qurğulardan istifadə edilir. Yarımkəçirici cihazlarda sabit cərəyan mənbələrinin yaradılması daha sadə olur. Tranzistorun ümumi emitterli qoşulma sxemi halında bipolyar tranzistorun çıxış xarakteristikalarına baxaq (şəkil 2.16,a). Məlumdur ki, baza cərəyanının sabit

qiymətlərində tranzistor aktiv rejimdə işlədiyindən, onun çıxış cərəyanı kollektor-emitter aralığındakı gərginlikdən çox az asılı olur. Sahə tranzistoru isə bu xüsusiyyətə zətvorda sabit gərginlik halında, doyma rejimində işlədikdə malik olur. Məhz tranzistorlu cərəyan mənbələri bu prinsip əsasında qurulur.

2.4.1. Bipolyar tranzistorlu cərəyan mənbələri. Fərz edək ki, bipolyar tranzistorun bazasına xarici mənbədən sabit I_{B0} cərəyanı verilir və tranzistor aktiv rejimdə işləyir (şəkil 2.16,b). Bu halda qida gərginliyinin U_q verilmiş qiymətində yük xəttində $R_{yük}$ müqavimətinə uyğun gələn kəsişmə nöqtəsi tranzistorun çıxış xarakteristikasının «ab» hissəsində yerləşmiş olur. Bu onu göstərir ki, yük müqaviməti

$$R_{yükmaks} = [U_q - U_{Be}(I_{B0})] / h_{21e} I_{B0} \geq R_{yük} \geq R_{yükmin} \quad (2.10)$$

bərabərsizliyini ödəməlidir. Burada $U_{Be}(I_{B0}) - I_{B0}$ baza cərəyanına uyğun olan U_{Be} gərginliyidir. Verilmiş qida gərginliyi və baza cərəyanı halında bu ifadənin köməyi ilə həmişə yük müqavimətinin, tranzistora cərəyan mənbəyi kimi baxmağa imkan verən, buraxıla bilən dəyişməsinə müəyyən etmək olar.



Şəkil 2.16. Cərəyan generatoru a) və yük müqavimətinin dəyişmə diapazonunu təyin edən xarakteristika b).

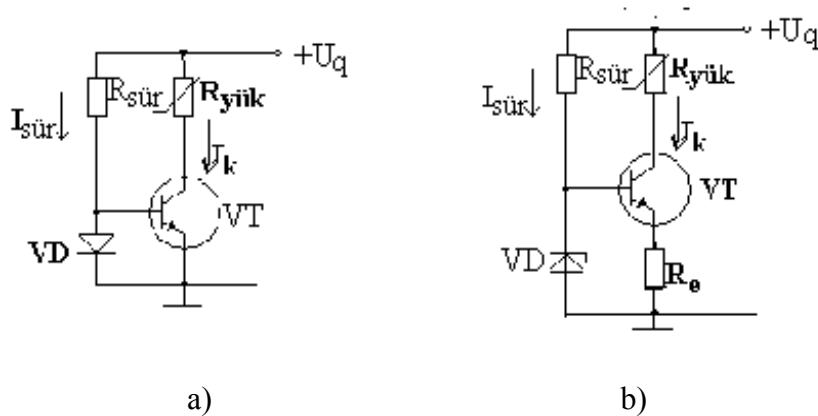
Yük müqavimətinin 2.10 ifadəsinə uyğun dəyişmələri halında tranzistorun çıxış cərəyanının nə dərəcədə dəyişməsinə baxaq. Bu məqsədlə tranzistorun h-parametrlərindən istifadə edək. Tranzistorun çıxış xarakteristikasının meyilliyi sabit baza cərəyanı halında tranzistorun h_{22e} çıxış keçiriciliyi ilə təyin edilir. Çıxış xarakteristikasının ab hissəsində h_{22e} parametrinin sabit olduğunu nəzərə almaqla yük müqavimətinin dəyişmə diapazonunun yuxarıda verilmiş bərabərsizliyi üçün çıxış cərəyanının maksimum dəyişməsi aşağıdakı ifadə ilə təyin oluna bilər:

$$\Delta I_k = h_{22e} [U_q - U_{be}(I_{b0})].$$

Burada, h_{22e} kəmiyyətinin çox kiçik olması ($r_k \gg R_{yük}$) səbəbindən, tranzistorun çıxış cərəyanının fərqlənməsi yük müqavimətinin bütün dəyişmələri diapazonunda çox cüzi olur və verilən sxemə ideal cərəyan mənbəyi kimi baxmaq olar. Beləliklə, bipolyar tranzistorda cərəyan mənbəyinin yerinə yetirilməsi üçün onun baza cərəyanının sabitliyini təmin etmək lazımdır.

Tranzistorun giriş xarakteristikasından aydındır ki, baza cərəyanının sabitliyi U_{be} emitter gərginliyinin sabitliyi deməkdir. Odur ki, tranzistorun emitter keçidini xarici təsirlərdən asılı olmayan elementlə şuntladıqda, baza və uyğun olaraq kollektor cərəyanlarını sabit saxlamaq olar. Belə element kimi rezistor bölücüsündən istifadə etmək olar. İş prosesində qida gərginliyinin dəyişməsinə nəzərə alsaq, emitter gərginliyini sabilləşdirmək üçün düz istiqamətdə sürüşən dioddan istifadə edilməsi daha səmərəli olur. Diodun cərəyanı $R_{sür}$ rezistoru vasitəsi ilə təmin edilir (şək. 2.17,a). Bu sxem həmçinin yaxşı temperatur sabilləşməsinə təmin edir.

Çıxış cərəyanının sabitliyini daha da artırmaq üçün bu sxemə mənfi əks rabitə dövrəsi (elementi) daxil etmək olar. Bu məqsədlə emitter dövrəsinə R_e rezistoru qoşulur. Bu isə baza gərginliyinin artırılmasını tələb edir (şəkil 2.17,b). Odur ki, burada sabit gərginlik mənbəyi kimi stabilitrondan istifadə etmək lazım gəlir.



Şəkil 2.17. Cərəyan generatorunun iş rejiminin a) diodla və b) stabilitronla təmin edilməsi sxemləri

Tranzistorun emitter gərginliyini sabilləşdirən element kimi gərginliyi dəyişən mənbədən istifadə etdikdə qeyd olunan prinsiplər əsasında idarəolunan cərəyan mənbəyi yaratmaq mümkündür.

2.4.2. Sabit gərginlik mənbəyi. Yarımkəçirici cihazların xarakteristikalarının təhlili göstərir ki, sabit gərginlik mənbəyi kimi p-n keçidin

VAX-nın ya düz budağından və yaxud keçidin elektrik dəşilməsi oblastında əks budağından istifadə etmək olar. Lakin sabit gərginlik mənbəyinin yaradılmasının daha sadə yolu onun sabit cərəyan mənbəyi üzərində yaradılmasıdır. Bu məqsədlə mənbəyin çıxış cərəyanını, müqaviməti dəyişməyən rezistordan buraxmaq lazımdır.

Şəkil 2.18,a-da sabit cərəyan mənbəyi ($\dot{I}_{c.m}$) kimi istok dövrəsində R_i rezistoru olan sahə tranzistorundan, cərəyan-gərginlik çeviricisi kimi isə etalon rezistordan istifadə edilmişdir.

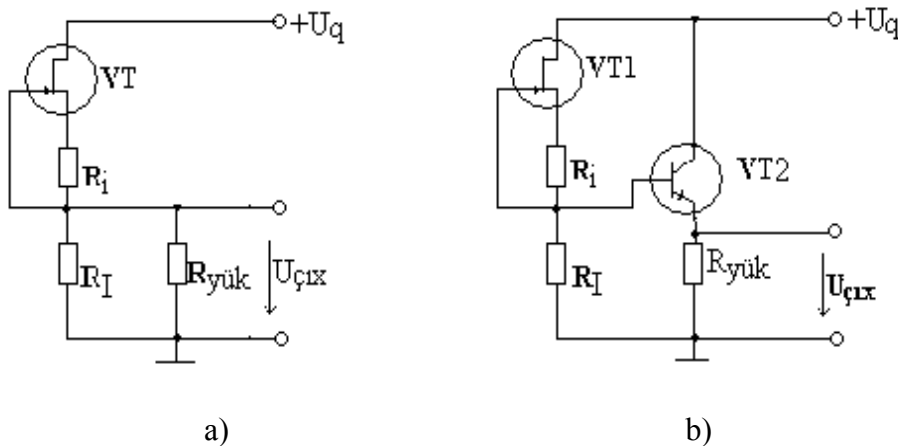
Çıxış gərginliyi və onun nisbi dəyişməsi, yük cərəyanının dəyişməsi zamanı

$$U_{\text{çix}} = \dot{I}_{c.m} R_i ; \quad \delta U_{\text{çix}} = \delta \dot{I}_{c.m}$$

ifadəsi ilə təyin olunur. Bu ifadələr yük müqaviməti sonsuzluğa tərəf artdıqda daha dəqiq olur. Əks halda qurğunun parametrləri $R_{y\ddot{u}k}$ müqavimətini və onun nisbi dəyişməsini nəzərə almaqla təyin olunmalıdır.

$$U_{\text{çu}} = I_{s.m} \frac{R_i R_{y\ddot{u}k}}{R_i + R_{y\ddot{u}k}} ; \quad \delta U_{\text{çu}} \frac{R_i \cdot \delta R_{y\ddot{u}k} / (R_i + R_i) + \delta I_{s.m} \cdot \delta R_{y\ddot{u}k}}{1 + \delta R_{y\ddot{u}k} \cdot R_i / (R_i + R_i)} \quad (2.11)$$

Sonuncu ifadədən görünür ki, R_i və $\delta R_{y\ddot{u}k}$ kəmiyyətlərinin qiymətləri böyük və $R_{y\ddot{u}k}$ müqavimətinin qiyməti kiçik olduqca çıxış gərginliyi qeyri stabil olur. Konkret halda $R_{y\ddot{u}k}$ və $\delta R_{y\ddot{u}k}$ kəmiyyətlərinin qiymətləri adətən verildiyindən, sxemdə stabilliyin artırılmasının yeganə üsulu R_i müqavimətinin azaldılmasıdır. Lakin R_i müqavimətinin azaldılması verilmiş $U_{\text{çix}}$ gərginliyində $\dot{I}_{c.m}$ cərəyanının artırılmasını tələb edir ki, bu da bir çox hallarda qəbul edilmir.



Şəkil 2.18. Sabit gərginlik mənbəyinin a) etalon rezistorla və b) əlavə emitter təkrarlayıcısı olan sxemləri

Qurğunun parametrlərinin yaxşılaşdırılması emitter və ya istok təkrarlayıcılarının köməyi ilə R_i və $R_{yük}$ müqavimətlərinin uzlaşdırılması yolu ilə mümkündür (şəkil 2.18,b). Bu halda $R_{gir.et} = h_{21e} \cdot R_i \gg R_i$ olduğunu nəzərə alaraq yük müqavimətinin dəyişməsi nəticəsində çıxış gərginliyinin nisbi dəyişməsi üçün

$$\delta U_{çit} = \frac{R_i \cdot \delta R_{yük}}{1 + R_i \cdot h_{21e} (1 + \delta R_{yük})} \quad (2.12)$$

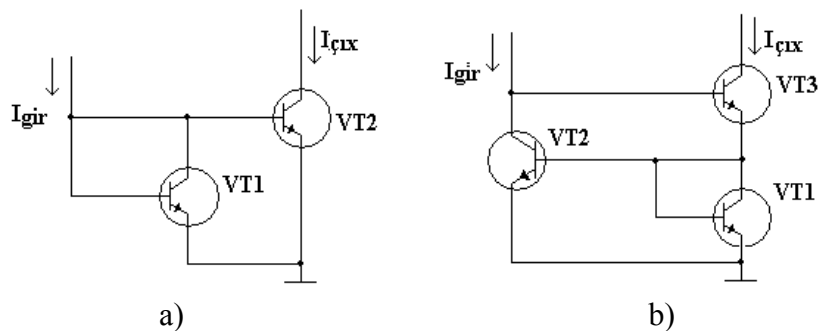
ifadəsini yazmaq olar. $R_i \ll R_i$ şərti halında sxemə emitter təkrarlayıcısının daxil edilməsi çıxış gərginliyinin $R_{yük}$ müqavimətinin dəyişməsi ilə əlaqədar nisbi dəyişməsini h_{21e} dəfə azaldır.

Qurğunun parametrlərinin daha da yaxşılaşdırılması üçün R_i elementi kimi kiçik diferensial müqaviməti olan elementdən, məsələn, dioddan və ya stabilitrondan istifadə etmək olar.

2.5. «Cərəyan güzgüsü» sxemi

«Cərəyan güzgüsü» çıxış cərəyanı giriş cərəyanını həm qiymətcə, həm də işarəcə təkrarlayan bir girişə, bir və ya bir neçə çıxışa malik elektron qurğusuna deyilir. Bu qurğu, yerinə yetirdiyi funksiyaya görə mahiyyətcə, ötürmə əmsalı vahid olan və cərəyanla idarə olunan cərəyan mənbəyidir.

«Cərəyan güzgüsü» qurğusunun sadə sxemi şəkil 2.19,a - da göstərilmişdir.



Şəkil 2.19. «Cərəyan güzgüsü» qurğusunun sxemləri

Sxem, parametrləri eyni olan iki tranzistordan (VT1, VT2) ibarətdir. VT1 tranzistoru diod kimi qoşulub. $U_{kb} = 0$ olduğundan, o, aktiv və doyma rejimlərinin sərhədində işləyir. Baza və kollektor cərəyanları $I_{kVT1} = I_{BVT1} h_{21e}$ ifadəsi ilə əlaqədardırlar.

Qurğunun giriş cərəyanı üçün $I_{gir} = I_{kVT1} + I_{BVT1} + I_{BVT2}$ yazmaq olar. Parametrlərin eyniliyi şərtindən bu ifadəni

$$I_{gir} = I_{kVT1} (1 + 2/h_{21e}) \quad (2.13)$$

kimi və buradan da

$$I_{kVT1} = I_{gir} / (1 + 2/h_{21e})$$

yazmaq olar. Müasir tranzistorlarda yaradılan ümumi emitterli sxemlərin cərəyanına görə ötürmə əmsalı $h_{21e} \gg 1$ şərtini ödəyir. Odur ki, sonuncu ifadəni kifayət qədər dəqiqliklə

$$I_{gir} = I_{kVT1} = I_{kVT2}$$

kimi yazmaq olar. Mümkün xəta h_{21e} -nin qiyməti ilə müəyyən oluna bilər və $h_{21e} = 50$ olduqda xətanın qiyməti 4%-dən çox olmur.

Dəqiqliyi artırmaq lazım gəldikdə, daha mürəkkəb sxemdən istifadə etmək olar (şəkil 2.19, b). Bu sxem, əvvəlkindən əlavə VT3 tranzistoru və giriş cərəyanının qoşulması yeri ilə fərqlənir. Sxemdəki cərəyanlar üçün

$$I_{gir} = I_{kVT2} + I_{BVT3}; \quad I_{çix} = I_{kVT3}; \quad I_{BVT2} = I_{BVT1} = I_B$$

$$I_{eVT3} = I_{kVT3} + I_{BVT3} = I_{kVT1} + 2I_B; \quad I_{kVT2} = I_{kVT1}$$

ifadələrini yazmaq olar. Bu ifadələrdən VT1 və VT2-nin kollektor cərəyanları ilə sxemin çıxış cərəyanları arasındakı əlaqəni təyin edirik:

$$I_{çix} = I_{kVT3} = I_{eVT3} - I_{BVT3} = I_{kVT1} + 2I_B - I_{BVT3}.$$

Tranzistorların h_{21e} parametri böyük, I_{kVT3} və I_{kVT1} cərəyanları biri-birinə yaxın olduqlarından, $I_{BVT3} = I_B$ qəbul etmək olar. Bu halda:

$$I_{çix} = I_{kVT1} + I_B = I_{kVT2} + I_B = I_{gir}.$$

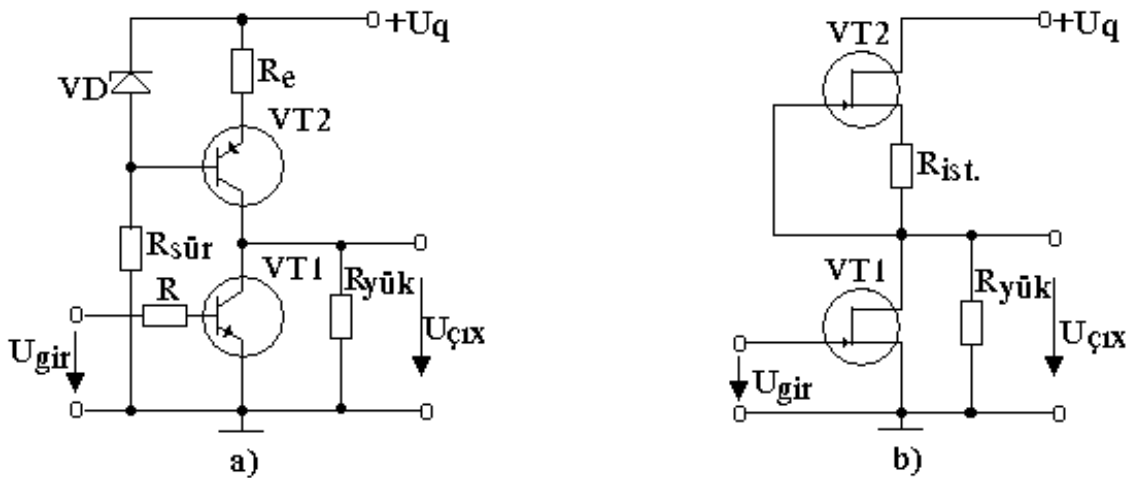
Giriş cərəyanı dəyişməz qalan hallarda, bu sxemlər sabit cərəyan mənbələrinə çevrilirlər. Bundan ötrü hər iki sxemin girişləri məhdudlaşdırıcı rezistor vasitəsilə giriş gərginlik mənbəyinə qoşulmalıdır.

2.6. Aktiv yük

Məlumdur ki, gücləndiricinin güclənmə əmsalını artırmaq üçün R_k müqavimətini artırmaq lazımdır. Lakin tranzistorun sükunət cərəyanının verilmiş qiymətində R_k müqavimətinin artırılması bu rezistorda gərginlik düşküününün artmasına səbəb olur. Bu isə tranzistorun kollektor və emitter elektrodları arasındakı gərginlik düşküünü azaldır. Nəticədə çıxışdakı siqnalın

amplitudu azalır. Siqnalın amplitudunu artırmaq üçün qida gərginliyini artırmaq lazım gəlir. Bu isə həmişə mümkün olmur.

Güclənmə əmsalını artırmaq üçün R_k müqaviməti kimi, statik müqaviməti onun diferensial müqavimətindən kifayət qədər kiçik olan qeyri-xətti elementdən istifadə etmək olar. Bu halda sükunət cərəyanının bu elementdə yaratdığı gərginlik düşküsu onun statik müqaviməti ilə, kollektor cərəyanının dəyişməsi nəticəsində çıxış gərginliyinin fərqlənməsi isə diferensial müqaviməti ilə təyin ediləcəkdir. Qeyri-xətti element rolunu ÜE-li sxemlərdə sabit cərəyan mənbəyi oynaya bilər. Şəkil 2.20,a-da göstərilən sxemdə bu məqsədlə VT2 tranzistoru nəzərdə tutulmuşdur.



Şəkil 2.20. Cərəyan generatoru şəklində dinamik (aktiv) yükə malik gücləndirici kaskadlar: a) bipolyar tranzistorda; b) sahə tranzistorunda.

Fərz edək ki, sükunət rejimində $I_{k.VT2} = I_{c.m.} = I_{k.s\ddot{u}k.VT1} + I_{y\ddot{u}k.s\ddot{u}k.}$ şərti ödənilir. Əgər xarici siqnalın təsiri ilə VT1 tranzistorunun kollektor cərəyanı ΔI_k artımı alarsa, yuxarıdakı şərtə görə

$$I_{k.VT2} - I_{c.m.} = I_{k.s\ddot{u}k.VT1} + \Delta I_{k.VT2} + I_{y\ddot{u}k.s\ddot{u}k.} + \Delta I_{y\ddot{u}k}$$

ifadəsini yazmaq olar. İkinci ifadəni birincidən çıxsaq

$$\Delta I_{k.VT2} = -\Delta I_{y\ddot{u}k}$$

alırıq. Aydındır ki, kollektor cərəyanının bütün artımı xarici yükə axır və maksimum güclənməni təmin edir.

Analoji olaraq sahə tranzistorlarında da bu cür gücləndiricilər yaratmaq olar (şəkil 2.20,b) və belə kaskadın güclənmə əmsalı $K_{UK} = sR_{y\ddot{u}k}$ ifadəsi ilə təyin oluna bilər.

2.7. Tərkibli tranzistor.

Bipolyar tranzistorlar əsasında yaradılan ÜE-li gücləndirici kaskadların güclənmə əmsalları tranzistorun cərəyanına görə h_{21e} ötürmə əmsalı ilə müəyyən edilir. h_{21e} əmsalının real qiymətləri tranzistorun tipindən və hazırlanma texnologiyasından asılıdır. Bir neçə tranzistoru kaskad şəklində qoşmaqla h_{21e} əmsalını artırmaq olar. Bu cür qoşulmuş tranzistorlar tərkibli tranzistor adlanır. Tərkibli qoşulma sxemlərində tranzistorlardan birincisinin çıxışı ikincinin girişinə birbaşa birləşdirilmiş olur. Eyni keçiriciliyə malik tranzistorlardan təşkil olunan tərkibli tranzistor sxemi Darlington sxemi, müxtəlif keçiriciliyə malik tranzistorlardan təşkil olunan isə komplementar tranzistor sxemi (Şklayi sxemi) adlanır.

2.7.1. Tərkibli tranzistorların Darlington sxemi. *Darlington sxemində* eyni işarəli (tipi) tranzistorlar ardıcıl qoşulurlar. Sxemin güclənmə əmsalı ayrı-ayrı tranzistorların güclənmə əmsallarının hasilinə bərabər olur. Bu sxem böyük cərəyanla işləyən sxemlərdə, məsələn, gərginlik stabilizatorlarında, güc gücləndiricilərinin çıxış kaskadlarında, böyük giriş müqavimətinin (impedans) təmin olunması lazım gələn gücləndiricilərin giriş kaskadlarında istifadə edilir. (şəkil 2.21). Belə sxemlərdə baza-emitter aralığındakı gərginlik düşküsi adi tranzistordakından iki dəfə böyük olur.

Bu sxem kiçik cəldliyə malikdir, çünki VT1 tranzistoru VT2 tranzistorunu tez açma bilmir. Bunu nəzərə alaraq, adətən VT2 tranzistorunun baza-emitter aralığına rezistor qoşurlar. Bu rezistor VT1 və VT2 tranzistorlarının sızma cərəyanları hesabına VT2 tranzistorunun keçiricilik oblastına tərəf sürüşməsinin qarşısını alır. Güclü Darlington sxemində bu rezistor bir neçə yüz Om, zəif siqnalı tranzistor halında isə bir neçə min Om olur. Şəkildə tranzistorlar ÜE-li sxem üzrə qoşulublar. Hər bir tranzistor üçün

$$\dot{I}_{k1} = I_{b1} h_{21e1} + \dot{I}_{kb01}, \quad \dot{I}_{k2} = \dot{I}_{b2} h_{21e2} + \dot{I}_{kb02}$$

yazmaq olar. Göstərilən sxem üçün $\dot{I}_{b2} = \dot{I}_{e1}$ şərti ödənilir. Bu halda VT2 tranzistorunun kollektor cərəyanını VT1 tranzistorunun baza cərəyanı vasitəsilə ifadə etmək olar. Sadə halda hər iki tranzistor üçün $\dot{I}_{kb0} = 0$ olduğunu qəbul etmək olar. Bu halda

$$\dot{I}_{k2} = \dot{I}_{e1} h_{21e2} = (\dot{I}_{k1} + \dot{I}_{b1}) h_{21e2} = (\dot{I}_{b1} h_{21e1} + \dot{I}_{b1}) h_{21e2} = \dot{I}_{b1} (h_{21e1} + 1) h_{21e2}$$

olur. Tərkibli tranzistorun yekun çıxış cərəyanı

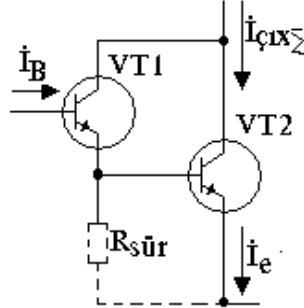
$$\dot{I}_{\text{çix.yekun}} = \dot{I}_{k1} + \dot{I}_{k2} = \dot{I}_{b1} h_{21e1} + \dot{I}_{b1} (h_{21e1} + 1) h_{21e2} = \dot{I}_{b1} (h_{21e1} + h_{21e2} + h_{21e1} h_{21e2}).$$

Nəzərə alsaq ki, $h_{21e1} + h_{21e2} \ll h_{21e1} h_{21e2}$, onda

$$I_{\text{çix. yekun}} = I_{b1} h_{21e1} h_{21e2}$$

yazmaq olar.

Beləliklə, tərkibli tranzistorun cərəyana görə yekun ötürmə əmsalı, ayrı-ayrı tranzistorların ötürmə əmsallarının hasilinə bərabərdir.

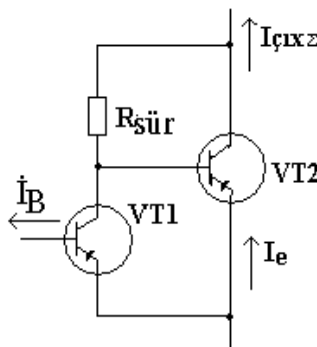


Şəkil 2.21. Darlington sxemi

Darlington sxeminin kiçik çıxış cərəyanlarında işləyə bilməsi üçün ($I_{e1} > I_{kb0}$ şərtini ödəmək üçün) VT2 - nin emitter keçidi sürüşmə müqaviməti $R_{sür}$ ilə şuntlanır. Bu rezistorun maksimum müqaviməti I_{kb} cərəyanı hesabına onda ayrılan gərginliyin tranzistoru açma biləcək qiyməti ilə təyin edilir.

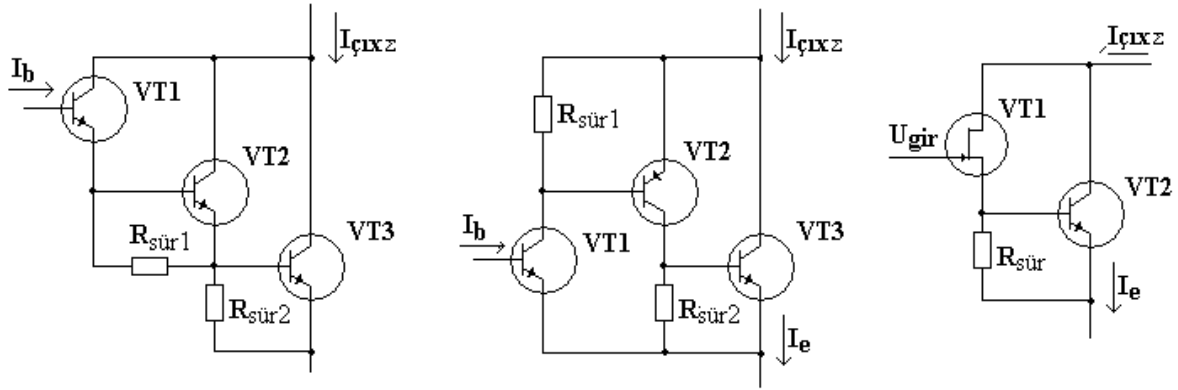
2.7.2. Tərkibli tranzistorların Şklayi sxemi. Tərkibli tranzistorları müxtəlif keçiriciliyə malik tranzistorlar üzərində də yaradırlar. Belə strukturlar əlavə simmetriyaya malik tərkibli tranzistorlar və yaxud **Şklayi sxemləri** adlanırlar. Bəzən bu sxemə komplementar tranzistorlu Darlington sxemi də deyilir. Sxem özünü n-p-n tranzistor kimi aparır (2.22).

Sxemdəki sürüşmə rezistoru $R_{sür}$ yekun ötürmə əmsalını bir qədər azaldır. Odur ki, bütün iş rejimlərində $I_{e1} > I_{kb02}$ şərti ödənilərsə sürüşmə rezistorundan istifadə etməmək də olar. Doyma gərginliyi heç olmasa diodda düşən gərginliyə bərabər olur. VT2 tranzistorunun baza-emitter aralığına böyük olmayan müqavimət qoşulması məsləhət görülür. Güclü ikitəklili çıxış kaskadları eyni işarəli tranzistorlar üzərində yaradıldığı hallarda bu sxemdən istifadə edilir.



Şəkil 2.22. Şklayi sxemi.

Göstərilən prinsiplərdən istifadə edərək istənilən sayda tranzistorlar üzərində tərkipli strukturlar yaratmaq olar. Bu strukturlar həm bipolyar, həm də sahə tranzistorlarının kombinasiyası üzərində də yaradıla bilər. Belə sxemlərə nümunələr şəkil 2.23 - də göstərilmişdir.



Şəkil 2.23. Bipolyar və sahə tranzistorlar əsasında tərkipli tranzistor sxemləri.

2.8. Aşağı tezlik gücləndiricisi

Aşağı tezlik gücləndiricisi siqnalların gücləndirilməsi və onların qeydedici qurğuya ötürülməsi vəzifəsini yerinə yetirir. Böyük güclənmə əmsalı almaq üçün bir neçə gücləndirici kaskadın ardıcıl qoşulması lazım gəlir. Belə gücləndiricinin sxemini müxtəlif funksiyalara malik üç gücləndirmə kaskadı kimi təsvir etmək olar: ilkin gücləndirici kaskad, aralıq gücləndirici kaskad və çıxış gücləndirici kaskad. Kiçik güc tələb olunan hallarda aşağı tezlik gücləndiricisi ilkin gücləndiricidən və güc gücləndiricisindən ibarət olur.

İlkin gücləndirici kaskad siqnal mənbəyi ilə gücləndirici qurğu arasında bilavasitə əlaqəni təmin edir. Ona olan əsas tələbat siqnalın zəiflənməsinin qarşısını almaqdır. Ona görə də, bu kaskad siqnal mənbəyinin müqavimətindən kəskin fərqlənən böyük giriş müqavimətinə malik olmalıdır. İlkin gücləndirici kaskad giriş siqnalının minimum təhriflərlə böyük güclənməsini təmin etməlidir.

Aralıq gücləndirici kaskad ilkin və çıxış kaskadları arasında bufer rolunu oynayır. Onun əsas vəzifəsi ilkin kaskadın çıxışı ilə çıxış kaskadının girişi arasında razılaşma yaratmaqdır.

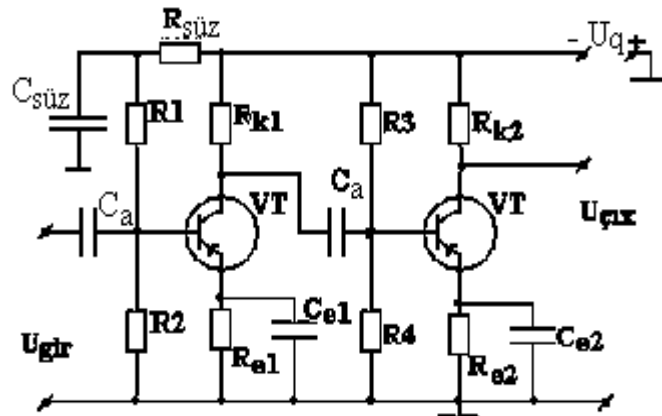
Çıxış gücləndirici kaskadın vəzifəsi çıxışa qoşulan qurğunun – yükün normal işləməsi üçün lazım olan gücü (gərginliyi) təmin etməkdir. Bu kaskadın əsas parametri f.i.ə. olur. Çıxış gücləndirici kaskadlar bir və iki taktlı olurlar. Bir taktlı gücləndiricilər yük qurğularının kiçik güc (1 vatta qədər) tələb etdiyi

hallarda istifadə olunur. Böyük güc tələb olunan hallarda isə ikitaklı kaskadlardan istifadə olunur.

Gücləndiricinin tətbiq sahələrindən və tələb olunan gücdən asılı olaraq, bu kaskadlardan eyni zamanda istifadə olunması məcburi deyildir və kaskadların müxtəlif kombinasiyalarından istifadə oluna bilər.

2.8.1. İlk gücləndirici. İlk gücləndiricinin vəzifəsi detektordan alınan ilk elektrik signalını bütün tezlik zolağında güc gücləndiricisinin işləyə bilməsi üçün lazım olan səviyyəyə qədər gücləndirməkdir. Belə gücləndiricilərin tezlik zolağı böyük ($F_y / F_a \gg 1$) olur. Odur ki, gücləndiricinin kollektor dövrəsinə yük müqaviməti kimi qeyri-seçici Z_k , aperiodik və aktiv müqavimət (rezistor) R_k qoşula bilər. İkitaklı ilk gücləndiricinin sxemi şəkil 2.24 - də göstərilmişdir.

Sxemdə R_k müqaviməti vasitəsilə kollektora qida gərginliyi verilir və həmin müqavimətdə də signal gərginliyinin güclənmiş qiyməti alınır. Yük rolunu növbəti kaskadın giriş müqaviməti görür. Giriş müqaviməti aşağı və orta tezliklərdə aktiv, yuxarı tezliklərdə isə kompleks və tutum xarakterli olur. Kaskadlararası əlaqə C_a tutumu ilə yaranır və onun vəzifəsi signalın dəyişən toplanmasını buraxmaq, sabit toplanmasının əvvəlki kaskadın kollektorundan sonrakı kaskadın girişinə verilməsinin qarşısını almaqdır. Göründüyü kimi, gücləndiricinin bütün elementləri aperiodikdir, odur ki, belə gücləndiricilər bəzən aperiodik gücləndiricilər adlanır.



Şəkil 2.24. İkitaklı ilk gücləndiricinin sxemi

Gücləndiricinin tezlik xarakteristikasından göründüyü kimi, aşağı və yuxarı tezliklərdə onun güclənmə əmsalı azalır. Bunun səbəbini aydınlaşdırmaq üçün gücləndiricinin ekvivalent sxeminə baxaq (şəkil 2.25).

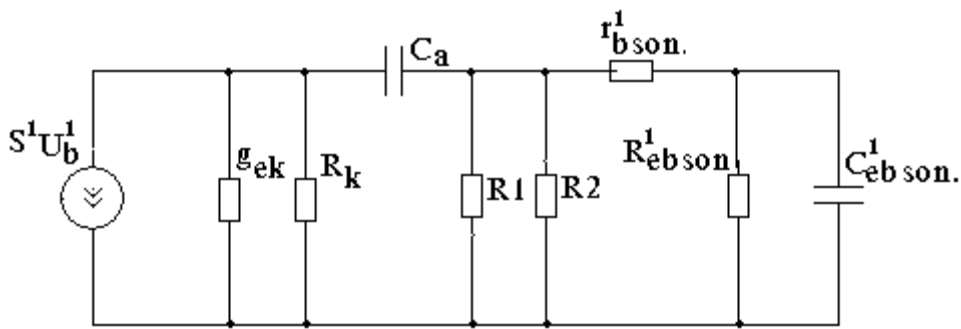
Şəkildə tranzistor keçiriciliyi g_{ek} olan idarəolunan cərəyan mənbəyi SU_b kimi göstərilmişdir. $R_k \ll 1/g_{ek}$ olduğundan, g_{ek} keçiriciliyini nəzərdən atmaq

olar. Orta və yuxarı tezliklərdə C_a kondensatorunu da nəzərə almamaq olar. Bunları nəzərə almaqla ümumi ekvivalent sxemi aşağı, orta və yuxarı tezlik oblastlarında aşağıdakı kimi təsvir etmək olar (şəkil 2.26 a,b,c). a və b sxemlərindəki ekvivalent müqavimət R_{ekv}

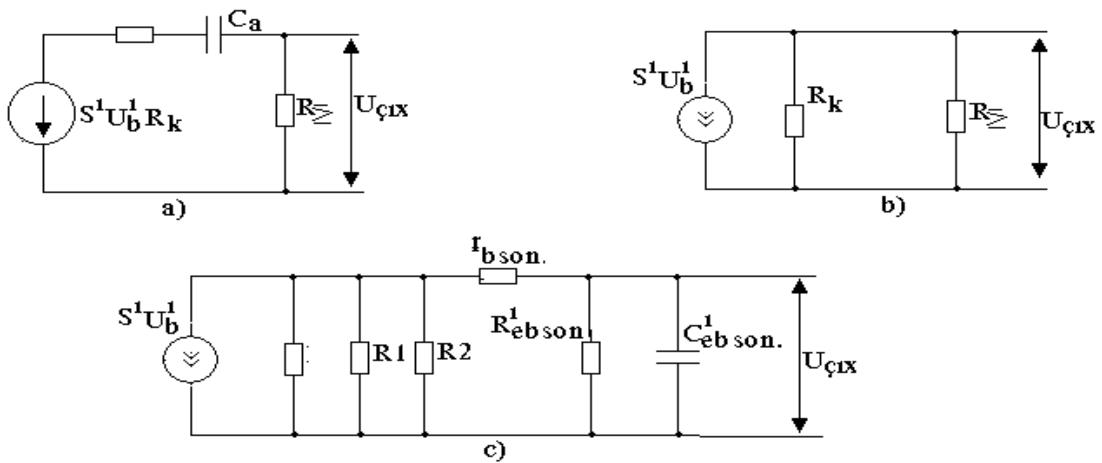
$$R_{ekv} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} (r_{b.son.kas} + r_{eb.son.kas.})$$

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + r_{b.son.kas.} + r_{eb.son.kas.}$$

kimi təyin olunur. Aşağı tezlik oblastında SU_b cərəyan mənbəyini daxili müqaviməti R_k olan $SU_b R_k$ gərginlik mənbəyi ilə əvəz edirik



Şəkil 2.25. Gücləndiricinin ekvivalent sxemi



Şəkil 2.26. Gücləndiricinin aşağı, orta və yuxarı tezliklərdə ekvivalent sxemləri

Tezlik xarakteristikasının tənliyi Y güclənmə əmsalının modulundan ibarətdir. Y üçün aşağı tezliklərdə

$$Y_a = U_{çix.a} / U_{çix.orta}$$

ifadəsini yazmaq olar.

a və b sxemləri üçün

$$U_{\text{çix.a}} = \frac{S \cdot U_b \cdot R_k \cdot R_{ekv}}{R_k + R_{ekv} - j / \omega C_r}$$

$$U_{\text{çix.orta}} = \frac{S \cdot U_b \cdot R_k \cdot R_{ekv}}{R_k + R_{ekv}}$$

olduğundan

$$Y_y = \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega C_r (R_k + R_{ekv})}}$$

olur. Sonuncu ifadədə modul və fazanı ayırısaq, yəni

$$Y_a = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_r (R_k + R_{ekv})} \right]^2}} \cdot e^{j\varphi_{a.t.}(\omega)}$$

səklində yazsaq, faza xarakteristikasının

$$F_a(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega C_r (R_k + R_{ekv})} \quad (2.14)$$

tənliyini və modula uyğun olan tezlik xarakteristikasının

$$Y_a = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_r (R_k + R_{ekv})} \right]^2}} \quad (2.15)$$

tənliyini alırıq.

Aşağı tezliklərdə gücləndiricinin tezlik təhrifləri əmsalı $M_a = 1 / Y_a$ ifadəsi ilə təyin edilir, yəni

$$M_a = 1/Y_a = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_r (R_k + R_{ekv})} \right]^2}$$

Yuxarı tezlik oblastında gücləndiricinin güclənmə əmsalına nəzərən tezlik xarakteristikasının tənliyi

$$Y_{yux} = U_{\text{çix.yux}} / U_{\text{çix.yux}}$$

olur. Burada $U_{\text{çix.yux}}$ kəmiyyətini təyin etmək üçün şəkil 2.26,c - də göstərilmiş ekvivalent sxemi ardıcıl olaraq sadələşdirək. Əvvəlcə paralel qoşulmuş R_k , R_1 və R_2 müqavimətlərini R müqaviməti ilə əvəz edirik:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

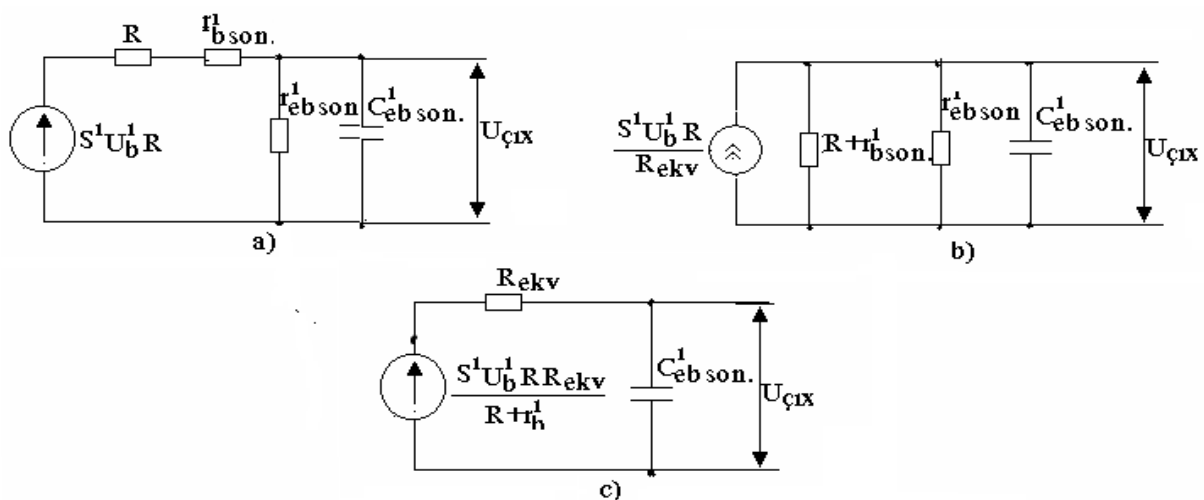
Sonra qarşılıqlı uyğunluq prinsipinə əsasən cərəyan mənbəyini SU_bR gərginlik mənbəyinə çeviririk (şəkil 2.27,a). R və $r_{b.son.}$ müqavimətlərini toplayaraq gərginlik mənbəyini daxili müqaviməti $R + r_{b.son.}$ olan cərəyan mənbəyinə çeviririk (şəkil 2.27,b). Paralel qoşulmuş $R + r_{b.son.}$ və $r_{eb.son.}$ müqavimətlərini $R_{cəm}$ müqaviməti ilə əvəz edərək, yenidən cərəyan mənbəyi halından gərginlik mənbəyi halına qayıdırıq (şəkil 2.27,c). Bu halda gərginlik mənbəyi U_{ekv}

$$U_{ekv} = \frac{S \cdot U_b \cdot R \cdot R_{ekv}}{R + r_b}$$

ifadəsi ilə təyin edilir. Alınmış sxemə əsasən

$$U_{\text{çix}} = \frac{U_{ekv} \left(-j \frac{1}{\omega \cdot C_{eb.son.}} \right)}{R_{ekv} - j \frac{1}{\omega \cdot C_{eb.son.}}} = \frac{U_{ekv}}{1 + j\omega \cdot C_{eb.son.} \cdot R_{ekv}}. \quad (2.16)$$

yazmaq olar.



Şəkil 2.27. Gücləndiricinin yuxarı tezliklərdə ekvivalent sxeminin sadələşdirilməsi

Orta tezliklərdə $U_{\text{çix.orta}} = U_{\text{ekv}}$ olur, çünki C_{eb} tutumunun müqaviməti $R_{\text{cəm}}$ müqavimətinə nəzərən çox böyükdür. Odur ki, sonuncu ifadədəki $jC_{\text{eb.s}} \cdot R_{\text{cəm}}$ kəmiyyətini nəzərə almamaq olar, yəni $U_{\text{çix.orta}} = U_{\text{ekv}}$. Bu halda

$$Y_y = \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_{\text{eb.son}} \cdot R_{\text{ekv}}} \quad (2.17)$$

və yaxud

$$Y_y = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot C_{\text{eb.son}} \cdot R_{\text{ekv}})^2}} \cdot e^{j\varphi_{y.t.}(\omega)} \quad (2.18)$$

olur.

2.18 ifadəsindən tezlik xarakteristikasının tənliyi, tezlik təhrifləri əmsalı və faza xarakteristikasının tənliyi yuxarı tezlik oblastında aşağıdakı kimi yazıla bilər:

$$Y_y(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot C_{\text{eb.son}} \cdot R_{\text{ekv}})^2}}$$

$$\varphi_{y.t.} = -\arctg(\omega \cdot C_{\text{eb.s}} \cdot R_{\text{ekv}}),$$

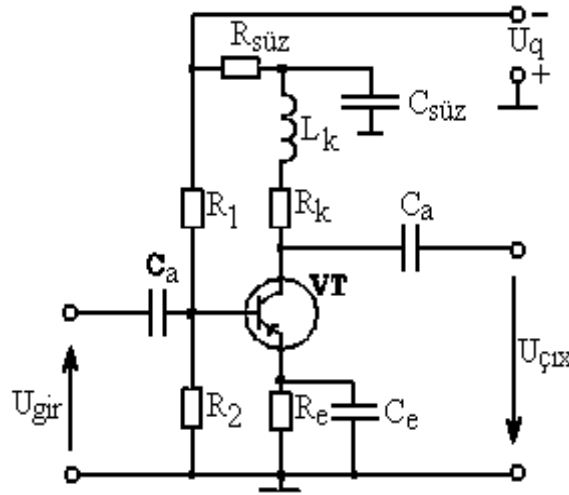
$$M_y = \frac{1}{Y_{y.t.}} = \sqrt{1 + (\omega \cdot C_{\text{eb.son}} \cdot R_{\text{ekv}})^2}$$

2.8.2. Genişzolaqlı gücləndirici. Sıqnalların geniş tezlik diapazonunda gücləndirilə bilməsi üçün elə dövrə nəzərdə tutmaq lazımdır ki, bu dövrə aşağı və yuxarı tezliklərdə aperiodik gücləndiricinin güclənmə əmsalını yüksəldə bilsin. Belə dövrə kimi aşağı və yuxarı korreksiya dövrlərindən istifadə edilə bilər. Bundan əlavə enlizolaqlı gücləndiricilərdə yüksək tezlikli tranzistorlardan istifadə edilir. Kollektor dövrəsindəki R_k müqavimətini azaltmaqla ekvivalent R_{ekv} müqavimətinin azalmasına və beləliklə də yuxarı tezliklərdə M_y tezlik təhrifləri əmsalının azalmasına nail olurlar. Lakin R_k müqavimətinin azalması kaskadın güclənmə əmsalını aşağı salır. Odur ki, tələb olunan güclənmə əmsalını əldə etmək üçün kaskadların sayını artırmaq lazım gəlir.

Aşağı tezliklərdə korreksiya dövrəsi $R_{\text{süz}} C_{\text{süz}}$ dövrəsidir (şəkil 2.28). $C_{\text{süz}}$ kondensatorunun tutumu elə seçilir ki, orta və yuxarı tezliklərdə müqavimət $1/\omega C_{\text{süz}} < R_{\text{süz}}$ olsun və kollektor cərəyanının dəyişən toplananı emitter-kollektor keçidi – $R_k - L_k - C_{\text{süz}} - \text{torpaq} - R_e - C_e$ – emitter dövrəsi ilə axa bilsin.

Beləliklə, $R_{süz}$ müqaviməti orta və yuxarı tezliklərdə gücləndiricinin güclənmə əmsalına təsir etmir. Aşağı tezliklərdə isə $1/\omega C_{süz}$ müqaviməti $R_{süz}$ müqavimətinə yaxın olur ki, bu da kollektordan axan dəyişən cərəyanın bir hissəsinin $R_{süz}$ müqavimətindən axmasına imkan verir. Bu halda yükün müqaviməti artır və uyğun olaraq güclənmə əmsalı da yüksəlir.

Yuxarı tezliklərdə korreksiya elementi kimi R_k müqavimətinə ardıcıl qoşulmuş L_k induktivliyindən istifadə edilir. L_k induktivliyinin qiyməti elə seçilir ki, ancaq yuxarı tezliklərdə $\omega_{yux}L_k$ müqaviməti R_k -ya yaxın olsun və yük müqavimətinin artması və beləliklə də, güclənmə əmsalının artması mümkün olsun. Orta və aşağı tezliklərdə $\omega L_k \ll R_k$ olduğundan L_k induktivliyi gücləndiricinin tezlik xarakteristikasına təsir etmir. Görün-düyü kimi, $R_{süz}$, $C_{süz}$ və L_k korreksiya elementlərini düzgün seçməklə signalın bütün tezlik diapazonunda bərabər gücləndirmə xüsusiyyətinə nail olmaq olar.



Şəkil 2.28. Enlizoqlu gücləndirici

2.8.3. Çıxış güc gücləndirici kaskad. Çıxış güc gücləndiriciləri adətən çoxkanallı gücləndiricilərin çıxış kaskadı olur və kiçik müqavimətli yükə tələb olunan gücü təmin etmək üçün istifadə edilir. Belə gücləndiricilərin hesablanması üçün ilkin verilənlər yük müqavimətinin $R_{yük}$ və onda ayrılan gücün $P_{yük}$ qiymətləridir. Güc gücləndiriciləri həm transformatorsuz, həm də transformatorlu sxemlər üzrə qurulur.

Gücləndiricilərin çıxışında böyük gücün alınması onun tranzistorlarının böyük cərəyan və gərginliklər rejimində işlədiyini göstərir. Belə gücləndiricilərin əsas parametri kimi F.İ.Ə götürülür. Bu kaskadlarda signalın sabit və dəyişən toplananları bir-birinə yaxın olur. Ona görə də, gücləndiricinin xüsusiyyətlərinə tranzistorun parametrləri, iş rejimləri və əsas xarakteristikalarının qeyri-xəttiliyi təsir göstərir. Bu isə hesabat və təhlil zamanı tranzistorların zəif

siqnala uyğun modellərindən istifadə etməyə imkan verir və konkret tranzistorun xarakteristikasına əsasən qrafiki və qrafoanalitik üsullardan istifadə edilir.

Çıxış güc gücləndirici kaskadın əsas vəzifəsi buraxıla bilən qeyri-xətti təhriflər şəraitində yükdə tələb olunan gücü təmin etməkdir. Eyni zamanda çıxış dövrəsinin maksimum f.i.ə. təmin olunmalıdır:

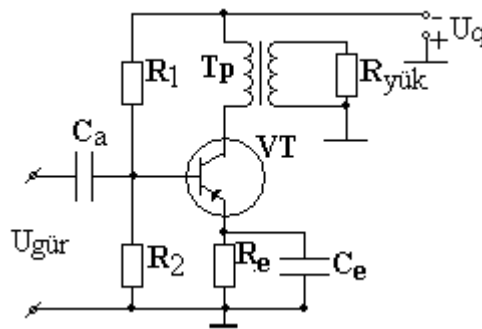
$$\eta = P_{\max} / P_0,$$

burada P_{\max} – kaskadın verdiyi maksimum rəqsi gücdür, P_0 – qida mənbəyinin kollektor dövrəsinə verdiyi gücdür.

Rezistiv kaskaddan fərqli olaraq, transformator əlaqəli güc gücləndirici kaskadın f.i.ə. böyükdür. Bunun səbəbləri aşağıdakılardır:

- transformator dolağının müqaviməti az olduğundan qida mənbəyindən sxemə verilən gərginliyin əsas hissəsi kollektor dövrəsində ayrılır,
- kollektor dövrəsi yüklə daha yaxşı uyğunlaşır və tranzistor üçün optimal yük təmin oluna bilər.

Bir taktlı transformator əlaqəli kaskadın sxemi şəkil 2.29 - da verilmişdir.



Şəkil 2.29. Bir taktlı transformatorlu güc gücləndiricisi

Kollektor dövrəsindəki transformator yükün kiçik müqavimətini kollektor dövrəsinin optimal müqavimətinə transformasiya etmək üçündür. Bu halda, verilmiş qeyri-xətti təhriflər şəraitində, kollektorda maksimum rəqsi güc əldə edilir. Burada sabit cərəyana görə dinamik xarakteristika şaquli vəziyyət alır, çünki, transformatorun dolağının müqaviməti çox kiçikdir. Odur ki, $U_{k0} = U_q$ götürmək olar. Dəyişən cərəyana görə dinamik xarakteristika isə $\alpha = \arctg R_k$ bucağı altında meyli edir. Optimal rejimdə maksimum çıxış rəqsi güc və maksimum f.i.ə. aşağıdakı kimi olur:

$$P_{\max} = 0,5 U_{k \max} \dot{I}_{k \max}$$

$$\eta_{A.\max} = P_{\max}/P_0 = 0,5 U_{k \max} \dot{I}_{k \max} / (U_{k0} \dot{I}_{k0})$$

$U_{k \max} = U_{k0}$ və $I_{k \max} = I_k$ olduğundan $\eta_{A. \max} = 0,5$ (50%) olur.

Bir taktlı güc gücləndiriciləri az güc tələb olunan hallarda istifadə edilir. Böyük güc almaq üçün iki taktlı sxemlərdən istifadə edilir. İkitaktlı sxemlərdə f.i.ə. böyük olur və onlarda bir taktlı sxemlərə nəzərən tranzistorlardan daha səmərəli istifadə edilir.

2.8.4. Transformersuz güc gücləndiriciləri. Yarımkəçirici cihazların istehsal texnologiyasının inkişafı güclü, müxtəlif keçiriciliyə malik bipolyar və sahə tranzistorlarının yaradılmasını təmin etdiyindən çıxış kaskadlarının yaradılmasında transformersuz sxemlərdən daha geniş istifadə edilir.

Transformersuz güc gücləndiricilərdə kiçik çıxış müqavimətinə malik tranzistor kaskadlarından istifadə edilir və əks əlaqə ancaq gərginliyə görə olur. Çıxış güc kaskadlarında çıxış tranzistorlarının iş rejimlərinin B və AB siniflərində işləməsinə təmin edən ikitaktlı sxemlərdən istifadə edilir. Müxtəlif keçiriciliyə malik bipolyar tranzistorlarda yaradılan transformersuz çıxış güc kaskadının sadə sxemi şəkil 2.30 – də verilmişdir. Sxemin əsasını ümumi yükə qoşulmuş ardıcıl birləşən tranzistordan və qida mənbəyindən ibarət iki ikiqütblü təşkil edir. Bu ikiqütblülər adətən ikitaktlı gücləndiricinin çiyinləri adlanır.

VT1 və VT2 tranzistorlarının emitter keçidləri paralel qoşulublar və onların girişlərinə idarəedici U_{gir} gərginliyi verilir. Tranzistorların baza dövrlərində yerdəyişmə gərginliyi olmadığından kaskad güclənmənin B sinifində işləyir. Giriş gərginliyinin hər yarımperiodunda yük cərəyanı kaskadın çiyinləri vasitəsilə formalaşdırılır. Çiyinlərin qida gərginliklərinin müxtəlif işarəli olması yükə dəyişən cərəyanın axmasına səbəb olur.

Belə gücləndiricinin F.İ.Ə – nı təyin edək. Fərz edək ki, gücləndiricinin girişinə periodu T olan siqnal təsir edir və $R_{yük}$ aktiv müqavimətdir. Çıxış gərginliyinin amplitudu $U_{çix} = \gamma U_{gir}$ – yə bərabərdir. Burada γ – çıxış gərginliyinin nisbi amplitududur və $0 \leq \gamma \leq 1$ olur. Bu halda yükə ayrılan güc

$$P_{yük} = (U_{yük} / \sqrt{2}) (I_{yük} / \sqrt{2}) = (\gamma U_{gir})^2 / 2 R_{yük}$$

olur.

Gücləndiricinin tələb etdiyi gücü tapmaq üçün lazım olunan cərəyanın qiymətini təyin edirik:

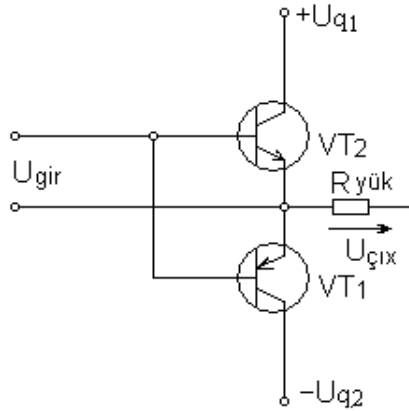
$$I_{orta} = (2/T) \int_0^{T/2} I_{yük \max} \sin \omega t dt = 2 I_{yük.m} \pi = 2 \gamma U_{gir} / \pi R_{yük};$$

$$P_{gir} = U_{gir} I_{orta} = U_{gir} 2 \gamma U_{gir} / \pi R_{yük} = 2 \gamma U_{gir}^2 / \pi R_{yük}.$$

Bu halda gücləndiricinin F.İ.Ə

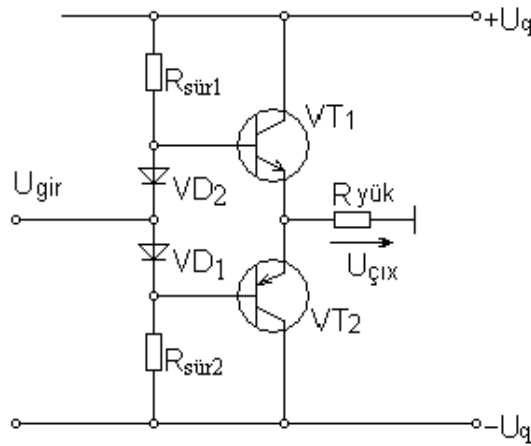
$$\eta = P_{y\ddot{u}k}/P_{gir} = \pi\gamma / 4$$

və $\gamma=1$ maksimum qiymətində $\eta=0,785$ olur.



Şəkil 2.30. Çıxış güc kaskadının sxemi

Məxsusi qeyri-xətti təhrifləri azaltmaq üçün güclənmənin AB sinfindən istifadə edilir. AB rejimində tranzistorda ayrılan güc artır və gücləndiricinin F.İ.Ə azalır. AB rejimini təmin edən sxem şəkil 2.31 - də göstərilmişdir.



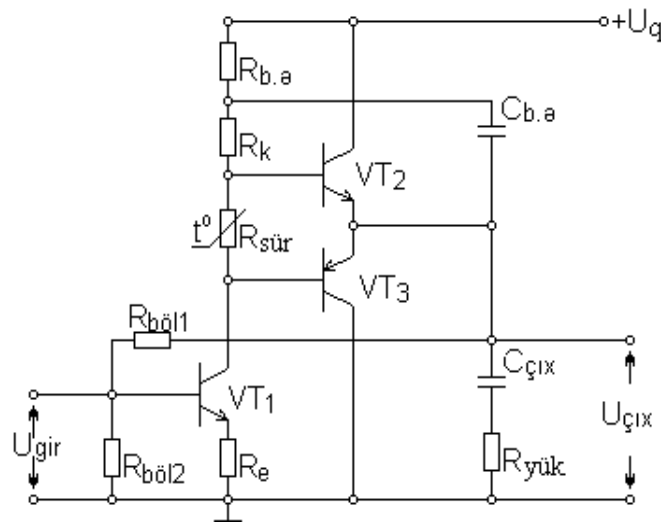
Şəkil 2.31. AB rejimində işləyən güc gücləndiricisi

Sxemdə sürüşmə gərginliyi VD1 və VD2 diodları, $R_{sür.1}$ və $R_{sür.2}$ sürüşmə müqavimətləri vasitəsi ilə təşkil olunan qeyri-xətti gərginlik bölücüsü tərəfindən yaradılır. VD1 və VD2 diodları əlavə olaraq gücləndiricinin sükunət rejiminin parametrik stabilləşməsini təmin edirlər. Diodlardakı gərginliyin temperatur dəyişmələri tranzistorların emitter keçidlərindəki gərginliyin temperatur dəyişmələrini kompensasiya edir. Burada tranzistorlar ÜK üzrə qoşulublar. Ona görə də gücləndiricinin çıxış müqaviməti kəskin azalır, eyni qıda gərginliyində çıxış gərginliyinin maksimum qiyməti az olur. Təbiidir ki,

maksimum güc də kiçik olur. Bu çatışmazlığı aradan qaldırmaq üçün çıxış kaskadından əvvəlki kaskadı yüksək gərginlikli mənbədən qidalandırmaq lazım gəlir.

Baxılan sxemlərin ümumi çatışmazlığı iki qida mənbəyindən istifadə edilməsindədir. Yükdən ancaq dəyişən cərəyan axdığından bu çatışmazlığı aradan qaldırmaq üçün yükü ayırıcı kondensator vasitəsi ilə sxemin ümumi şininə qoşmaq lazımdır. Belə gücləndirici şəkil 2.32-də göstərilmişdir.

VT2 və VT3 çıxış tranzistorlarının idarə gərginliyini formalaşdırmaq üçün VT1 tranzistorunda yaradılan ÜE-li əlavə kaskaddan istifadə edilir. Emitter dövrəsindəki R_e rezistoru çıxış cərəyanına görə ardıcıl mənfi əks əlaqə dövrəsi yaradır və kaskadın iş rejimini stabilləşdirir. VT1 tranzistorunun işçi nöqtəsinin yerdəyişməsinə təmin edən $R_{yük}$ rezistoru gücləndiricinin bilavasitə çıxışına qoşulur. Bu rezistor çıxış gərginliyinə görə ümumi paralel mənfi əks əlaqə dövrəsini formalaşdırır və bununla da gücləndiricinin sükunət rejimi stabilləşdirilir, onun çıxış müqavimətinin azalmasının qarşısı alınır.



Şəkil 2.32. AB rejimində işləyən tutum yüklü güc gücləndiricisi

$R_{yük}$ rezistoru çıxış tranzistorunun AB rejimində işləməsinə təmin edir. Rejimin parametrik stabilləşdirilməsi üçün termorezistordan istifadə edilir. R_k rezistoru VT1 tranzistorundakı gücləndirici kaskadın yükü olur.

Çıxış siqnalının tam amplitudunu təmin etmək üçün ilkin kaskadın (VT1) yüksək gərginliyə malik qida mənbəyindən qidalanması lazımdır. Bu məqsədlə gücləndiricinin sxeminə $R_{b.r.}$ və $C_{b.r.}$ elementləri daxil edilir. Bu elementlər qida gərginliyinə görə müsbət əks rəbitə dövrəsi yaradır. Bir çox hallarda bu dövrəni «volt əlavəsi» adlandırırlar. Bu dövrə gücləndiricinin ilkin kaskadının qida gərginliyini artırır. VT3 tranzistorunun keçiriciliyi intervalında $C_{b.r.}$

kondensatoru $R_{b.r.}$ rezistoru vasitəsi ilə qida gərginliyindən dolur. VT2 tranzistorunun keçiriciliyi intervalında isə kondensatorun gərginliyi R_k rezistoru vasitəsi ilə VT2 tranzistorunun baza cərəyanının axmasını təmin edir.

Çıxış güc gücləndiricilərinin layihələndirilməsi zamanı adətən çıxış tranzistorları kimi tərkibli tranzistorlardan istifadə edilir. Bu, ilkin kaskadın gücünü azaltmağa imkan verir.

Çıxış güc gücləndiricilərinin sahə tranzistorlarında yaradılması da yuxarıda verilmiş prinsipdə yerinə yetirilir. Bu gücləndiricilər kiçik qeyri-xətti təhriflərə və yüksək temperatur sabilliyinə malik olurlar, çünki sahə tranzistorlarında temperatur müsbət əks rəbitə mexanizmi olur.

2.9. Çoxkaskadlı gücləndiricilər

Bir kaskadlı gücləndiricilərin güclənmə əmsalı böyük olmadığından böyük güclənmə əmsalı almaq üçün bir neçə kaskadın ardıcıl qoşulması yolu ilə alınan çoxkaskadlı gücləndiricilərdən istifadə edilir. Bu halda ayrı-ayrı kaskadların giriş və çıxış siqnallarının həm sabit, həm də dəyişən cərəyana görə uzlaşdırılması məsələsi ortaya çıxır. Kaskadlararası uzlaşmanın üç növü: transformator ilə əlaqə, RC-əlaqə və qalvanik əlaqə mövcuddur.

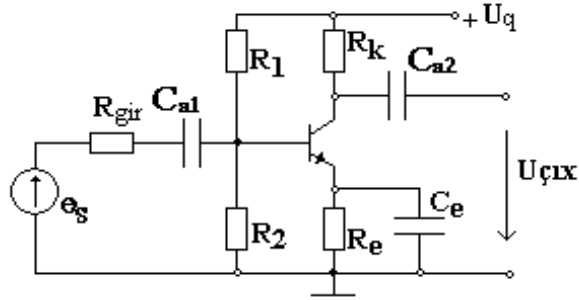
Transformator və RC – dövrə tipli əlaqələr dəyişən cərəyan gücləndiricilərində, qalvanik əlaqə isə sabit cərəyan gücləndiricilərində tətbiq edilir. Müasir texnologiya ilə yaradılan gücləndirici qurğularda əsasən RC və qalvanik əlaqələr istifadə edilir.

RC - əlaqəli gücləndiricilərin əsas problemi kaskadlararası əlaqə elementlərinin düzgün seçilməsidir. Bu elementlər gücləndiricinin buraxma zolağını təyin etdiklərindən onların seçilməsində əsas kriteriya kimi tezlik təhriflərinin səviyyəsi götürülür. RC - əlaqəli gücləndiricinin sxemi şəkil 2.33 - də verilmişdir.

Sxemdəki C_{a1}, C_{a2} kondensatorları ayırıcı kondensatorlardır və ayrı-ayrı kaskadların rejimlərini sabit cərəyana görə ayırmaq üçün nəzərdə tutulmuşdur. Sxemdəki C_e kondensatorunun vəzifəsi kaskadın dəyişən cərəyana görə güclənmə əmsalını artırmaqdır; yəni bu kondensator gücləndiricinin tezlik xarakteristikasının aşağı tezlik oblastına uyğun hissəsini formalaşdırmaq üçündür. Ayırıcı və emitter dövrə elementlərinin qiymətləri (C_a və C_e) buraxma zolağının aşağı tezlik sərhədinin qiymətinə və tezlik təhriflərinin tələb olunan qiymətinə görə hesablanabilir.

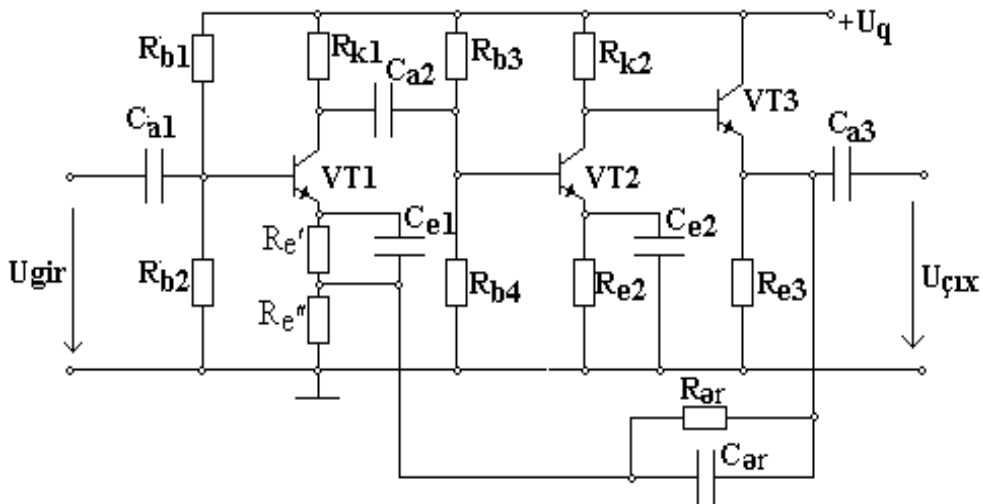
Əgər gücləndirici qurğuda tezlik xarakteristikasının yuxarı tezlik oblastının formalaşdırılması nəzərdə tutulmayıbsa, onda buraxma zolağının yuxarı sərhədi istifadə olunan yarı keçirici cihazların məxsusi tezlik

xüsusiyyətləri ilə təyin olunur. Tezlik xarakteristikasının yuxarı tezlik oblastının formalaşdırılması üçün çıxış gərginliyinə görə ümumi ardıcıl mənfi əks əlaqədən istifadə olunur. Bu halda gücləndiricinin giriş müqaviməti artır, çıxış müqaviməti isə azalır. Belə əlaqə yaratmaq üçün emitter müqavimətini ardıcıl qoşulmuş iki müqavimətə bölmək lazımdır. Bu prinsip şəkil 2.34 - də göstərilən üç kaskadlı gücləndiricidə yerinə yetirilmişdir.



Şəkil 2.33. RC-əlaqəli gücləndiricinin sxemi

Burada 1-ci və 2-ci kaskadlar ümumi emitterlidir və sükunət rejiminin temperatur sabilliyini təmin etmək üçün hər birində yük cərəyanına görə ardıcıl mənfi əks rabitə tətbiq edilmişdir. 3-cü kaskad emitter təkrarlayıcısıdır. 1-ci kaskadın emitter müqavimətinin iki hissəyə bölünməsi ilə bu kaskadda, sükunət rejiminin tələb olunan sabilliyi şəraitində, dəyişən cərəyana görə güclənmə əmsalı kifayət qədər olur.



Şəkil 2.34. Üç kaskadlı RC - əlaqəli gücləndirici qurğu

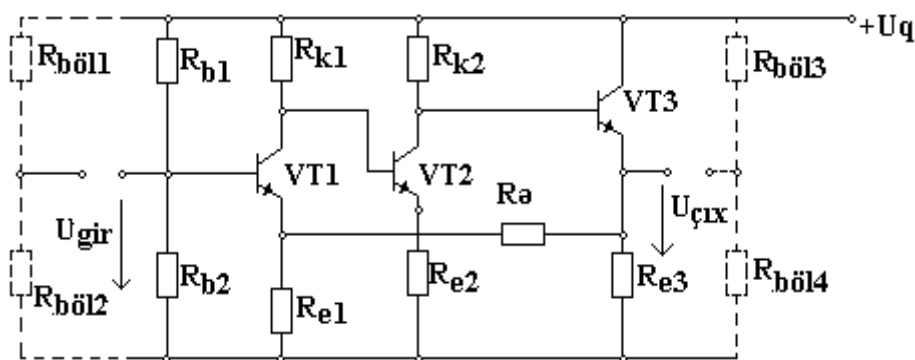
2.10. Sabit cərəyan gücləndiricisi

Sabit cərəyan gücləndiricisi çox yavaş dəyişən siqnalları gücləndirmək üçündür və siqnalın sabit və dəyişən toplananlarının nisbətini pozmadan

gücləndirmə qabiliyyətinə malikdir. Gücləndiricinin kaskadları arasında qalvanik əlaqə – yavaş dəyişən signalın iki tərəfə ötürülməsini təmin edən əlaqə olur. Xüsusi halda bu əlaqə bilavasitə (əlaqə dövrəsində əlavə elementlər olmadıqda) əlaqəyə çevrilir.

Sabit cərəyan gücləndiricisini dəyişən cərəyan gücləndiricisindən onun bütün reaktiv elementlərini yox etməklə almaq olar. Gücləndiricilərdə ayırıcı kondensatorların yox edilməsi ilə iki mürəkkəb məsələnin – ayrı-ayrı kaskadların iş rejimlərini həm sabit, həm də dəyişən cərəyana görə razılaşdırmaq və «sıfır dreyfi»-ni minimallaşdırmaq məsələlərini həll etmək lazım gəlir.

Üçkaskadlı sabit cərəyan gücləndiricisinin sxemi şəkil 2.35-də göstərilmişdir.



Şəkil 2.35. Sabit cərəyan gücləndiricisinin sxemi

Sabit cərəyana görə rejimlərin razılaşdırılması üçün hər sonrakı kaskadın emitter rezistorundakı gərginlik əvvəlki kaskadın sükunət rejiminin sabit toplananını kompensasiya edə bilməlidir, yəni hər sonrakı kaskad üçün

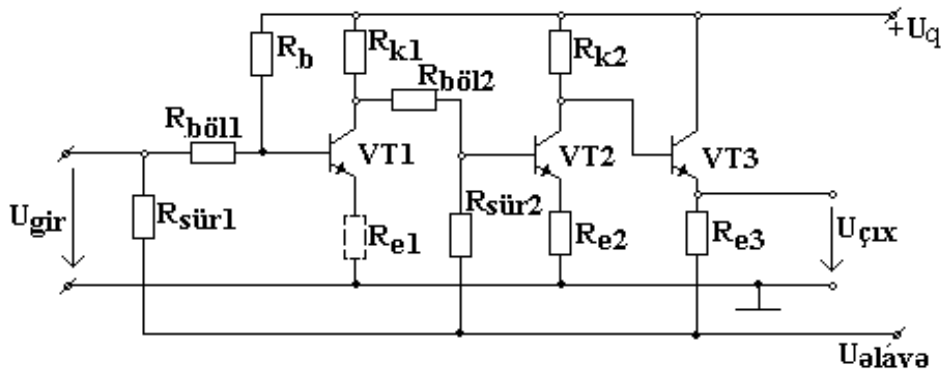
$$U_{rei} + U_{kei} - U_{bei+1} = U_{rei+1}$$

münasibəti yerinə yetirilməlidir. Lakin bu cür razılaşma zamanı hər sonrakı kaskadda cərəyana görə yerli ardıcıl mənfi əks əlaqənin dərinliyi əvvəlkinə nəzərən böyük olacaqdır. Odur ki, hər sonrakı kaskadın güclənmə əmsalı əvvəlkinə nəzərən azalacaq və üç kaskaddan sonra güclənmə əmsalı vahidə yaxınlaşacaqdır.

Bu çatışmazlığı aradan qaldırmaq üçün emitter dövrəsində, gərginlik düşküsi müqavimətdən asılı olmayan elementdən, məsələn stabiltronlardan istifadə etmək lazımdır. Lakin bu üsul da rejimlərin tam razılaşması problemini həll edə bilmir və kaskadların sayı üçdən çox olduqda isə tətbiqi çətinləşir. Bu qurğuların iki mühüm çatışmayan cəhəti vardır. Onlardan biri, gücləndiricinin girişində birinci kaskadın tranzistorunun sükunət rejimini təmin etmək üçün

lazım olan müəyyən sabit gərginliyin olması və müəyyən çıxış müqavimətinə malik giriş gərginlik mənbəyinin qoşulması ilə kaskadın sabit cərəyana görə iş rejiminin dəyişməsidir. İkincisi, giriş signalı olmadıqda belə gücləndiricinin çıxışında müəyyən sabit gərginliyin olmasıdır. Göstərilən çatışmazlıqları giriş və çıxış dövrlərinə əlavə gərginlik bölücüsü ($R_{böl1} - R_{böl2}$) daxil etməklə qismən aradan qaldırmaq olar. Lakin bu halda gücləndiricinin çıxış müqaviməti və sxemdə ayrılan güc artır, sxem mürəkkəbləşir.

Gücləndiricinin giriş və çıxışında sabit toplananı aradan qaldırmaq üçün sürüşmə sxemindən istifadə edilir. Ardıcıl birləşmiş iki qida mənbəyinə ehtiva gərginlik bölücüsü qoşmaq olar ki, onun rezistorlarının müqavimətlərini seçməklə çıxışdakı gərginliyi qida mənbəyinin orta nöqtəsinə nəzərən sıfıra endirmək mümkün olsun. Bu şərtin sabit cərəyan mənbəyinə tətbiq olunması üçün gücləndiriciyə qütb işarələri əsas qida mənbəyinin qütb işarələrinə əks olan əlavə qida mənbəyi qoşmaq və kaskadlararası əlaqə kimi rezistiv gərginlik bölücüsündən istifadə etmək lazımdır. Bu elementlər daxil edilmiş sxem şəkil 2.36 - da göstərilmişdir.



Şəkil 2.36. Kaskadlararası əlaqə kimi rezistiv gərginlik bölücüsü olan sabit cərəyan gücləndiricisi

Sxemə əlavə gərginlik bölücüsünün daxil edilməsi güclənmə əmsalını aşağı salır, sxemi mürəkkəbləşdirir və çıxış gərginliyinin «sıfır dreyfinin» minimallaşdırılmasını çətinləşdirir. Dreyfin azalması üçün sxemə mənfəi əks rəbitə dövrəsi (R_{e1}) qoşmaq lazımdır. Lakin bu da güclənmə əmsalını aşağı salır. «Sıfır dreyfinin» azaldılmasının iki əsas üsulundan istifadə edilir:

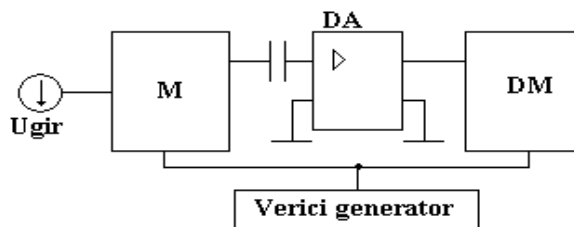
- gücləndiriciyə təsir edən xarici faktorların azaldılması;
- gücləndiricinin xarici təsirlərə olan hissetmə qabiliyyətinin aşağı salınması.

Xarici faktorların gücləndiricinin çıxış gərginliyinin dreyfinə olan təsirini azaltmaq üçün yaranan dreyfi kompensasiya etmək və yaxud dreyf gərginliyinin

çıxışa ötürülməsinin qarşısını almaq lazımdır. Bu məqsədlə diferensial gücləndirici kaskadlardan istifadə etmək olar.

İkinci üsulla dreyf gərginliyinin azaldılması prosesinə baxaq. Əvvəldə qeyd edildiyi kimi, dreyf problemi ayırıcı kondensatorları sxemdən kənar etdikdə yaranır. Bu kondensatorlar sabit toplananın xaricə ötürülməsinin qarşısını alırdı. Sabit cərəyan gücləndiricisində isə bu mümkün olmur. Burada sabit toplanan, dəyişənlə yanaşı çıxışda güclənmiş olur. Bunun qarşısını almaq üçün giriş signalında faydalı (dəyişən) və dreyf (sabit) toplananları ayırmaq lazımdır. Bu problemi aşağıdakı kimi həll etmək olar. Məlumdur ki, dəyişən cərəyan gücləndiricisində bu problem yoxdur. Odur ki, bu problemi giriş signalının sabit toplananını dəyişən cərəyan gücləndiricisinin girişində dəyişən cərəyana çevirmək, çıxışında isə əksinə, yenidən sabit cərəyana çevirməklə həll etmək olar və beləliklə də sabit cərəyan gücləndiricisinin çıxışında dreyf gərginliyini tamamilə yox etmək olar. Belə sabit cərəyan gücləndiricisinin struktur sxemi şəkil 2.37 – də göstərilmişdir.

Giriş signalı modulyatorun girişinə verilir və modulyatorunda dəyişən gərginliyə çevrilir. Modulyatorun çıxışındakı dəyişən gərginlik dəyişən cərəyan gücləndiricisi vasitəsilə gücləndirilir və demodulyatorun girişinə ötürülür. Demodulyator güclənmiş dəyişən cərəyanı yenidən sabit cərəyana çevirir. İlkin signalın düzgün bərpa olunması üçün modulyator və demodulyator sinxron və sinfaz işləməlidirlər.



Şəkil 2.37. İkiqat çevirməyə malik sabit cərəyan gücləndiricisi

Bu üsulla yaradılan sabit cərəyan gücləndiriciləri M-DM (modulyator-demodulyator) sabit cərəyan gücləndiricisi və yaxud ikiqat çevirməyə malik sabit cərəyan gücləndiricisi adlanır. Bu üsulun mənfi cəhəti modulyator və demodulyator sxemlərinin mükəmməl olmamasına görə gücləndiricinin çıxış gərginliyində tezliyi verici generatorun tezliyinə bərabər olan dəyişən cərəyan toplananının olmasındadır. Bunu aradan qaldırmaq üçün gücləndiricinin çıxışına əlavə süzgəc qoşulur. Çıxışa qoşulan süzgəc və modulyator/ demodulyator sxemlərinin normal iş rejiminin təmin olunmaması gücləndiricinin buraxma zolağının kifayət qədər genişləndirilməsinə imkan vermir. Bu çatışmazlığı aradan qaldırmaq üçün diferensial gücləndiricilərdən istifadə etmək lazım gəlir.

2.11. Diferensial gücləndirici

Diferensial gücləndirici (DG) iki siqnalın fərqi gücləndirən qurğulara deyilir və analoq İS-in yaradılmasında geniş istifadə edilir. Yaradılma prinsipinə görə DG paralel tipli balans (körpü) gücləndirici kaskadlara aiddir. DG müxtəlif destabilləşdirici faktorların təsiri zamanı yüksək stabilliyə, diferensial siqnallar üçün böyük güclənmə əmsalına və sinfaz siqnalları və maneələri kəskin zəiflətmək xüsusiyyətinə malikdir.

Strukturuna görə DG ümumi emitter rezistoru olan iki kaskaddan ibarətdir (şəkil 2.38,a). Sxem elementləri körpü yaradır. Körpünün diaqonallarından birinə qida gərginliyi, digərinə isə yük müqaviməti qoşulur.

Əvəzləmə sxemindən (şəkil 2.38,b) körpünün balans şərtini, yəni çıxış gərginliyinin sifra bərabərliyi şərtini almaq olar:

$$U_a = U_q R_{VT1} / (R_{VT1} + R_{k1}) = U_b = U_q R_{VT2} / (R_{VT2} + R_{k2})$$

və yaxud
$$R_{VT1} R_{k2} = R_{VT2} R_{k1}.$$

Bu şərtin pozulması körpünün balansının pozulmasına və buna uyğun çıxış gərginliyinin yaranmasına səbəb olur. Balansın pozulması tranzistorların çıxış R_{VT1} və R_{VT2} müqavimətlərinin dəyişməsi nəticəsində baş verir. Bu müqavimətlərin dəyişməsi, öz növbəsində, giriş U_{gir1} və U_{gir2} gərginliklərindən asılı olur. Əgər sxem elementləri eyni olarsa, çıxış gərginliyi istənilən təsiredici faktorlar halında belə dəyişməz qalır.

DG iki girişə və iki çıxışa malikdir, yəni burada siqnalların simmetrik artımını vermək və almaq mümkündür. Odur ki, çıxış gərginliyi üçün

$$U_{çix} = U_{çix1} - U_{çix2} = -K_1 U_{gir1} - (-K_2 U_{gir2})$$

yazmaq olar. Burada K_1 və K_2 uyğun olaraq VT1 və VT2 tranzistorlarındakı kaskadların güclənmə əmsallarıdır. Ümumi halda

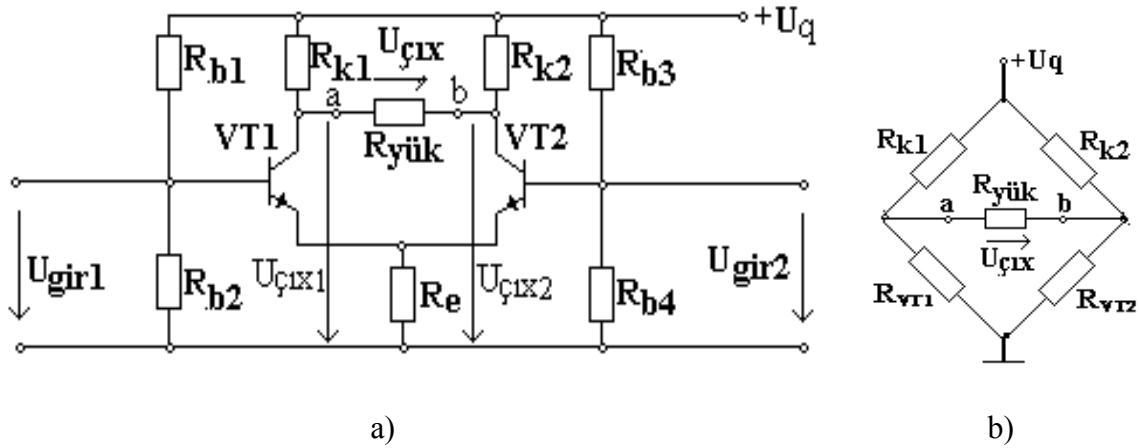
$$U_{gir1} = -U_{gir2} \text{ və } U_{gir} = U_{gir1} - U_{gir2} = 2U_{gir1}$$

olduqda

$$U_{çix} = -U_{gir} (K_1 + K_2) / 2 = -U_{gir} K_{DG}$$

yazmaq olar. Doğrudan da, gücləndiricinin girişinə əks fəzalılıq siqnallar təsir etdikdə kollektorlardan axan cərəyanlar müxtəlif istiqamətə malik olurlar və onların R_e rezistorunda yaratdıqları gərginlik düşkünləri bir-birini kompensasiya edir. Nəticədə, tranzistorların emitter potensialları yerin potensialına uyğun gəlir

və kaskadlar adı ÜE-li reostat kaskada çevrilirlər. Məlumdur ki, belə kaskadların güclənmə əmsalları kifayət qədər böyük olur.



Şəkil 2.38. Diferensial gücləndirici və onun əvəzləmə sxemi

DG-nin girişlərinə sinfaz siqnallar təsir etdikdə, yəni $U_{gir1} = U_{gir2}$ ($U_{gir} = U_{gir1} - U_{gir2} = 0$) olduqda, kollektor cərəyanları eyni istiqamətdə axır və onların R_e müqavimətində yaratdıqları gərginlik düşküləri toplanır. Tranzistorların emittərlərində müsbət potensial artır. Nəticədə kollektor – emitter keçidinin potensiallar fərqi kəskin azalır, tranzistorlar bağlanır, gücləndiricinin güclənmə əmsalı kəskin azalır.

Real DG-də sxemin qeyri-simmetrik olması, xarici təsirlər nəticəsində çıxışda «sıfır dreyfi» gərginliyinin yaranmasına gətirib çıxarır. «Sıfır dreyfinin» kompensasiya olunması dərəcəsi giriş sinfaz gərginliklərin zəiflədilməsi əmsalı ilə xarakterizə olunur.

Çıxış sinfaz gərginliklərin zəiflədilməsi əmsalı gücləndiricinin çıxış gərginliyinin eyni cür dəyişməsinə səbəb olan sinfaz və diferensial giriş gərginlikləri artımlarının nisbətində deyilir, yəni

$$K_{z.sin.} = U_{gir.sin} / U_{gir} = K_{uk} / K_{sin.}$$

Müasir DG-də bu əmsal 10000 ... 100000 (80...100 dB) qiymətini alır.

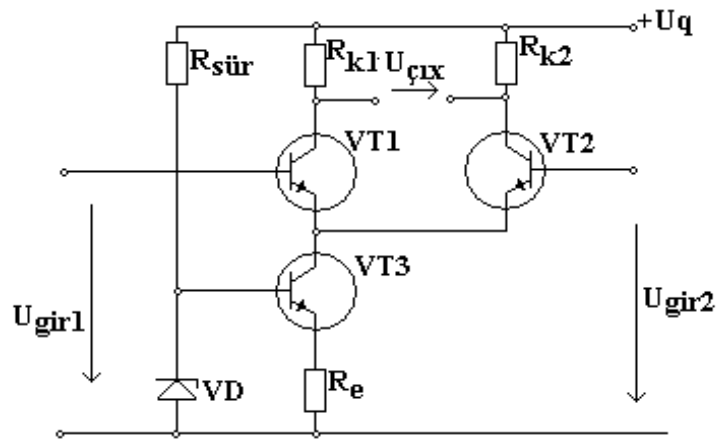
Beləliklə, DG-nin «sıfır dreyfini» azaltmaq üçün iki variant mümkündür:

- eyni parametrlərə malik cüt tranzistorları seçmək,
- R_e müqavimətini artırmaq.

Birinci variantın həyata keçirilməsi ancaq texnoloji yolla – hər iki tranzistorun bir kristalda eyni zamanda və eyni texnoloji rejimdə yaradılması yolu ilə, yəni inteqral texnologiyanın tətbiqi ilə mümkündür.

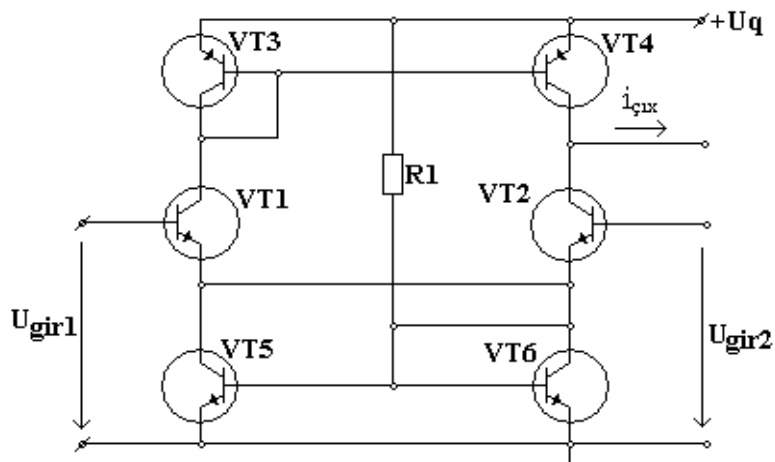
İkinci variantı texnoloji yolla həll etmək mümkün deyil. R_e müqavimətinin artırılması qida gərginliyinin maksimum qiyməti ilə

məhdudlaşır. Belə ki, R_e müqavimətinin artırılması tranzistorların kollektor-emitter aralığındakı gərginliyi azaldır və bu halda, gücləndiricinin çıxış siqnalının amplitudu azalır. Bu səbəbdən də R_e -nin artması R_k müqavimətinin artırılmasını məhdudlaşdırır və kaskadın güclənmə əmsalını aşağı salır. Göstərilən ziddiyyətləri aradan qaldırmaq üçün emitter dövrəsində passiv R_e rezistoru əvəzinə qeyri-xətti ikiqütblüdən, məsələn tranzistorda yaradılan cərəyan mənbəyindən istifadə etmək olar. Belə mənbələr kiçik gərginlik düşküsi halında dəyişən toplanan üçün böyük daxili müqavimətə (diferensial müqavimətə) malik olurlar (şəkil 2.39).



Şəkil 2.39. Cərəyan mənbəyinə malik diferensial gücləndiricinin sxemi

DG-nin güclənmə əmsalını artırmaq üçün R_k müqavimətini tranzistorlarda yaradılan aktiv yüklə əvəz etmək lazımdır. Belə yük kimi «cərəyan güzgüsü» sxemindən (VT3,VT4) və (VT5,VT6) istifadə olunmuş gücləndiricinin sxemi şəkil 2.40-da göstərilmişdir. Bu yük bəzən dinamiki yük də adlanır.



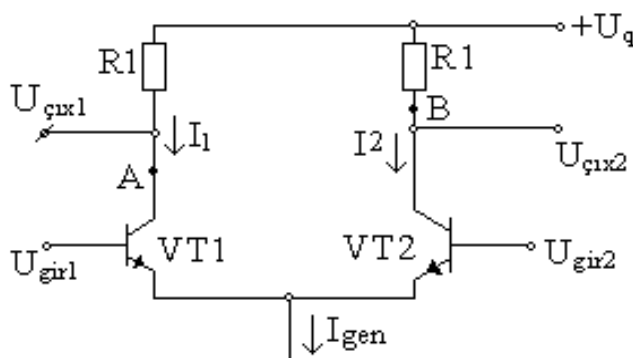
Şəkil 2.40. Dinamiki yükə («cərəyan güzgüsü» sxeminə) malik diferensial gücləndiricinin sxemi

DG-nin giriş müqavimətini artırmaq üçün giriş tranzistorları kimi sahə tranzistorlarından və bipolyar tərkibli tranzistorlardan istifadə etmək olar. Nəticədə, gücləndiricinin giriş cərəyanı azalır ki, bu da inteqral sxemlərin yaradılmasında mühüm rol oynayır.

2.12. Analoq inteqral sxemotexnikanın elementləri

Analoq inteqral sxemlərin (AİS) yaradılması üçün istifadə olunan sxemotexniki həllərin xüsusiyyətləri inteqral texnologiya ilə yaradılan elementlərin parametrlərinin mütləq qiymətlərinin böyük səpələnməsi, elementlərin mikronlarla olan ölçüləri, müxtəlif aktiv elementlərin texnoloji cəhətdən uzlaşmasının çətinliyi, induktiv elementlərin yaradılmasının çətinliyi kimi məhdudiyyətlərin olması ilə fərqlənir. AİS-də passiv elementlərin funksiyalarının aktiv elementlərdə yerinə yetirilməsi daha faydalı olur.

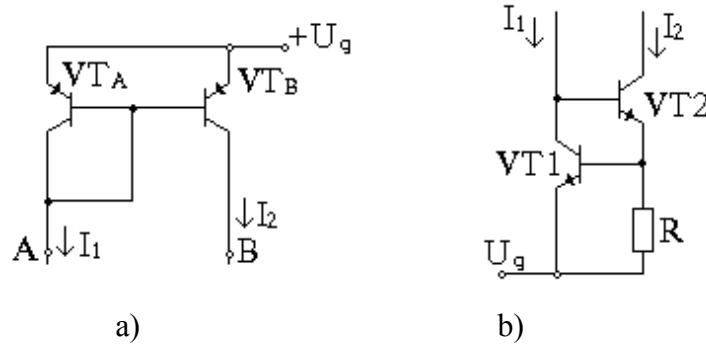
AİS-in əsas sxemotexniki elementi diferensial gücləndiricidir (DG). DG-nin strukturunun simmetrik olması onun AİS-də istifadə olunmasına ideal şərait yaradır (şəkil 2.41). DG VT1, R1 və VT2, R2 kimi çiyin elementlərinin parametrləri arasındakı qeyri-uzlaşmanı gücləndirir. Bu səbəbdən DG bəzən balans və ya fərq gücləndiriciləri adlandırılır.



Şəkil 2.41. Diferensial gücləndirici

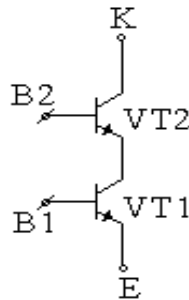
DG-nin gərginliyə görə güclənmə əmsalını artırmaq üçün yük müqavimətləri kimi rezistorlar əvəzinə tranzistorlardan istifadə etmək lazımdır. Tranzistordan yük kimi istifadə olunmasının sadə strukturu şəkil 2.42,a - da göstərilmişdir. Bu düyün cərəyan əksetdiricisi və yaxud cərəyan güzgüsü adlanır. Əksetdiricidəki cərəyan I_{TA} tranzistorunun dövrəsi ilə verilir. DG-nin I_q cərəyanını təmin etmək üçün tranzistorlu cərəyan generatorlarından istifadə edilir. AİS-də geniş yayılmış cərəyan generatorunun sxemi şəkil 2.42,b - də göstərilmişdir. Bu sxem əslində VTa tranzistoru R rezistoru ilə əvəz edilmiş və

VT2 tranzistoru əks əlaqə dövrəsinə qoşulmuş cərəyan güzgüsünün modifikasiyasıdır.



Şəkil 2.42. Cərəyan güzgüsü (a) və cərəyan generatoru (b).

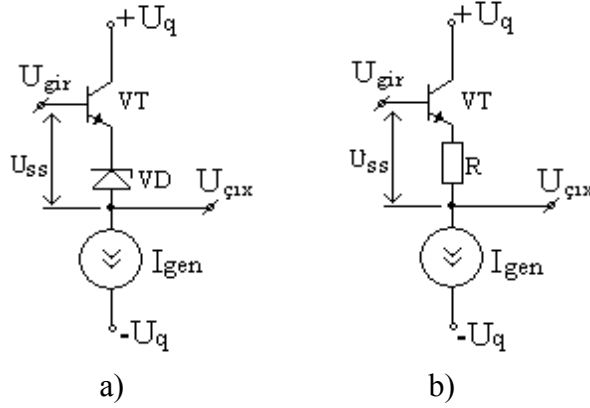
AİS-in giriş dövrəsinin kaskadlarına tərkibli tranzistorlar, kaskod sxemi də aid edilə bilər. Kaskod sxemi dedikdə, biri-birinə ardıcıl qoşulmuş tranzistorlarda yaradılan sxemlər başa düşülür (şəkil 2.43).



Şəkil 2.43. Kaskod qoşulma

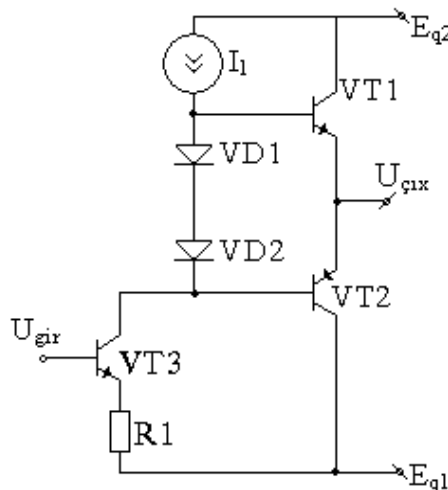
İnteqral texnologiya ilə böyük tutumlara malik kondensatorların, o cümlədən ayırıcı kondensatorların alınması çətinidir. Odur ki, tranzistorlu kaskadın yükü digər tranzistorlu kaskad olduğu hallarda kaskadlar bilavasitə əlaqələndirilir. Lakin açıq tranzistorun kollektorundakı sabit gərginlik sonrakı kaskadın bazasına verilməli olan sabit gərginlikdən kifayət qədər böyük olduğu hallarda eyni iki tranzistorlu kaskadın bilavasitə qoşulması mümkün olmur. Belə hallarda AİS-də tranzistor kaskadları arasındakı əlaqə səviyyəni sürüşdürən sxem (SSS) vasitəsilə həyata keçirilir. Bu sxemlər emitter təkrarlayıcısı əsasında yerinə yetirilir. Səviyyəni sürüşdürən sxemin bir neçə növü mövcuddur. AİS-də cərəyan mənbəyinə malik SSS daha geniş yayılmışdır (şəkil 2.44). Mənbənin VD stabiltronundan və R rezistorundan axan cərəyanlar onlarda sürüşmə gərginliyini yaradır .

Bu sxemlərdə sürüşmə səviyyələri emitter-baza aralığında və stabilitronda düşən gərginlik şəklində (2.44,a) və emitter-baza aralığında və R rezistorunda düşən gərginlik şəklində (2.44,b) təmin edilir. Birinci sxem kiçik çıxış müqavimətini təmin edir və əsasən AİS-in çıxış kaskadı kimi istifadə olunur. İkinci sxemin mənfi cəhəti böyük çıxış müqavimətinə və kiçik cəldiyə malik olmasındadır.



Şəkil 2.44. Stabilitronda (a) və rezistorda (b) yaradılan səviyyəni sürüşdürən sxemlər

AİS-nin çıxış dövrələrinin sadə variantına adi emitter təkrarlayıcısını aid etmək olar. Belə sxem kiçik çıxış müqavimətinə malik olur, lakin simmetrik və bağlayıcı siqnallar halında xətti iş rejimini təmin etmək üçün böyük güc tələb edir. Tələb olunan gücü azaltmaq məqsədi ilə komplementar ikitaklı emitter təkrarlayıcısından istifadə edilir (şəkil 2.45).

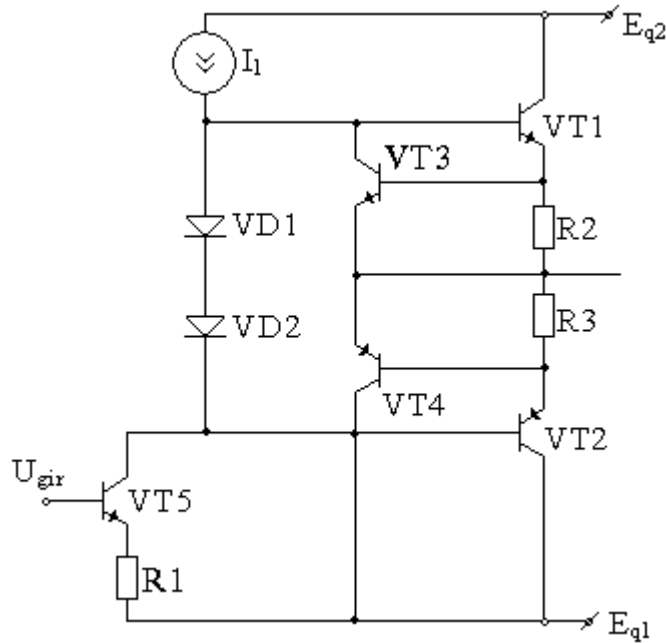


Şək. 2.45. Komplementar ikitaklı emitter təkrarlayıcısı

Bu sxemin tranzistorları sükunət rejimində bağlı olurlar. Belə təkrarlayıcıların çatışmayan cəhəti tranzistorların giriş xarakteristikalarının

qeyri-xəttiliyi ilə əlaqədar təhriflərin olmasıdır. Bu cür təhriflərdən, VT1 və VT2 tranzistorlarının baza-emitter keçidlərindəki sürüşmə gərginliklərini diodlar vasitəsilə təmin etməklə azad olmaq olar. Sürüşmə diodları kimi diod qoşulmasına malik tranzistorlardan da istifadə etmək olar.

Şəkil 2.45-dəki VT1 və VT2 tranzistorlarının böyük cərəyan hesabına sıradan çıxmasının qarşısını almaq üçün bu tranzistorların emitter dövrlərinə məhdudlaşdırıcı müqavimətlər (R2, R3), baza-emitter aralığına isə normal rejimdə bağlı olan tranzistorlar (VT3, VT4) qoşulur (şəkil 2.46).

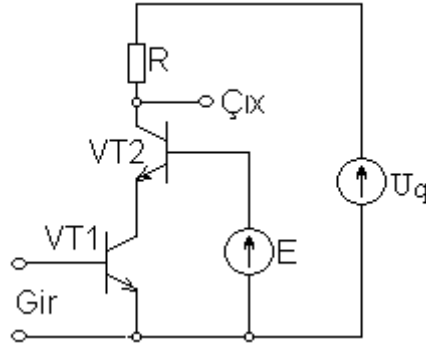


Şək. 2.46. Məhdudlaşdırıcı müqavimətlərə və komplementar İkitaklı emitter təkrarlayıcısına malik çıxış kaskadı

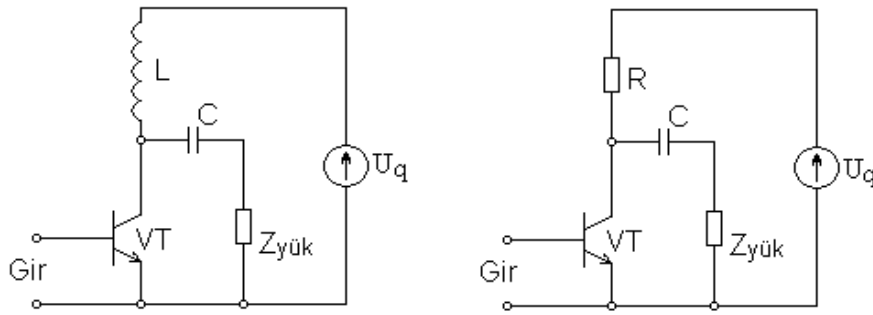
2.13. Tranzistorlu elektron qurğularının qida sxemləri

Tranzistorlu qurğuların çıxış dövrlərinin qidalanmasının iki variantı mümkündür. Birinci variantda tranzistor, yük və qida mənbəyi ardıcıl qoşulmuş olur (şəkil 2.47). Burada VT1 tranzistorundakı ÜE-li kaskad VT2 tranzistorundakı ÜB-lı kaskada yüklənir. VT2 tranzistorunun bazasına bu halda U_q mənbəyindən sabit gərginlik verilir. İkinci variantda yük tranzistora paralel qoşulur (şək. 2.48). Bu halda tranzistora gərginlik vermək üçün onun kollektoruna drossel L və ya rezistor R kimi əlavə elementlər qoşulur.

Giriş dövrəsinin qida gərginliyi tranzistorun seçilmiş iş rejimini, yəni onun VAX-nın seçilmiş hissəsində işçi nöqtənin yerdəyişməsini təmin etmək üçündür. Belə mənbələr sürüşmə gərginliyi mənbələri adlanır.



Şək. 2.47. Yük tranzistora ardıcıl qoşulduqda qidalandırılma sxemi



Şək. 2.48. Yük tranzistora paralel qoşulduqda qidalandırılma sxemi.
a) drossellə və b) rezistorla gərginlik verilmə sxemi

Real gücləndirici qurğularda giriş və çıxış dövrələri üçün ayrıca sürüşmə gərginliyi mənbələrindən istifadə olunması səmərəsizdir. Bipolyar tranzistorun baza və kollektor gərginlikləri eyni işarəli olduqlarından sürüşmə cərəyanı mənbəyi kimi çıxış dövrəsinin qida mənbəyindən istifadə etmək olar. Bu məqsədlə qida mənbəyi ilə baza aralığına yüksək müqavimətli R_1 rezistor qoşmaq lazımdır. Bu halda bazanın sürüşmə gərginliyi bölücü rezistorlar (R_1 , R_2) vasitəsilə yaradılır.

Qeyd: Elektron sxemlərdə istifadə olunan elementlərin, o cümlədən tranzistorların və digər yarımkəçirici cihazların şərti qrafiki işarələnməsi **əlavə 1**-də, ən geniş yayılmış cihazların əsas parametrləri, istismar şərtləri tətbiq sahələri, onlar əsasında qurulan bəzi elektron qurğularının sxemlərinin ilkin hesabatına nümunələr **əlavə 2**-də, **əlavə 3**-də yarımkəçirici elektron cihazlar və onlar əsasında elektron qurğularının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlilinə misallar verilmişdir.

FƏSİL 3. ƏMƏLİYYAT GÜCLƏNDİRİCİLƏRİ ƏSASINDA ELEKTRON QURĞULARI

Ümumi məlumatlar

Elektronikanın müasir inkişafı analoq elektron qurğularının da İS şəklində yaradılmasına böyük imkan yaratmışdır. Hazırda çoxlu sayda ümumi və xüsusi təyinatlı analoq elektron qurğuları - analoq inteqral sxemləri (AİS) yaradılmışdır. Bunlara ilk növbədə, sabit cərəyan gücləndiricilərini (əməliyyat gücləndiricilərini), müqayisə sxemlərini (komparatorları), qida gərginlik mənbələrini (gərginlik stabilizatorlarını) aid etmək olar. Sənaye, məişət nəqliyyat və s. avadanlıqları üçün çoxlu sayda xüsusi AİS yaradılmışdır.

Əməliyyat gücləndiricisi (ƏG), adətən, gücləndirmə əmsalı 1000-dən çox olan sabit cərəyan gücləndiriciləridir.

Əməliyyat gücləndiricisi termini, uyğun əks əlaqə tətbiq olunmaqla müxtəlif riyazi əməliyyatları (diferensiallama, inteqrallama, cəmləmə, loqarifləmə, müqayisə və s.) modelləşdirmək üçün analoq hesablama texnikasında tətbiq olunan belə gücləndiricilərin hesabına yaranmışdır. Nisbətən ucuz və yüksək texniki xarakteristikalara malik inteqral mikrosxem (İS) şəklində yerinə yetirilən yarımkeçirici ƏG-lərin yaranması, ƏG-lərin ən geniş tətbiq olunan universal İS olmasına gətirib çıxarmışdır.

İnteqral ƏG-lərin prinsiplial sxeminə, adətən, bir, iki, yaxud, üç gərginlik gücləndirici kaskadı, belə ki, giriş kaskadı diferensial sxem üzrə yerinə yetirilir, çıxış kaskadı emitter təkrarlayıcısı sxemi üzrə yerinə yetirilmiş cərəyan gücləndiricisi, razılaşdırıcı kaskad rolunu yerinə yetirir.

İlk ƏG analoq hesablama qurğularında riyazi əməlləri yerinə yetirmək üçün yaradılmışdır. İlk lampa ƏG 1942-ci ildə L. Culi (ABŞ) tərəfindən işlənmişdir. Yeddi germanium tranzistordan və varikap körpüsündən ibarət olan ilk tranzistor əsaslı ƏG-lər 1959-cu ildə R. Malter (ABŞ) tərəfindən işlənib hazırlanmışdır. İlk inteqral ƏG 1963-cü ildə geniş tətbiq olunmağa başlanmışdır. Hal-hazırda ƏG-lərin 100-lərlə nomenklaturası mövcuddur, hansı ki, kiçik korpuslarda buraxılır və ucuzdur, bu hesaba da geniş tətbiq olunurlar.

ƏG, sıfır gərginliyinin və giriş cərəyanlarının sürüşməsi kiçik və yüksək gücləndirmə əmsalı olan yavaş dəyişən siqnallar gücləndiricisidir.

Müasir ƏG-lər öz ölçülərinə və qiymətinə görə bəzi tranzistorlardan fərqlənirlər. Bununla yanaşı ƏG sxemi ilə siqnalın çevrilməsi əsasən, gücləndiricinin əks əlaqəsi dövrəsinin xassələri ilə müəyyən olunur və yüksək stabilliyi və təkrarlılığı ilə fərqlənir. ƏG-lərin praktiki ideal xarakteristikaları hesabına onların əsasında müxtəlif elektron sxemlərin yerinə yetirilməsi diskret

elementlər əsasında olanlardan çox sadədir. Analoq sxemotexnikanın bir çox sahələrində sxemlərin elementləri olan ayrı-ayrı tranzistorları tam sıxışdırıb çıxarmışdır.

Elektrik sxemlərində ƏG-ləri üçbucaq şəklində işarə edirlər. Sol tərəfdə göstərilən düz, yaxud, invertləməyən adlanan girişi “+“ ilə, invertləyən girişi isə “-“la, yaxud dairəciklə işarə olunur,

ƏG-lər fiksə olunmuş əmsala və dəqiq sintez edilmiş ötürmə funksiyalara malik olan sxemlərin yerinə yetirilməsinə imkan verir. ƏG-lər böyük güclənmə əmsalına, yüksək stabilliyə, az səviyyəli küylərə və sıfır səviyyəsinə, geniş buraxma zolağına, yüksək giriş və az çıxış müqavimətinə malikdirlər. ƏG olduqca müxtəlif qurğuların sxemlərinin: gərginlik stabilizatorlarının, siqnal generatorlarının, aktiv süzgəclərin, miqyaslayıcı, loqarifmləyici, diferensiallayıcı, inteqrallayıcı və digər tipli gücləndiricilərin qurulması üçün geniş istifadə olunurlar. ƏG həm diferensial (sabit cərəyan), həm də aralıq, aşağı və yüksək tezlik gücləndiriciləri kimi tətbiq olunaraq bir sıra məsələləri müvəffəqiyyətlə həll etməyə imkan verir. Standart ƏG 150-dən çox qoşulma sxemlərində istifadə oluna bilər.

ƏG-lərin prinsiplial sxemləri bir sıra sxemotexniki elementlərdən: stabil cərəyan generatorlarından, diferensial gücləndiricilərdən, dayaq elementlərindən, səviyyə sürüşməsi kaskadından, çıxış gücləndiricilərdən və onların müdafiə sxemlərindən ibarətdir

3.1. Əməliyyat gücləndiricilərinin yaradılması prinsipi və tətbiq sahələri

Əməliyyat gücləndiricisi (ƏG) ideal gücləndirici element olub, müasir analoq elektron qurğularının əsasını təşkil edir. Mikroelektronikanın nailiyyətləri bir yarımkeçirici kristal üzərində mürəkkəb struktura malik ƏG yaratmağa imkan vermişdir. Bu isə onların enerji və istismar göstəricilərinin kəskin yaxşılaşmasına, tətbiq sahələrinin genişlənməsinə səbəb olmuşdur.

Element bazasının, funksional imkanlarının, hazırlanma texnologiyasının müxtəlifliyindən asılı olmayaraq, İS şəklində yaradılan analoq elektron qurğularının sxem texnikasının əsasını diferensial sabit cərəyan gücləndiriciləri - əməliyyat gücləndiriciləri təşkil edir.

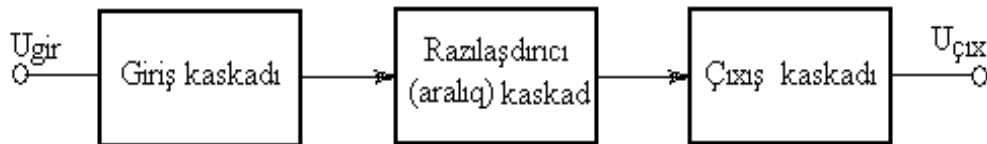
ƏG xarici mənfi əks rəbitə ilə əhatə oluna bilən diferensial sabit cərəyan gücləndiricisi olub, analoq kəmiyyətlər üzərində müxtəlif riyazi əməliyyatlar yerinə yetirməyə imkan verir. ƏG böyük güclənmə əmsalına, böyük giriş və kiçik çıxış müqavimətinə malikdir. ƏG vasitəsi ilə müxtəlif əməliyyatların yerinə yetirilə bilməsi əks rəbitə dövrəsinin elementləri və onların parametrləri

ilə müəyyən olunur. ƏG diferensial girişə (invers və qeyr-invers girişlərə) və qeyri-simmetrik çıxışa malikdir. Çıxış signalının səviyyəsi qida gərginliyi diapazonunda dəyişə bilər. Qeyri-invers (+) girişdəki potensial invers (-) girişdəki potensiala nəzərən müsbət olduqda çıxış signalı müsbət istiqamətdə və əksinə, qeyri-invers (+) girişdəki potensial invers (-) girişdəki potensiala nəzərən mənfi olduqda çıxış signalı mənfi istiqamətdə dəyişir.

ƏG aşağıdakı iki qaydaya əsaslanaraq işləyir:

1. Çıxış gərginliyi, girişlər arasındakı gərginlik fərqlinin sıfır qiymətini təmin etməyə çalışır;
2. Girişlər cərəyan tələb etmirlər.

ƏG giriş, razılaşdırıcı və çıxış güclənmə kaskadlarından təşkil edilmiş struktura malikdir (şəkil 3.1). Giriş kaskadı «sıfır dreyfi» gərginliyini maksimum azaltmaq, böyük güclənmə əmsalı almaq, girişdə təsir göstərən sinfaz gərginlik toplananını maksimum zəiflətmək üçündür və bu məqsədlə diferensial gücləndiricidən istifadə edilir.

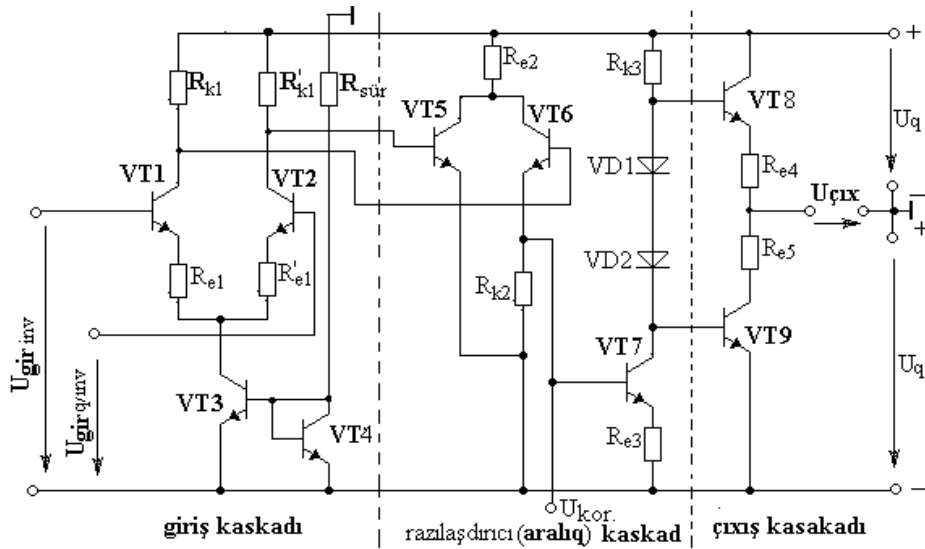


Şəkil 3.1. ƏG struktur sxemi.

Razılaşdırıcı (uzlaşdırıcı) kaskadın vəzifəsi diferensial gücləndiricinin çıxış signalı ilə çıxış kaskadın giriş signalı arasında uzlaşmanı, signalın cərəyana və gərginliyə görə lazım olan güclənməsini və signalın fazaya görə razılaşmasını təmin etməkdir. Çıxış kaskadı signalın gücə görə güclənməsini təmin edir və adətən, ikitaklı sxemlər üzərində yaradılır.

Üç kaskadlı ƏG şəkil 3.2 - də göstərilmiş sadələşdirilmiş prinsiplial elektrik sxemə malikdir.

Birinci kaskad VT1 və VT2 tranzistorlarında yaradılan diferensial gücləndiricidir və bu tranzistorların emitter cərəyanlarını təmin etmək üçün VT3 və VT4 tranzistorlarında yaradılan «cərəyan güzgüsü» sxemindən istifadə edilir. Gücləndiricidə səpələnən gücü azaltmaq üçün «cərəyan güzgüsünün» sürüşmə rezistoru $R_{sür}$ qida mənbələrinin birindən qidalanır. Diferensial kaskadın tranzistorlarının dövrələrində yük cərəyanına görə yerli ardıcıl mənfi əks rəbitəni təmin edən R_{e1} və R'_{e1} rezistorları gücləndiricinin giriş müqavimətini artırır.



Şəkil 3.2. Üçkaskadlı ƏG-nin sadələşdirilmiş elektrik sxemi

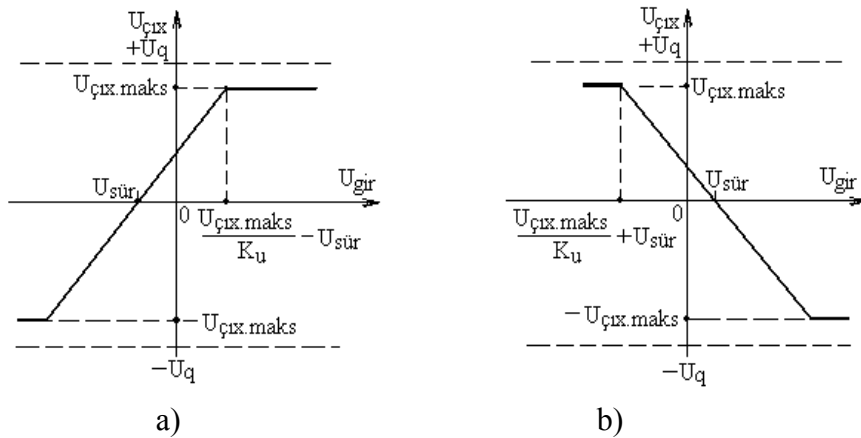
Razılaşdırıcı (uzlaşdırıcı) kaskad VT5 və VT6 tranzistorlarında yaradılan diferensial gücləndirici üzərində qurulmuşdur. Diferensial gücləndiricinin çıxışına VT7 tranzistorunda yaradılan ÜE üzrə qoşulmuş kaskad əlavə edilmişdir. Bu kaskadın xüsusiyyəti, giriş kaskadının tranzistorunun keçiriciliyinə əks olan keçiriciliyə malik tranzistorlardan istifadə olunmasında və qeyri-simmetrik çıxışın tətbiq olunmasındadır. Bunun nəticəsində VT5 tranzistorunun kollektor dövrəsində yük rezistoruna ehtiyac qalmır. VT7 tranzistorundakı kaskadın işi sabit cərəyana görə ardıcıl mənfi əks rabitə dövrəsinin daxil edilməsi ilə stabilləşir. R_{k3} rezistoru VT7 tranzistorundakı kaskadın yük müqavimətidir.

Çıxış kaskadında AB rejimində işləyən ikitəktli güc gücləndiricisinin sxemindən istifadə olunmuşdur. Kaskad üçün lazım olan başlanğıc sürüşmə gərginliyi VD1 və VD2 diodları ilə təmin olunur. Bu diodlar çıxış gücləndiricisinin sükunət rejiminin temperatur stabilləşməsinə də təmin edirlər. R_{e4} və R_{e5} rezistorları çıxış kaskadının komplementar cüt tranzistorlarının parametrlərinin razılaşmasını təmin edir və kaskadın maksimum çıxış cərəyanını məhdudlaşdırırlar.

ƏG xarici U_{kor} korreksiya girişinə malikdir. Xarici korreksiya dövrəsi gücləndiricinin tezlik xarakteristikasını tələb olunan formada dəyişməyə və müxtəlif əks rabitə dövrlərini qoşmağa imkan verir. Korreksiya dövrəsi bir çox hallarda bilavasitə gücləndiricidə – yarımkeçirici kristalda yerləşdirilir.

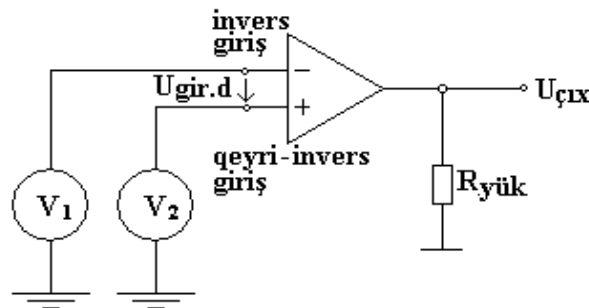
Yük ümumi nöqtəyə qoşulan halda iki qida mənbəyindən istifadə olunması çıxışda iki işarəli gərginlik formalaşdırmağa imkan verir. Aydın ki, bu halda gücləndiricinin ötürmə xarakteristikası iki kvadratda yerləşmiş olacaqdır. Şəkil 3.3-də inversləşdirici və qeyri-inversləşdirici girişlər üçün

ötürmə xarakteristikaları göstərilmişdir. Bu xarakteristikalardan görünür ki, ƏG üçün maksimum çıxış gərginliyi ($U_{\text{çix.maks}}$) həmişə qida gərginliyindən az olacaqdır. Bu hal ikitaklı güc gücləndiricisində tranzistorların ümumi kollektor sxemi üzrə qoşulması nəticəsində yaranır.



Şəkil 3.3. ƏG-nin qeyri-inversləşdirici (a) və inversləşdirici (b) girişlər üzrə ötürmə xarakteristikaları.

Əməliyyat gücləndiricisinin şərti qrafiki təsviri və qoşulma sxemi şəkil 3.4-də göstərilmişdir.



Şəkil 3.4. ƏG-nin şərti qrafiki təsviri və qoşulma sxemi.

3.2. Əməliyyat gücləndiricilərinin əsas parametrləri və xüsusiyyətləri

Əməliyyat gücləndiricilərinin əsas parametrlərinə güclənmə əmsalı, giriş və çıxış sürüşmə gərginlikləri, giriş cərəyanı, giriş cərəyanlarının fərqi, giriş və çıxış müqavimətləri, buraxma zolağı, sinfaz signalın zəiflədilməsi əmsalı, iş düşmə müddəti, çıxış gərginliyinin maksimum dəyişmə sürəti və s. aid edilir.

1. *Gərginliyə görə güclənmə əmsalı* K diferensial güclənmə əmsalı adlanır və mənfi əks rabitə olmadığı halda sonsuzluğa yaxınlaşır. Real gücləndiricilərdə güclənmə əmsalı 5000 ... 100000 arasında dəyişir. Əks rabitə dövrəsi qoşulduqda güclənmə əmsalı kəskin azalır.

$$K = -U_{\text{çu}} / (U_1 - U_2) = -U_{\text{çu}} / U_{\text{gir.d}} = -\infty,$$

və ya

$$K_U = \Delta U_{\text{çu}} / \Delta U_{\text{gir}},$$

burada «-» işarəsi göstərir ki, giriş və çıxış gərginlikləri əks fazadadırlar. Diferensial giriş gərginliyi $U_{\text{gir.d}}$ əslində o qədər kiçikdir ki, invers və qeyri-invers girişlər arasındakı potensiallar fərqi sifirə bərabər götürmək olar.

2. *Giriş sürüşmə gərginliyi* $U_{\text{gir.s}}$ giriş diferensial gücləndiricinin tranzistorlarının emitter keçid gərginliklərinin eyni qiymətli olmaması ilə əlaqədar yaranan gərginlikdir. Bu gərginlik qiymətə eia olmalıdır ki, o, girişə təsir etdikdə çıxış gərginliyi sifirə bərabər olsun. Bəzən bu gərginlik «sifiri sürüşdürən» gərginlik adlanır. Bu gərginliyin tipik qiyməti 1 ... 10 millivoltlarla ölçülür.

3. *Çıxış sürüşmə gərginliyi* $U_{\text{çix.sür}}$ giriş diferensial gərginlik $U_{\text{gir.d}} = 0$ olduqda çıxışın yerə və ya sxemin ümumi nöqtəsinə nəzərən olan gərginliyidir. İdeal halda $U_{\text{çix.sür}} = 0$ olur. Real sxemlərdə qeyri simmetriklilik və balansın pozulması üzündən çıxışda, $U_{\text{gir.d}} = 0$ halında belə, bir qədər gərginlik alınır.

4. *Giriş cərəyanı* I_{gir} girişlərdən axan sürüşmə cərəyanıdır və giriş kaskadın tranzistorlarının sabit cərəyanına görə tələb olunan iş rejimlərini təmin etmək üçündür. Bu cərəyanın tipik qiymətləri bir neçə mikroamperlə yüzlərlə nanoamper arasında olur.

5. *Giriş cərəyanlarının fərqi* ΔI_{gir} giriş kaskadın tranzistorlarının ötürmə əmsallarının eyni olmaması üzündən yaranır və qiymətə giriş cərəyanlarının fərqi moduluna $\Delta I_{\text{gir}} = |I_{\text{gir1}} - I_{\text{gir2}}|$ bərabər olur. Bu parametrin tipik qiymətləri bir neçə mikroamperlə nanoamperin onda biri arasında olur.

6. *Giriş müqaviməti* R_{gir} diferensial giriş $R_{\text{gir.dif}}$ və sinfaz giriş R_{girsin} müqavimətlərinə ayrılır. Diferensial giriş müqaviməti ƏG-nin 1 və 2 girişlərinə nəzərən olan müqavimətidir və ideal halda $R_{\text{gir}} = \infty$ olur. Bu müqavimətin real qiyməti 5 kOm ilə 20 MOm arasında dəyişir. Mənfi əks rabitə olduğu halda R_{gir} kəskin artır. Sinfaz giriş müqaviməti birləşmiş girişlərlə sifir şini arasındakı müqavimətdir.

Diferensial giriş signalı təsir etdikdə ƏG, özünü yükə nəzərən gərginlik generatoru kimi aparır. Odur ki, yüksüz iş rejimində ƏG $KU_{\text{gir.d}}$ gərginliyi hasil edən signal mənbəyi kimi təsvir oluna bilər. Məhz belə generatorun daxili müqaviməti ƏG-nin çıxış müqavimətinə bərabər olur və ideal halda $R_{\text{çix}} = 0$

olur. Real gücləndiricilərdə $R_{\text{çix}}$ bir neçə Om ilə bir neçə yüz Om arasında olur. Mənfi əks rabitə olan halda $R_{\text{çix}}$ kəskin azalır və sifıra yaxınlaşır.

7. *Buraxma zolağı* elə tezlik diapazonuna deyilir ki, bu diapazonda giriş gərginliyinin amplitudunun dəyişməz qiymətində çıxış gərginliyi özünün maksimum qiymətinin 0,707 səviyyəsinə qədər azalmış olsun. İdeal gücləndiricinin buraxma zolağı sonsuz böyük olur. Real gücləndiricilərdə isə buraxma zolağı 1Mhs və daha az olur. Yaxşı güclənmə halında buraxma zolağı bir neçə kHs olur.

8. *Sinfaz siqnalın zəiflədilməsi əmsalı* $K_{z.sf}$ giriş siqnalının sinfaz toplananının zəifləməsi dərəcəsini göstərir. Bu əmsalın tipik qiymətləri 50 ... 70 dB olur.

9. *İşə düşmə müddəti* girişdə gərginliyin dəyişməsi anından çıxış gərginliyinin dəyişməsi anına qədər olan müddətə bərabər olur.

ƏG bu parametrlərdən başqa qida gərginliyi, çıxış siqnalı, işçi temperatur, səpələnmə gücü, giriş sinfaz gərginliyi, giriş diferensial gərginliyi kimi istismar parametrləri ilə də xarakterizə olunur.

ƏG qidalanan mənbəyə olan tələbatlar aşağıdakından ibarətdir. Bir çox hallarda çıxış gərginliyi həm müsbət, həm də mənfi istiqamətdə dəyişir. Ona görə də, bu dəyişmələri minimuma endirmək üçün ƏG adətən, iki polyarlı (qütblü) gərginlik mənbəyindən $(+U_q, -U_q)$ qidalanır. Bu mənbələrin orta nöqtəsi giriş və çıxışa nəzərən ümumi olur. Ümumi nöqtəsi olan qida mənbəyindən istifadə olunması həm giriş, həm də çıxış gərginliklərinin səviyyələri ilə yanaşı, qütblülüyünün də dəyişilməsi imkanını yaradır. Belə mənbələrin gərginlikləri yaxşı süzülməlidirlər və stabilləşmiş olmalıdırlar. Əks halda, onların dəyişməsi ilə çıxış gərginliyi dəyişmiş olur. Odur ki, ƏG üçün, bir qayda olaraq, stabilləşdirilmiş qida mənbəyindən istifadə edilir. Real gücləndiricilərdə qida gərginliyi $\pm (3 \dots 18)$ V diapazonunda dəyişir.

3.3. Əməliyyat gücləndiricilərinin tezlik xüsusiyyətləri

Əməliyyat gücləndiricilərinin tezlik xüsusiyyətləri onun tətbiqi şəraitindən asılı olaraq iki qrup parametrlərlə xarakterizə olunur. Birinci qrupa analoq sxemlərin qurulmasında istifadə olunan parametrlər aiddirlər. Bunlara birinci növbədə gücləndiricinin ötürmə funksiyası və ona uyğun loqarifmik ATX və FTX aiddir.

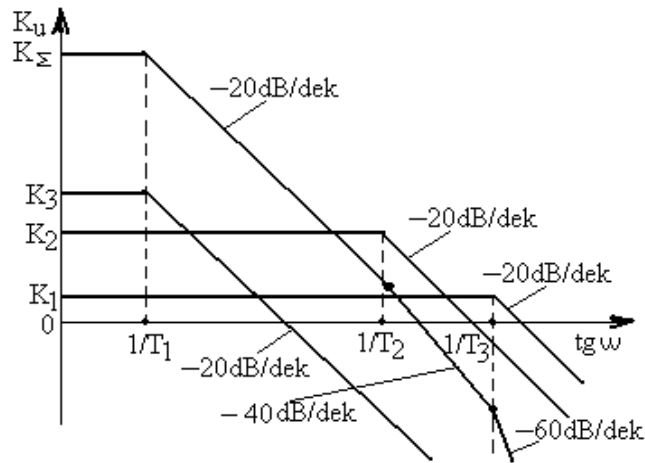
İkinci qrupa, ƏG-nin impuls sxemlərində işini xarakterizə etmək üçün istifadə edilən parametrlərə çıxış gərginliyinin qərarlaşma müddətini xarakterizə edən çıxış siqnalının dəyişməsinin maksimum sürəti və yüklənmədən sonrakı bərpa müddəti kimi parametrlər aid edilir.

Əməliyyat gücləndiricilərinin tezlik xüsusiyyətlərini araşdıran zaman aşağıdakıları nəzərə almaq lazımdır: ƏG-nin daxili korreksiya dövrəsinə malik olub-olmaması; ƏG çoxkaskadlı gücləndirici olduğundan onun amplitud və faza tezlik xarakteristikaları ona daxil olan kaskadların uyğun xarakteristikalarının cəmlənməsindən alınır.

Qeyd etmək lazımdır ki, tezlik xüsusiyyətlərinə tətbiq olunan yarımkeçirici cihazlardan və daxili korreksiya dövrələrindən başqa sxemdəki parazit tutumlar da təsir edir. Lakin bu tutumların təsiri zəifdir və bir çox hallarda nəzərə alınmır. Bu hal imkan verir ki, ƏG-nin hər bir kaskadının ötürmə funksiyasını, daxili korreksiya dövrələrini nəzərə almamaq şərti ilə

$$W_i = K_{imene.r} / (T_i p + 1)$$

ifadəsi ilə yazmaq olar. Burada $T_i = \tau_p / (1 + \beta_{i.r} \cdot K_{0i})$ - kaskadın zaman sabitidir. T_i kəmiyyəti cihazların müxtəlif xüsusiyyətlərə malik olması və mənfi əks rəbitənin dərinliyinin müxtəlif olması üzündən müxtəlif kaskadlar üçün müxtəlif olacaqdır. Onların uyğun kəsmə tezlikləri də müxtəlifdir. Odur ki, yekun loqarifmik ATX və FTX ayrı-ayrı kaskadların uyğun xarakteristikalarının cəmi kimi qurula bilər. Şəkil 3.5-də üçkaskadlı ƏG üçün bu qayda ilə qurulmuş loqarifmik ATX göstərilmişdir.



Şəkil 3.5. Üçkaskadlı ƏG üçün loqarifmik ATX

Qeyd etmək lazımdır ki, kaskadların zaman sabitləri T_i yaxındırlarsa, loqarifmik ATX-nın cəm meyliyi -20 dB/dek – dən az olacaqdır. Bu onunla izah olunur ki, ƏG adətən, mənfi əks rəbitə dövrəsi ilə əhatə olunur. Loqarifmik ATX-nın meyliyi -20dB/dek qiymətindən az olduqda dayanıqlıq itir. Bu halda ƏG bütün tezlik diapazonunda loqarifmik ATX-nın meyliyini -20dB/dek

formalaşdırın ($K(\omega) > 1$), əlavə xarici və daxili korreksiya dövrəsinə malik olur. Belə korreksiya dövrəsi adətən gücləndiricinin buraxma zolağını daraldır.

Əgər kaskadlardan birinin zaman sabiti digərlərindən kifayət qədər böyük olarsa, bütün tezlik diapazonunda -20dB/dek meyliyi gücləndirici özü formalaşdırır. Bu halda korreksiya dövrəsi lazım olmaya bilər.

Beləliklə, istənilən halda loqarifmik ATX bütün tezlik diapazonunda sabit -20dB/dek meyliyə malik olur və gücləndiricinin ötürmə funksiyası

$$W_{\Theta G} = K_{\Theta G} / (T_{\Theta G} + 1)$$

olur. Burada $K_{\Theta G}$ – ΘG -nin özünün güclənmə əmsalıdır və K_U –ya bərabərdir.

3.4. Əməliyyat gücləndiricilərinin təsnifatı

Yüksək cəldliyə malik enli zolaqlı gücləndiricilər sürətlə dəyişən siqnalların çevrilməsi üçün istifadə edilir. Onlar çıxış siqnalının yüksək sürətlə artması, kiçik qərarlaşma müddəti, güclənmənin geniş tezlik diapazonu ilə xarakterizə olunurlar. Digər parametrlərinə görə isə ümumi təyinatlı gücləndiricilərdən geri qalırlar.

Yüksək dəqiqliyə malik gücləndiricilər maneənin yüksək səviyyəsi ilə xarakterizə olunan zəif elektrik siqnallarının çevrilməsi üçün istifadə edilir və sürüşmə gərginliyinin və onun temperatur dreyfinin kiçik qiyməti ilə, böyük güclənmə əmsalının və sinfaz siqnalın söndürülməsi ilə, böyük giriş müqaviməti və küyün kiçik səviyyəsi ilə xarakterizə olunurlar. Onların sürüşmə gərginliyi $U_{\text{sür.}} \leq 250 \text{ mV}$, temperatur dreyfi $\Delta U_{\text{sür.}} / \Delta T \leq 5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$, güclənmə əmsalı $K_{u0} \geq 150000$ ətrafında olur.

Ümumi təyinatlı gücləndiricilər gətirilmiş yekun xətası 1% səviyyəsində olan cihazların yaradılmasında istifadə edilir. Belə ΘG kiçik dəyəri və parametrlərin orta səviyyəsi ($U_{\text{sür.}}$ – vahid mV-larla, $\Delta U_{\text{sür.}} / \Delta T$ – onlarla mV/ $^\circ\text{C}$, K_{u0} – on minlərlə) ilə xarakterizə olunurlar.

Kiçik giriş cərəyanına malik gücləndiricilər giriş kaskadı sahə tranzistorlarında yaradılan gücləndiricilərdir. $I_{\text{gir}} \leq 100 \text{ pA}$.

Çoxkanallı gücləndiricilər ümumi təyinatlı və mikrogüclü gücləndiricilərdən ancaq kanalların ayrılma əmsalı ilə fərqlənir. Onlar aparatların kütlə və hündəsi ölçülərinin yaxşılaşdırılmasına və enerji sərfinin azaldılmasına xidmət edirlər.

Güclü və yüksək voltlu gücləndiricilər çıxış kaskadları güclü və yüksək voltlu elementlərdə yaradılan gücləndiricilərdir. Çıxış cərəyanı $I_{\text{çix}} \geq 100 \text{ mA}$, çıxış gərginliyi $U_{\text{çix}} \geq 15 \text{ V}$ ətrafında olur.

Mikrogüclü gücləndiricilər istifadə olunan gücün hədd qiymətindən kənara çıxması mümkün olmayan hallarda (məs., avtonom qida gərginliyi olan cihazlarda, gözləmə rejimində işləyən cihazlarda) tələb olunan gücləndiricilərdir.

Bir sıra ƏG-nin parametrləri əlavə 2-də verilmişdir.

3.5. Əməliyyat gücləndiriciləri əsasında tipik qurğuların sxemotexnikası

Hal-hazırda ƏG müxtəlif analoq və impuls elekton qurğularında geniş tətbiq edilir. Bu onunla bağlıdır ki, siqnalların düzünə və əksinə ötürmə dövrəsinə xətti və qeyri-xətti dövrələr daxil etməklə giriş siqnalının lazım olan çevrilmə alqoritmini həyata keçirə biləcək düyünlər sintez etmək olar.

ƏG istifadə etməklə qurula bilən tipik qurğulara baxaq. Bu zaman fərz edəcəyik ki, ƏG idealdır və onun elektrik parametrlərinə olan tələblər yerinə yetirilir. ƏG-nin real parametrlərinin işlənən qurğunun xüsusiyyətinə təsirinin nəzərə alınması lazım olan hallara ayrıca baxılacaqdır.

Ayrı-ayrı qurğulara baxılan zaman aşağıdakı işarələrdən istifadə olunacaqdır:

$U_{gir.inv.}$ - inverslədirici girişdəki gərginlikdir,

$U_{gir.q/inv}$ - qeyri-invers (inversləməyən) girişdəki gərginlikdir,

$U_{çix}$ - çıxış gərginliyidir,

K_{U0} – sabit cərəyan halında güclənmə əmsalındır.

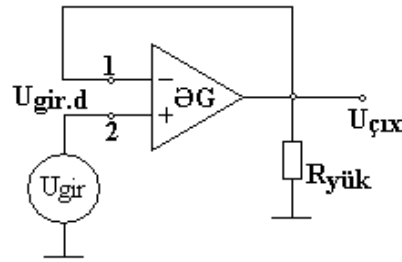
3.5.1. Gərginlik təkrarlayıcısı. ƏG böyük giriş müqavimətinə malik olan və kiçik yük müqavimətinə qoşula bilən gərginlik təkrarlayıcısı kimi istifadə oluna bilər. Gərginlik təkrarlayıcısı giriş müqaviməti sonsuz böyük (açılıb, kənar olunub), əks əlaqə müqaviməti sıfır olan (qısa qapanıb) qeyri-invers gücləndiricidir (şəkil 3.6). Təkrarlayıcının çıxış müqaviməti kiçik olduğundan yük müqavimətinin dəyişməsinin çıxış siqnalına təsiri çox zəif olur.

Yüksək daxili müqavimətə malik siqnal mənbəyi ilə yük arasına qoşulmuş gərginlik təkrarlayıcısı bəzən bufer gücləndiricisi adlandırılır.

Əks rəbitəsi olmayan ƏG çox böyük güclənmə əmsalına malik olduğundan diferensial giriş gərginliyi $U_{gir.d}$ çox kiçikdir və ona görə də “1” və “2” düyünlərinin potensialları eyni olur. Çıxış gərginliyi “1” düyünündəki gərginliyə bərabər olduğundan və “2” düyünündəki gərginliyin $U_{gir.d}$ olduğunu və düyünlər arasındakı potensialların eyni olduqlarını nəzərə alsaq,

$$U_{çix} = U_{gir.d}$$

yazmaq olar. Göründüyü kimi, giriş gərginliyi həm qiymətcə, həm də formaca çıxışda təkrarlanır.



Şəkil 3.6. ƏG-nin gərginlik təkrarlayıcısı kimi qoşulması

Bu qurğu ötürmə əmsalı $\beta_{e,r} = 1$ olan çıxış gərginliyinə görə ardıcıl mənfi əks rəbitə dövrəsi ilə əhatə olunur, yəni qurğu 100% mənfi əks rəbitəyə malik olur. Belə qurğunun xüsusiyyəti emitter və ya istok (mənbə) təkrarlayıcılarının xüsusiyyətlərinə oxşar olur və aşağıdakı şərtlər yerinə yetirilir:

$$U_{gir.q/inv} = u_{çix} ;$$

$$R_{gir.mən.ər} = R_{gir0}(1 + K_{U0}) ;$$

$$R_{çix.mən.ər} = R_{çix0}/(1 + K_{U0})$$

Doğrudan da, gücləndiricinin girişləri arasına verilən gərginlik çıxışa K_{U0} güclənmə əmsalı ilə ötürülür, yəni istənilən çıxış gərginliyində

$$\Delta u_{gir} = u_{girq/inv} - u_{girinv} = \Delta u_{çı} / K_{U0}$$

$$K_{U0} \rightarrow \infty \text{ olduqda } \Delta u_{gir} \rightarrow 0 \text{ və } u_{gir.q/inv} = u_{çix} \text{ olur.}$$

İstənilən giriş gərginliyi

$$u_{girinv} - u_{girq/inv} = u_{çı} - u_{girq/inv}$$

fərqini yaradır. Bu fərq gücləndiricinin çıxışına ötürülür və onun çıxış gərginliyini elə dəyişdirir ki, fərqlənmə kompensasiya olunsun və yuxarıda verilən şərtlər ödənilsin.

Əməliyyat gücləndirici giriş müqavimətini sonsuzluğa, çıxış müqavimətini isə sıfıra yaxınlaşdırmağa çalışdığını nəzərə alsaq, bu qurğunun emitter və istok təkrarlayıcıları kimi bufer və ya razılaşdırıcı element funksiyasını yerinə yetirmiş olduğu aydın olur.

3.5.2. İnersləyici gücləndirici. Xətti sxemlərdə ƏG əks rabitə dövrəsi ilə əhatə olunur. Əks rabitə dövrəsinin rezistoru $R_{ə.r.}$ gücləndiricinin çıxışı ilə invers girişi arasına qoşulur (şəkil 3.7). İners girişdə R_1 rezistoru olan halda çıxış gərginliyinin bir hissəsi invers girişə verilir. Girişdə U_{gir} siqnalı olduqda gərginliyə görə güclənmənin effektiv qiyməti

$$K_{ə.r.} = U_{çix} / U_{gir}$$

kimi təyin edilir. Güclənmə əmsalının konkret qiyməti, əsasən R_1 və $R_{ə.r.}$ müqavimətlərinin qiymətləri ilə təyin edilir. Əks rabitə olmayan ƏG üçün

$$U_{gir.d.} = U_{çix} / K$$

olur.

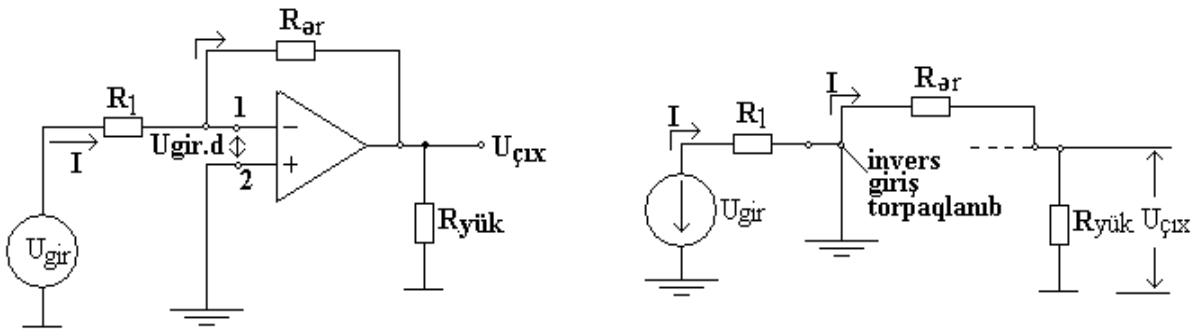
Buradan görünür ki, $K > 0$ qiymətlərində “1” və “2” girişlərindəki $U_{gir.d.}$ gərginliyi $U_{çix}$ gərginliyinə nəzərən kiçik olur və K artdıqca bu gərginlik azalaraq sifira yaxınlaşır. Odur ki, qeyri-invers giriş torpaqlandığı halda invers giriş də torpaqlanmış kimi olur. Bu halda

$$U_{çix} = I R_{ə.r.}; \quad U_{gir} = R_1 I$$

olur və buradan

$$K_{ə.r.} = U_{çix} / U_{gir} = -(I R_{ə.r.}) / (I R_1) = -R_{ə.r.} / R_1$$

yazmaq olar. Sonuncu ifadə göstərir ki, $R_{ə.r.}$ və R_1 müqavimətlərinin qiymətlərini seçməklə $K_{ə.r.}$ kəmiyyətini seçmək olar. Lakin R_1 və $R_{ə.r.}$ müqavimətlərinin sərhəd qiymətləri məhdud olur. Adətən $R_{ə.r.}$ 1 MOm və ondan az, R_1 isə 1 kOm-dan çox olur. R_1 müqavimətinin 1 kOm-dan az qiymətlərində bu müqavimət siqnal mənbəyini yükləyir.



Şəkil 3.7. İnersləyici gücləndirici və onun ekvivalent sxemi

3.5.3. Qeyri-inversləyici gücləndirici. ƏG qeyri-inversləyici gücləndirici kimi işləyə bilməsi üçün onun qeyri-invers girişini (+) həyəcanlandırmaq lazımdır. R_1 və $R_{ə.r.}$ müqavimətlərinin qiymətləri burada da gücləndiricinin gərginliyə görə güclənmə əmsalını təyin edir (şəkil 3.8).

İnvers girişə nəzərən gücləndiricinin giriş müqaviməti R_{gir} çox böyük (∞) olduğundan R_1 və $R_{ə.r.}$ müqavimətlərindən eyni I cərəyanı axır. Başqa sözlə, R_1 və $R_{ə.r.}$ müqavimətləri ardıcıl qoşulmuş olurlar. Bu halda

$$U_{çix} = R_1 I + R_{ə.r.} I = I (R_1 + R_{ə.r.})$$

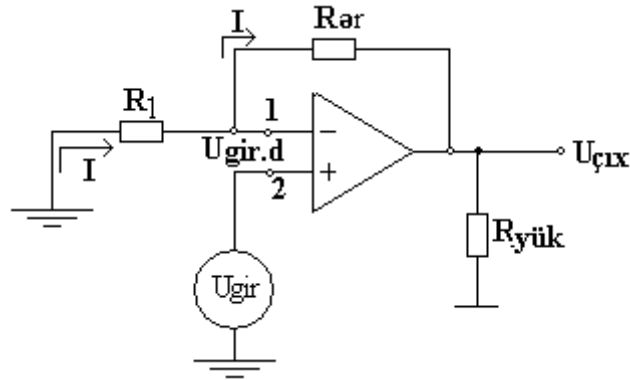
olur. $U_{gir.d} = 0$ və K çox böyük olduğundan hesab etmək olar ki, “1” və “2” düyünləri arasında potensiallar fərqi sıfırdır. Odur ki, giriş signalının bütün gərginliyi R_1 müqavimətində ayrılır, yəni

$$U_{gir} = I R_1.$$

Bu halda

$$K_{ə.r} = U_{çix} / U_{gir} = I (R_1 + R_{ə.r.}) / (I R_1) = 1 + R_{ə.r.}/R_1$$

olur.



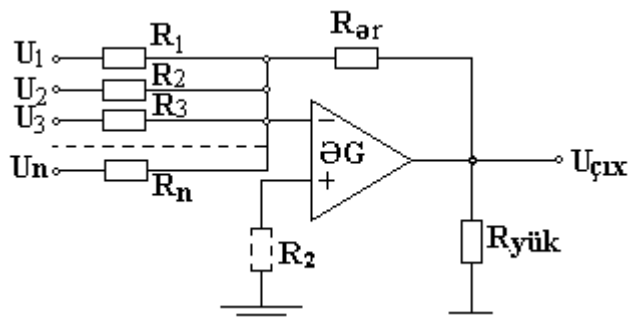
Şəkil 3.8. Qeyri-inversləyici gücləndirici

3.5.4. ƏG-də cəmləmə və orta qiymətin təyini sxemi. Əks əlaqə dövrəsində aktiv R müqavimətindən istifadə etdikdə ƏG $U_1 \dots U_n$ giriş signalınının cəmlənməsi və orta qiymətin təyini funksiyalarını yerinə yetirir. Bu məqsədlə aşağıdakı sxemdən istifadə etmək olar (şəkil 3.9).

Çıxış gərginliyinin qiyməti və işarəsi U_1, \dots, U_n gərginliklərinin cəmi və rezistorların qiyməti ilə müəyyən edilir. Qeyri-invers giriş torpaqlandığından və girişdəki diferensial gərginlik sıfır olduğundan invers giriş və R_1, \dots, R_n

rezistorlarının sağ ucları da sıfır potensialına malik olurlar. Odur ki, giriş cərəyanlarını Om qanununa əsasən aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$\dot{I}_1 = U_1/R_1; \dot{I}_2 = U_2/R_2; \dot{I}_3 = U_3/R_3, \dots, \dot{I}_n = U_n/R_n$$



Şəkil 3.9. ƏG-də cəmləyicinin sxemi

Əks əlaqə rezistorundan axan cərəyan da analogi olaraq $\dot{I}_{ə.r.} = - U_{çix} / R_{ə.r.}$ kimi yazıla bilər. Giriş cərəyanlarının cəmi əks rəbitə cərəyanına bərabər olduğundan (fərz edirik ki, ƏG idealdır),

$$\dot{I}_{ə.r.} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 + \dots + \dot{I}_n$$

yaxud

$$-U_{çix}/R_{ə.r.} = U_1/R_1 = U_2/R_2 = U_3/R_3 = \dots = U_n/R_n$$

yazmaq olar. Buradan

$$U_{çix} = - R_{ə.r.} (U_1/R_1 + U_2/R_2 + U_3/R_3 + \dots + U_n/R_n).$$

ümumi ifadəsini alırıq.

Əgər giriş müqavimətləri bərabər olarsa, yəni $R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n = R$ və $R_{ə.r.} = R$ qəbul etsək,

$$U_{çix} = - (U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n)$$

alırıq. Sonuncu ifadə göstərir ki, bu sxem vasitəsilə istənilən sayda giriş gərginliklərinin cəmini təyin etmək olar.

$R_{ə.r.}/R$ nisbətinin giriş gərginliklərinin (girişlərin) sayının əksinə olan qiymətində bu sxemdən giriş gərginliklərinin orta qiymətini təyin etmək üçün istifadə etmək olar. Bu halda $R_{ə.r.}/R$ nisbəti elə seçilir ki, giriş gərginliklərinin

çıxışdakı cəmi giriş gərginliklərinin sayına bölünə bilsin. Çıxış sürüşmə cərəyanının çıxışın sürüşməsinə və sxemin stabilliyinə olan təsirini azaltmaq məqsədilə qeyri-invers giriş ilə yer arasına R' rezistoru qoşulur və onun qiyməti

$$R' = 1 / (\dot{I}/R_{\text{ə.r.}} + 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \dots + 1/R_n)$$

ifadəsindən təyin edilir.

3.5.5. Analoq inteqrallayıcısı. Əks əlaqə dövrəsində kondensatordan istifadə etdikdə ƏG inteqrallama (analoq inteqratoru) funksiyasını yerinə yetirir (şəkil 3.10). Sxemin çıxışındakı gərginlik R və C elementlərinin müvafiq qiymətlərində giriş gərginliyinin mənfi işarə ilə inteqralına bərabər olur. İnteqrallayıcının işini aşağıdakı kimi təhlil etmək olar.

Fərz edək ki, ƏG idealdır, invers giriş və R rezistorunun sağ düyünü sıfır potensialına malikdir. Bu halda girişə verilən gərginlik R müqavimətində ayrılır və rezistordan axan cərəyan

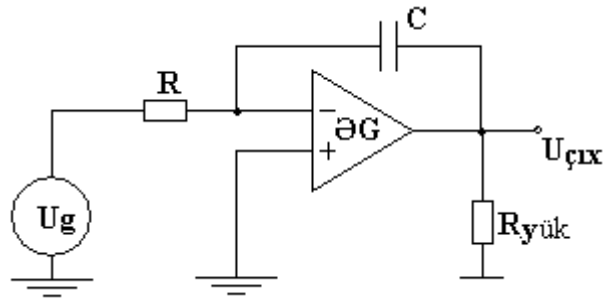
$$\dot{I} = U_{\text{gir}} / R$$

olur. ƏG-nin giriş müqaviməti çox böyük olduğundan bu cərəyan tamamilə kondensatordan axacaq və ondakı gərginlik dəyişəcək. Məlumdur ki, kondensatordakı gərginlik ondan axan cərəyandan

$$i_c = C dU_c/dt \quad \text{və yaxud} \quad U_c = (1/C) \int i_c dt$$

kimi asılıdır. Kondensatorun sol köynəyinin potensialı sıfıra bərabər olduğundan çıxış gərginliyi kondensatordakı gərginliyə bərabər olur:

$$U_{\text{çix}} = - \frac{1}{C} \int I dt = - \frac{1}{C} \int \frac{U_{\text{gir}}}{R} dt = - \frac{1}{RC} \int U_{\text{gir}} dt$$



Şəkil 3.10. ƏG-nin inteqrallayıcı kimi qoşulması.

R və C elementlərinin parametrlərini elə seçmək olar ki, $RC=1$ olsun. Bu halda sonuncu ifadə

$$U_{\text{çix}} = - \int U_{\text{gir}} dt$$

şəklini alır, yəni çıxış siqnalı giriş siqnalının inteqralı olur.

Qeyd edək ki, düzbucaqlı formada giriş siqnallarının inteqrallanması halında - çıxışda üçbucaq formalı, xətti artan siqnal halında - çıxışda parabola formalı, sinusoidal siqnal halında isə çıxışda kosinusoidal formalı siqnal alınır.

3.5.6. Diferensiallayıcı gücləndirici. Məlumdur ki, diferensiallayıcı qurğularda çıxış gərginliyi giriş gərginliyinin formasının törəməsi olur. ƏG diferensiallayıcı kimi istifadə edildikdə, onun əks rəbitə dövrəsinə aktiv müqavimət $R_{\text{ə.r.}}$ qoşulur. Giriş kondensatorunun sağ köynəyinin potensialını sıfır qəbul etsək, ondakı gərginlik düşküsi giriş gərginliyinə U_{gir} bərabər olur. Kondensatordan cərəyan ancaq giriş gərginliyi dəyişən halda axır və bu cərəyan

$$\dot{I} = C \frac{dU_{\text{gir}}}{dt}$$

qanunu ilə dəyişir.

ƏG çox böyük giriş müqavimətinə malik olduğundan giriş cərəyanı $R_{\text{ə.r.}}$ rezistorundan axmalı olur (şəkil 3.11). $R_{\text{ə.r.}}$ rezistorunun sol köynəyinin potensialı sıfıra bərabər olduğundan, onda ayrılan gərginlik düşküsi məhz çıxış gərginliyidir. Bu halda $\dot{I} = U_{\text{çix}} / R_{\text{ə.r.}}$ olduğundan,

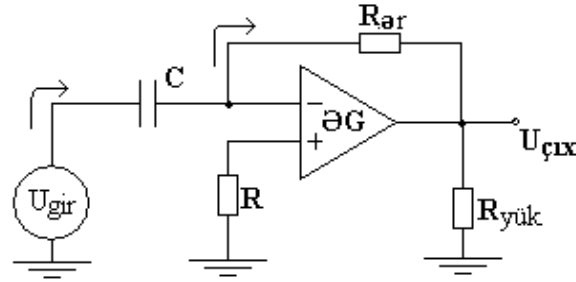
$U_{\text{çix}} / R_{\text{ə.r.}} = - C dU_{\text{gir}} / dt$ bərabərliyindən

$$U_{\text{çix}} = - R_{\text{ə.r.}} C \frac{dU_{\text{gir}}}{dt}$$

yazmaq olar. Beləliklə, diferensiallayıcı qurğunun çıxış gərginliyi giriş gərginliyinin zamana görə törəməsinin zaman sabitinə ($R_{\text{ə.r.}}C$) olan hasilinə bərabər olur.

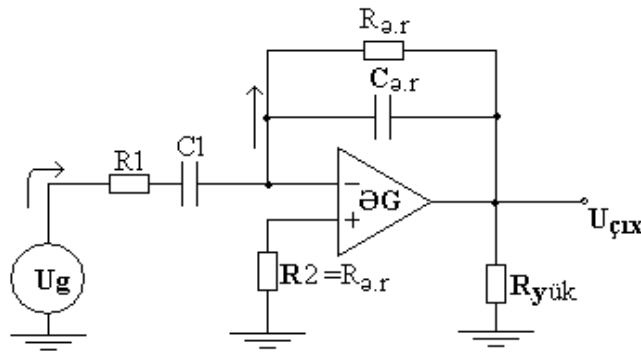
Verilmiş sxemin bir sıra çatışmayan cəhətləri vardır. $R_{\text{ə.r.}}$ müqavimətinin kondensatorun reaktiv müqavimətinə olan nisbəti tezliyin artması ilə artdığından güclənmə əmsalı da artır. Bu halda siqnalın güclənməsi ilə yanaşı yüksək tezliyin küyləri də güclənəcək və nəticədə çıxışda maneə və küylərin səviyyəsi diferensial siqnalı üstələyə bilər. Digər çatışmayan cəhəti, sxemin dayanıqlığını itirə bilməsi imkanının artmasıdır. Bu problemləri, sxemə əlavə R_1 və $C_{\text{ə.r.}}$ elementlərini daxil etməklə (şəkil 3.12) aradan qaldırmaq olar. R_1 , $R_{\text{ə.r.}}$ və $C_{\text{ə.r.}}$ elementlərinin qiymətlərini elə seçmək olar ki, gücləndiricinin əks əlaqəli və əks

əlaqəsiz hallarındakı tezlik xarakteristikalarının ayrıləri kəsişməsinlər. Bu isə sxemin dayanıqlığını təmin edir.



Şəkil 3.11. Diferensiallayıcı gücləndirici

3.5.7. Loqarifmik və antiloqarifmik gücləndiricilər. Çıxış gərginliyi giriş gərginliyinin loqarifminə mütənasib olan gücləndiriciyə loqarifmik gücləndirici deyilir. Gərginliyin əks çevrilməsini yerinə yetirən qurğuya isə antiloqarifmik (eksponensial) gücləndirici deyilir. Bu qurğular vurma və bölmə əməliyyatları yerinə yetirilən hallarda istifadə edilir. Məsələn, iki ədədi vurmaq üçün onların loqarifmini toplamaq kifayətdir. Göründüyü kimi, vurma əməli toplama əməlinə çevrilir.



Şəkil 3.12. Diferensiallayıcı gücləndirici

Loqarifmik xarakteristikanı almaq üçün əks əlaqə dövrəsinə p-n keçidi qoşulur. Bu məqsədlə dioddan və ya ümumi baza ilə qoşulmuş bipolyar tranzistordan istifadə etmək olar (şəkil 3.13). Qeyri-invers girişlə yer arasına əlavə qoşulmuş korrektəedicilə müqaviməti qeyri-inversləyici gücləndiricinin girişinə qoşulmuş siqnal mənbəyinin çıxış müqavimətini modelləşdirir.

Sxemin giriş və çıxış gərginliklərini əlaqələndirən ifadələri aşağıdakı kimi yazmaq olar:

a) sxemi üçün

$$U_{gir}/R = \dot{I}_o [\exp (U_{diod}/U_t) - 1] \approx \dot{I}_o \exp (U_{diod}/U_t),$$

burada U_t –temperatur potensialıdır. Diodun sol ucunun potensialı sıfıra yaxın olduğundan $U_{diod}=U_{çix}$ yazmaq olar. Bu halda ifadəni çıxış gərginliyinə görə həll etsək

$$U_{çix} = U_t [\ln(U_{gir}/R) - \ln I_o]$$

alarıq.

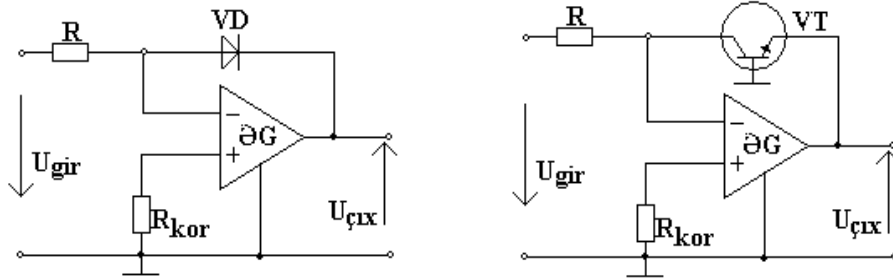
b) sxemi üçün analoji olaraq

$$U_{gir} /R = I_k = I_{eo} [\exp (U_{be}/U_t) - 1] ,$$

$$U_{çix} = U_t [\ln(U_{gir}/R - \ln I_{eo})$$

yazmaq olar.

Bu ifadələr böyük cərəyanlarda diod və tranzistorun məxsusi aktiv müqavimətlərinin dəyişməsinə görə böyük xəta verirlər. Odur ki, maksimum çıxış gərginliyi 0,6 V – dan böyük olmur.



Şəkil 3.13. ƏG-nin əks əlaqə dövrəsinə a) diod və b) tranzistor qoşulmuş loqarifmik gücləndirici

Loqarifmik gücləndiricilər çıxışda ancaq bir qütblü gərginlik formalaşdırırlar. Göstərilən sxemdə müsbət giriş siqnalında, çıxışda mənfi gərginlik alınır. Çıxışda müsbət gərginlik almaq üçün diodu əksinə qoşmaq və ya p-n-p tipli tranzistordan istifadə etmək və girişə mənfi qütblü siqnal vermək lazımdır.

Antiloqarifmik gücləndirici almaq üçün göstərilmiş sxemlərdə yarımkəçirici cihazla R rezistorunun yerini dəyişdirmək kifayətdir. Bu halda p-n-p tipli tranzistordan istifadə edilir və çıxışda ancaq bir qütblü gərginlik alınır. Antiloqarifmik gücləndiricilər üçün analoji olaraq diod halında

$$U_{çix} = -RI_o \exp (U_{gir} / U_t),$$

tranzistor halında isə

$$U_{\text{çix}} = - R I_{\text{eo}} \exp (U_{\text{gir}} / U_t)$$

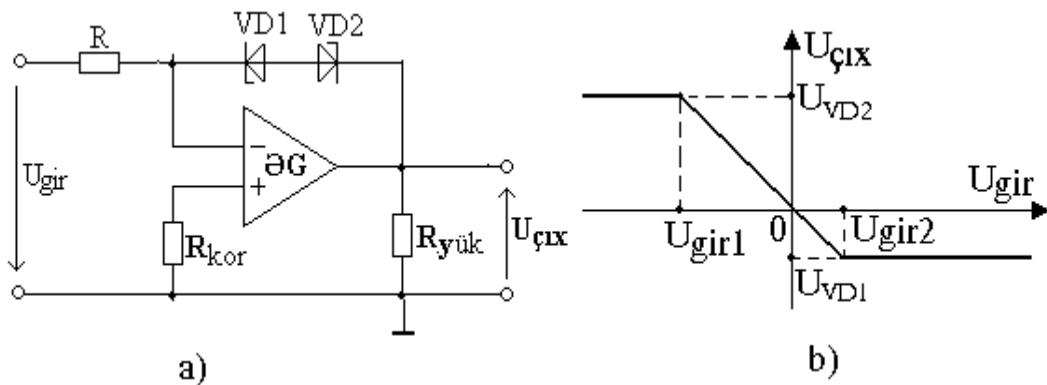
yazmaq olar.

Antioqarifmik gücləndiricilərin çıxışında ancaq bir qütblü gərginlik almaq mümkündür. Göstərilən sxemdə müsbət giriş siqnalında, çıxışda mənfi gərginlik alınır. Giriş və çıxış siqnallarının işarəsini dəyişmək üçün diodu əksinə qoşmaq və ya əks keçiriciliyə malik tranzistordan istifadə etmək və girişə mənfi qütblü siqnal vermək lazımdır.

3.5.8. Səviyyə məhdudlayıcıları. Səviyyə məhdudlayıcılarının vəzifəsi çıxış gərginliyinin müəyyən səviyyəsindən sonra giriş gərginliyinin sonrakı artması nəticəsində çıxış gərginliyinin mümkün artımını məhdudlaşdırmaqdır. Səviyyə məhdudlaşdırıcısı qeyri-xətti çevirici sxemləri kimi yaradılır (şəkil 3.14).

ƏG-nin çıxışındakı gərginliyin uyğun stabilitronun deşilməsinə qədər olan qiymətlərində (deşilmə üçün kifayət olmayan qiymətlərdə), məhdudlaşdırıcının ötürmə əmsalı gücləndiricinin güclənmə əmsalına bərabər olur. Çıxış gərginliyi stabilitronun deşilmə gərginliyindən çox olduqda, qurğunun ötürmə əmsalı kəskin azalır. Əks deşilmə rejimində stabilitronun diferensial müqaviməti sıfıra yaxınlaşır.

Bu halda əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalı 1-ə yaxınlaşır və çıxış gərginliyi stabilitronun deşilmə gərginliyinə bərabər səviyyədə qeyd olunur.



Şəkil 3.14. Səviyyə məhdudlaşdırıcısının a) sxemi və b) keçid xarakteristikası

Stabilitronların deşilməsi üçün kifayət olmayan giriş gərginliyi diapazonunda səviyyə məhdudlaşdırıcısının ötürmə əmsalı, lazım gələrsə, tələb olunan səviyyədə qərarlaşdırıla bilər. Bu məqsədlə stabilitronlara paralel əks rabitə rezistoru $R_{\text{ə.r.}}$ qoşulur.

Stabilitronun lazım olan deşilmə gərginliyini seçməklə göstərilən sxemdə çıxış gərginliyinin müxtəlif qütblülüyü üçün onun həm simmetrik, həm də qeyri-simmetrik məhdudlaşmasını əldə etmək mümkündür.

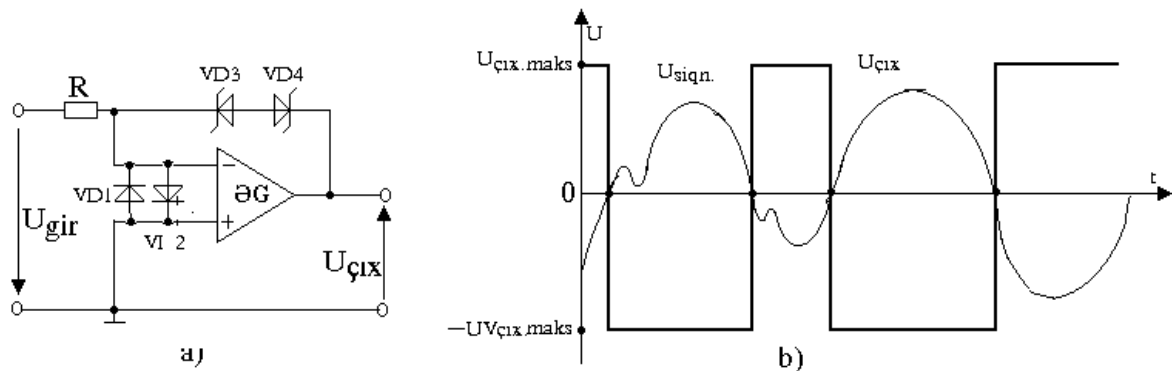
3.5.9. Zəif siqnal detektoru. Zəif siqnalların diod detektoru ilə detektə olunması zamanı böyük qeyr-xətti təhriflər yaranır. Odur ki, zəif siqnallar ƏG əsasında yaradılan detektorların köməyi ilə detektə olunurlar (şəkil 3.15)

Giriş gərginliyinin müsbət yarımperiodu ərzində gücləndiricinin çıxışında mənfi $U_{çix}$ gərginliyi alınır. Odur ki, VD1 diodu açıq, VD2 diodu isə bağlı olur. Gücləndiricinin çıxışı açıq VD1 diodunun kiçik müqaviməti vasitəsi ilə girişə qoşulmuş olur və beləliklə də, çox dərin mənfi əks rəbitə yaranır. Bu səbəbdən $U_{çix}$ gərginliyi kiçik giriş gərginliyinə bərabər olur. Siqnalın mənfi yarımperiodu ərzində $U_{çix}$ gərginliyi müsbətdir, VD1 diodu bağlanır, VD2 diodu isə açılır. Bu zaman

$$U_2 = U_{çix} = -U_1 \cdot R_2 / R_1$$

Olur və U_1 gərginliyinin dəyişmə qanununa uyğun dəyişir. Aydınır ki, U_2 gərginliyinin tərkibində forması modullanmış siqnalın qurşayanı ilə üst-üstə düşən aşağı tezlikli təşkiledici və aparıcı tezlikdən dəfələrlə fərqlənən yüksək tezlikli təşkiledici olur. Burada aşağı tezlikli təşkiledicini ayırmaq üçün aşağı tezlik süzgəcindən istifadə etmək lazım gəlir.

3.5.10. Sıfır detektoru. Əks əlaqə dövrəsi qoşulmadığı hallarda ƏG giriş gərginliyinin dəyişmələrinə çox həssas olur. Girişdəki 1mV - dan az olan gərginliklərdə də ƏG doyma rejiminə keçir. Gücləndiricinin bu xüsusiyyətindən sıfır detektoru qurğusunda və ya sinusoidal siqnalları düzbucaqlı formalı siqnala çevirən qurğuda istifadə edilir (şəkil 3.15).



Şəkil 3.15. Sıfır detektorunun a) sxemi və b) keçid xarakteristikası

Keçid xarakteristikasından (şəkil 3.15,b) görünür ki, giriş siqnalı sıfırdan müsbət istiqamətə keçdikdə çıxış gərginliyi mənfi istiqamətdə ƏG-nin doyma gərginliyinə qədər dəyişir. Giriş siqnalı sıfırdan mənfi istiqamətə keçdikdə isə çıxış gərginliyi müsbət istiqamətdə doyma gərginliyinə qədər dəyişir.

Giriş gərginliyinin amplitudu 1V və daha çox olduqda, VD1, VD2 diodları vasitəsi ilə ƏG mühafizə olunur. Bu diodlar, ƏG girişə görə daxili mühafizə sxeminə malik olmadıqda istifadə edilir. Çıxış gərginliyinin $U_{\text{çix.max}}$ və $U_{\text{çix.min}}$ qiymətləri arasında olan diapazonu gücləndiricinin rəqəm sxemlərində işləyə bilməsi üçün lazım olan səviyyəni keçdikdə, çıxış gərginliyini məhdudlaşdırmaq üçün VD3 və VD4 stabiltronlarının birindən və yaxud hər ikisindən istifadə etmək olar. Əgər $R=1 \text{ M}\Omega$ olarsa, $U_{\text{gir}} < 1 \text{ kV}$ qiymətləri bu diodlardan cəmi 1 mA cərəyan axmasına imkan verir. R1 müqavimətinin böyük qiymətlərində sürüşmə xətası artır. Odur ki, U_{gir} siqnalı “0” qiymətini keçdikdə, sxemin çıxışının daha dəqiq seçilməsi lazım gələrsə, onda qeyri-invers girişlə yer arasına $R1=R$ müqaviməti qoşulmalıdır. Bu rezistor, həmçinin sürüşmə xətasını azaldır. R müqavimətinin qiyməti və sürüşmə cərəyanı nisbətən böyük olduqda bu müqavimətin əhəmiyyəti daha da artır.

3.5.11. Aktiv süzğəclər. Tələb olunan tezlik xarakteristikasını həm passiv (rezistorlar, kondensatorlar), həm də aktiv (gücləndiricilər) elementlərdə formalaşdırın süzğəclər aktiv süzğəclər adlanır. Aktiv elementlərdə (gücləndiricilərdə) formalaşdırın süzğəclər passiv elementlərdəki süzğəclərə nəzərən aşağıdakı üstünlüklərə malikdir:

- buraxma zolağındakı siqnalları gücləndirmək qabiliyyəti;
- induktivlik kimi inteqral texnologiya ilə yaradılması mümkün olmayan elementlərdən imtina etməyin mümkünlüyü;
- köklənmənin asanlığı;
- alçaq tezlik oblastında işləyən qurğuların yaradılması zamanı mühüm əhəmiyyətə malik kiçik kütlə və həcmə əldə edilməsi mümkünlüyü;
- yüksək tərtibli süzğəclərin qurulması zamanı kaskad qoşulmaların asanlığı.

Bununla bərabər bu sinif qurğulara aşağıdakı çatışmazlıqlar aiddir:

- güc dövrlərində istifadə olunmasının mümkün olmaması;
- gücləndiricinin qidalandırılması üçün qida mənbəyinin lazım olması;
- istifadə olunan gücləndiricilərin tezlik xarakteristikaları ilə müəyyən edilən tezlik diapazonunun məhdudluğu.

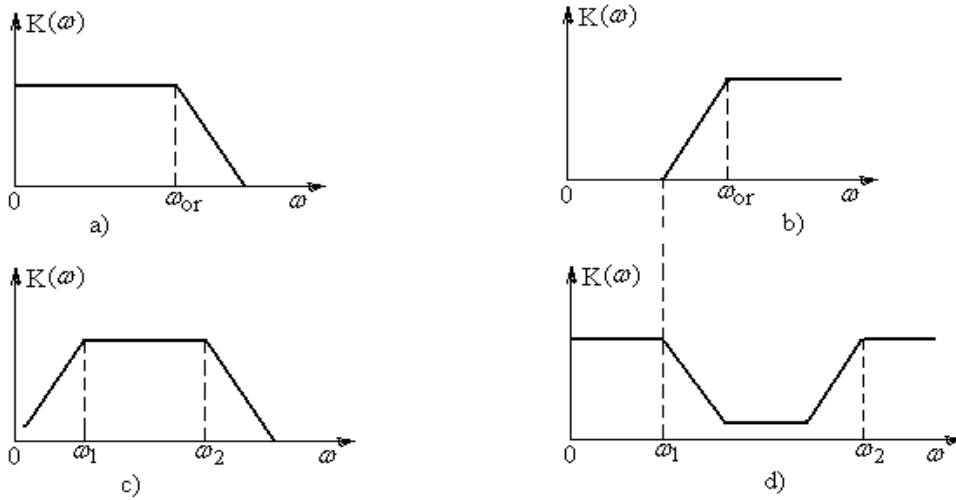
Bu çatışmazlıqlara baxmayaraq aktiv süzğəclər geniş tətbiq edilir. Aktiv süzğəclər alçaq və yuxarı tezlik, zolaqlı və rejektor süzğəclərinə ayrılırlar. Bu süzğəclərin loqarifmik ATX şəkil 3.16–da göstərilmişdir.

Müxtəlif tezlik xüsusiyyətlərinə malik qurğuların formalaşdırılması üçün tezlik-asılı mənfə əks əlaqəli ƏG tətbiqinin ümumi prinsiplərinə baxaq. Bunun üçün passiv tezlik-asılı dördqütblülərin və mənfə əks əlaqə dövrlərində dördqütblü istifadə olunan gücləndiricilərin tezlik xüsusiyyətlərinin münasibətlərini təhlil edək.

Fərz edək ki, dördqütblünün ötürmə funksiyası

$$W_d(p) = A(p) / B(p)$$

ilə təyin edilir. Burada $A(p)$ və $B(p)$ – elementar vuruqların hasiləridir.



Şəkil 3.16. Alçaq (a), yüksək (b) tezlik, zolaqlı (c) və rejektor (d) süzgəclərin loqarifmik ATX-ləri

Əgər baxılan dördqütblünü mənfi əks əlaqə dövrəsinə qoşsaq, gücləndiricinin ötürmə funksiyası aşağıdakı ifadə ilə təyin edilir:

$$W_{Gm.r}(p) = K_{U0} / (1 + \beta_r \cdot K_{U0}) = K_{U0} / [1 + A(p) \cdot K_{U0} / B(p)] = K_{U0} \cdot B(p) / [B(p) + K_{U0} \cdot A(p)].$$

Bu ifadədən iki təcrübi nəticə çıxarmaq olar:

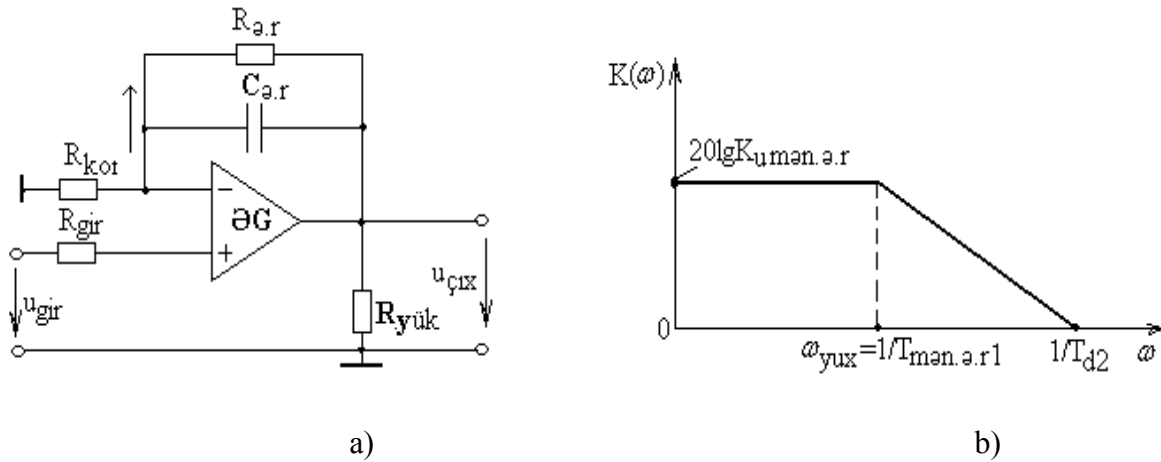
- passiv dördqütblünün tezlik xarakteristikasında meyliyi -20dB/dek olan asimptotlar formalaşdıran zaman sabitləri mənfi əks əlaqəyə malik gücləndiricilərdə meyliyi +20dB/dek olan asimptotlar formalaşdıracaqdır;

- mənfi əks əlaqəyə malik gücləndiricilərdə meyliyi -20dB/dek olan asimptotları, ədədi qiymətləri dördqütblünün və ƏG-nin güclənmə əmsalının zaman sabitlərinin müxtəlif kombinasiyaları ilə təyin olunan, yeni zaman sabitləri formalaşdıracaqdır;

İkinci nəticədən görünür ki, mənfi əks əlaqəyə malik gücləndiricinin ötürmə funksiyasının məxrəcində ilkin dördqütblünün zaman sabitindən kəskin fərqlənən yeni zaman sabiti almaq olar. Buradan aydın olur ki, tezlik xarakteristikası alçaq tezlik diapazonunda formalaşan aktiv süzgəcləri böyük zaman sabitləri formalaşdırmaq üçün lazım olan böyük ölçülü elementlərdən istifadə etmədən qurmaq olar.

Alınmış nəticələrdən istifadə edərək, ƏG-də yaradılan süzgülərin müxtəlif növlərinə baxaq.

3.5.12. Aşağı tezlik süzgüləri. Qeyri-inversləyici gücləndirici əsasında qurulan alçaq tezlik aktiv süzgülün sxemi şəkil 3.17,a göstərilmişdir. Burada mənfi əks əlaqə dövrəsində kondensatora paralel olaraq rezistor qoşulur. Bu sxemin girişinə müxtəlif çıxış müqavimətlərinə malik siqnal mənbələri qoşulduqda süzgülün buraxma zolağı dəyişməz qalır.



Şəkil 3.17. Alçaq tezlik süzgülü (a) və onun loqarifmik ATX-sı (b)

Gücləndiricinin əks əlaqə dövrəsinə qoşulmuş dördqütblünün ötürmə funksiyası

$$W_d(p) = K_d (T_{d1}p + 1) / (T_{d2}p + 1)$$

şəklində olur. Burada

$$K_d = R_{kor} / (R_{kor} R_{e.r});$$

$$T_{d1} = R_{e.r} \cdot C_{e.r};$$

$$T_{d2} = R_{e.r} \cdot R_{kor} \cdot C_{e.r} / (R_{kor} + R_{e.r}).$$

Bu halda mənfi əks əlaqə dövrəsində $W_d(p)$ olan gücləndiricinin ötürmə funksiyası aşağıdakına bərabər olur:

$$W_{G.mən.ə.r}(p) = \frac{K_{U0}}{1 + K_d \cdot K_{U0}} \cdot \frac{T_{d2}p + 1}{(T_{d2} + K_d \cdot K_{U0} \cdot T_{d1}) \cdot p / (1 + K_d \cdot K_{U0}) + 1} =$$

$$= K_{U.mən.ə.r} (T_{d2} \cdot p + 1) / (T_{mən.ə.r} p) + 1.$$

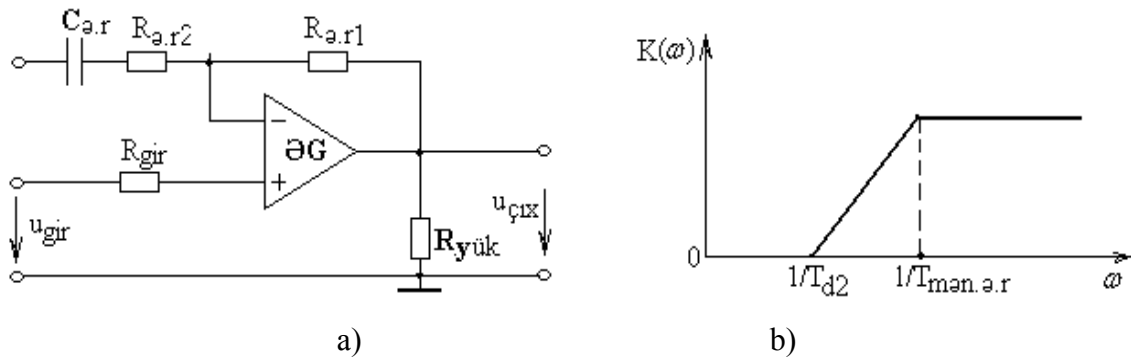
Bu ifadədən görünür ki, bu süzgülün buraxma zolağı $0 < \omega < 1/T_{mən.ə.r}$ tezlik diapazonunda yerləşir (şək.3.17,b), dördqütblünün elementlərinin

parametrlərindən və ƏG-nin ilkin güclənmə əmsalından asılıdır. Buraxma zolağı diapazonunda ötürmə əmsalı $K_{U\text{ mən.ə.r}} = K_{U0}/(1+K_d K_{U0})$ olur.

Süzgəcin qurulması üçün qeyri-inversləyici gücləndiricidən istifadə olunduğundan onun minimal ötürmə əmsalı vahidə bərabər olmalıdır. Əgər ötürmə funksiyasında $p=j\omega$ əvəzləməsi etsək və ω tezliyini sonsuzluğa yaxınlaşdırsaq ötürmə əmsalının vahidə bərabər olduğunu görürük. Beləliklə, ötürmə funksiyasının köməyi ilə baxılan süzgəcin buraxma zolağını və ötürmə əmsalını asanlıqla hesablamaq olar.

Böyük meylli loqarifmik ATX-ya malik süzgəc almaq üçün eyni cür süzgəclərin ardıcıl qoşulmasından və yaxud mənfi əks rəbitə dövrəsində daha mürəkkəb dördqütblülərdən istifadə etmək olar.

3.5.13. Yüksək tezlik süzgəcləri. Qeyri-inversləyici gücləndirici əsasında qurulan yüksək tezlik aktiv süzgəcin sxemi şəkil 3.18,a göstərilmişdir.



Şəkil 3.18. Yüksək tezlik süzgəci (a) və onun loqarifmik ATX-sı (b)

Yüksək tezlikli aktiv süzgəcin ötürmə funksiyası aşağıdakı kimi verilir:

$$W_{G\text{mən.ə.r}}(p) = \frac{K_{U0}}{1+W_d(p) \cdot K_{U0}} = \frac{K_{U\text{mən.ə.r}}(T_{d2}p+1)}{(T_{d2}+K_{U0} \cdot T_{d1}) \cdot p/(1+K_{U0})+1} = K_{U\text{mən.ə.r}}(T_{d2} \cdot p+1)/(T_{\text{mən.ə.r}}+1).$$

Burada $K_{U\text{mən.ə.r}} = K_{U0}/(1+K_{U0})$; $T_{d2} = (R_{ə.r1} + R_{ə.r2}) \cdot C_{ə.r}$; $T_{d1} = R_{ə.r2} \cdot C_{ə.r}$; olur.

Alınmış ötürmə funksiyasının görünüşü aşağı tezlikli süzgəcin ötürmə funksiyasına oxşardır. Lakin bu halda zaman sabiti $T_{d2} \gg T_{\text{mən.ə.r}}$ olur. Odur ki, öncə meylliyyə +20 dB/dek olan asimptot başlayır.

Aydındır ki, $\omega = 1/T_{d2}$ tezliyinə qədər sxemin ötürmə funksiyası vahidə bərabərdir. Bu tezlikdən sonra meylliyyə +20 dB/dek olan asimptot başlayır və $\omega = 1/T_{\text{mən.ə.r}}$ tezliyində qurtarır. Baxılan süzgəcin buraxma zolağı

$$1/T_{\text{mən.ə.r}} < \omega < [1+K_{U0}R_{ə.r2} / (R_{ə.r1}+R_{ə.r2})]/T_{\text{ƏG}},$$

ötürmə əmsalının bu diapazondakı qiyməti isə

$$K_{mən.ə.r}=1+R_{ə.r1}/R_{ə.r2}$$

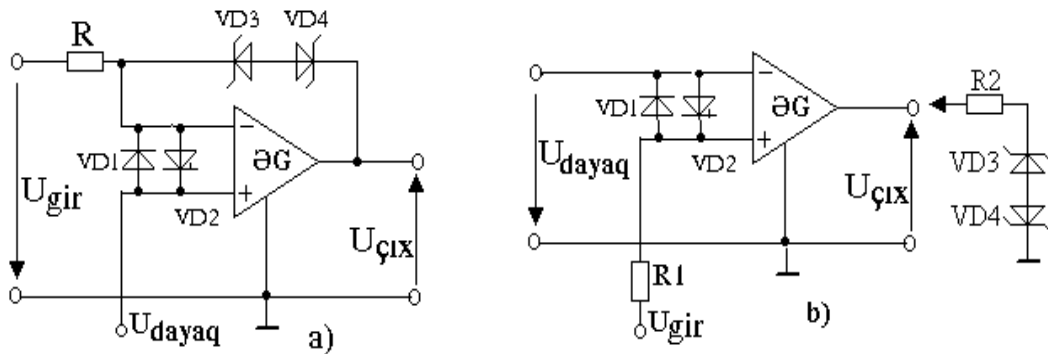
ilə təyin edilir.

Baxılan halda tezlik xarakteristikasının süzgecin buraxma zolağından kənarında böyük meyliyini almaq lazım gəldikdə eyni tipli qurğuların ardıcıl qoşulmasından və yaxud mənfi əks əlaqə dövrəsində daha mürəkkəb dördqütblülərdən istifadə etmək olar.

Alçaq və yüksək tezlik süzgeclərinin ardıcıl qoşulmasından istifadə edərək onların buraxma zolaqlarının qarşılıqlı yerləşməsindən asılı olaraq ya zolaqlı, ya da rejektor süzgeclərini almaq olar.

3.5.14. Komparator. Komparator iki gərginliyi müqayisə edən qurğudur. Bu gərginliklərdən biri U_d – dayaq gərginliyi, digəri isə dəyişən giriş siqnalı gərginliyidir. Komparatorun ƏG üzərində yaradılan sxemi sıfır detektorunun sxemindən ibarətdir. Burada girişlərdən birinə dayaq gərginliyi, digərinə isə müqayisə olunacaq gərginlik verilir. Giriş gərginliyi dayaq gərginliyinin qiymətinə uyğun həddi keçdikdə, gücləndiricinin çıxış gərginliyi $+U_{çix.max}$ qiymətindən $-U_{çix.min}$ qiymətinə və əksinə çevrilməlidir. Komparatorun çevrilə bilməsi üçün giriş siqnalının amplitudu dayaq gərginliyindən böyük olmalıdır. Komparatorun invers (a) və qeyri-invers (b) çıxış gərginliklərinə uyğun sxemləri şəkil 3.19 - da göstərilmişdir.

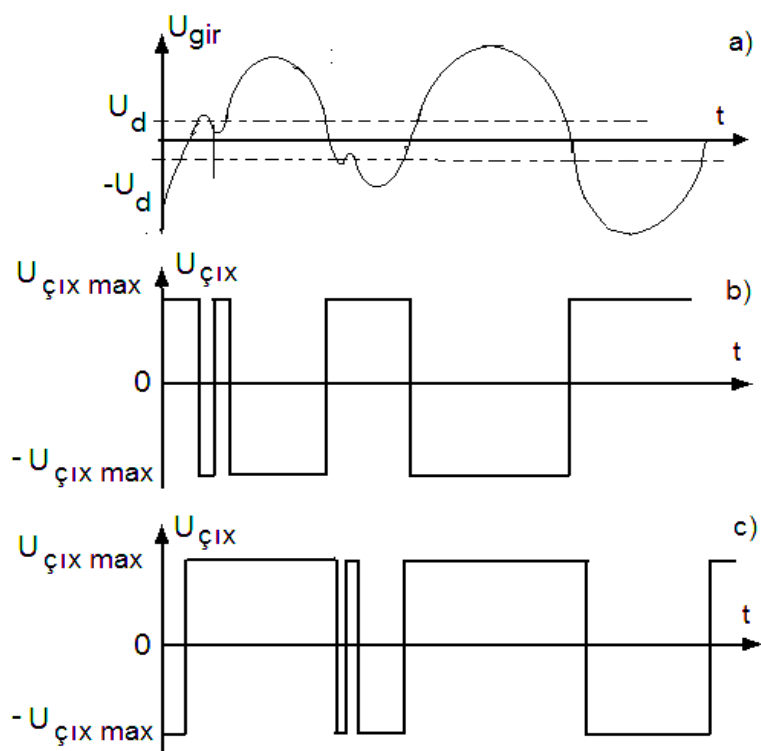
Dayaq gərginliyi yerin potensialına nəzərən müsbət və ya mənfi işarəli ola bilər. Onun qiyməti və işarəsi giriş analoq siqnalının gərginliyini təyin edir.



Şəkil 3.19. ƏG-nin komparator kimi qoşulması: a) invers tipli, b) qeyri-invers tipli

Giriş gərginliyinin şəkil 3.20,a - da verilmiş formasında dayaq gərginliyinin müsbət və mənfi işarəli olmasından asılı olaraq, çıxış gərginliyinin forması şəkil 3.20, b, c - də göstərilmişdir.

Çıxış gərginliyinin diapazonunu məhdudlaşdırmaq lazım gəldikdə, müqaviməti təxminən 200 Om olan R2 rezistorundan və VD3, VD4 diodlarının birindən və yaxud hər ikisindən ibarət dövrədən istifadə edilir.



Şəkil 3.20. a) giriş signalı; b) dayaq gərginliyinin müsbət qiymətində çıxış signalı; c) dayaq gərginliyinin mənfi qiymətində çıxış signalı

Qeyd: Elektron sxemlərdə istifadə olunan elementlərin, o cümlədən tranzistorların və digər yarımkəçirici cihazların şərti qrafiki işarələnməsi **əlavə 1**-də, ən geniş yayılmış cihazların əsas parametrləri, istismar şərtləri tətbiq sahələri, onlar əsasında qurulan bəzi elektron qurğularının sxemlərinin ilkin hesabatına nümunələr **əlavə 2**-də, **əlavə 3**-də yarımkəçirici elektron cihazlar və onlar əsəsindəki elektron qurğularının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlilinə aid misallar verilmişdir.

FƏSİL 4. ELEKTRİK SİQNAL GENERATORLARI VƏ ONLARIN SXEMOTEXNİKASI

4.1. Ümumi məlumatlar

Elektrik rəqsləri yaradan qurğuları *signal generatorları* adlandırırlar. İş rejimləri nöqtəyi-nəzərindən onları *avtogeneratorlara* və *xaricdən həyəcanlandırılan generatorlara* bölürlər. Çox vaxt avtogeneratorları *öz-özünə həyəcanlanan generatorlar* da adlandırırlar. Avtogenerator, sabit cərəyan enerjisini tələb olunan tezlikli və formalı elektrik rəqslərinin enerjisinə çevirən qurğudur.

Xaricdən həyəcanlandırılan generator, yalnız onun girişinə həyəcanlandırma (işəsalma) siqnalları daxil olduqda rəqslərin generasiyası, formalaşdırılması, yaxud gücləndirilməsi rejiminə keçir.

Generasiya olunan gərginliklərin formasından asılı olaraq generatorlar *harmonik* və *relaksasiya (impuls) generatorlarına* bölünürlər. Relaksasiya generatorlarının bir xüsusi növü xətti gərginlik avtogeneratorlarıdır. Avtogeneratorların bir xüsusi növü isə təsadüfi rəqslər (siqnallar, yaxud küylər) generatorları – küy generatorlarıdır.

Harmonik rəqs generatorları mütləq darzolaqlı rəqs sistemə malik olmalıdırlar.

Relaksasiya generatorlarının iş prinsipi genişzolaqlı enerji tutumlu müsbət əks əlaqə yüklənmə-boşalma, yaxud yığılma-udulma hadisələrinə əsaslanmışdır.

Harmonik rəqs generatorları (onlara həm də İYT-generatorlar aiddirlər) spektri praktiki olaraq yalnız bir harmonikaya malik olan rəqs hasil edir. Harmonik rəqs generatorlarının əsas elementi keçid prosesi rəqsi xarakterli olan rezonatorudur. Ən sadə rezonator rəqs konturudur. Əgər rəqs konturuna açar vasitəsilə enerji versək, onda konturun keyfiyyətliyi kifayət qədər yüksək olduqda ($Q \gg 1$) zaman keçdikdə sönən cərəyan rəqsləri yaranır. Rəqslərin amplitudunun azalması konturda güc itkiləri ilə izah olunur. Ona görə də harmonik rəqs generatorları yaratmaq üçün yüksək keyfiyyətliliyə malik olan rezonator istifadə etmək və itkiləri kompensə etmək lazımdır. Sonuncu şərtin yerinə yetirilməsi üçün rezonatora həyəcanlandırılan rəqslərlə sinxron, periodik olaraq elektromaqnit enerji daxil etmək lazımdır.

Yüksək tezlik diapazonunda LC - konturlardan başqa kvars lövhələr; İYT diapazonda – paylanmış parametrlili xətt parçaları, dielektrik şaybalar, ferrit sferalar və s. tətbiq olunur.

Relaksasiya generatorlarının çıxış rəqsləri çox vaxt eyni ölçülərdə olan harmonik toplananlar spektrinə malik olur.

Radiotexnikada elektromaqnit rəqsləri generasiya edən rəqs sistemləri xüsusi əhəmiyyət kəsb edirlər. Sabit cərəyan mənbəyinin enerjisini sönməyən rəqslərin enerjisinə çevirən və rəqslərinin əsas xarakteristikaları (amplituda, tezlik, forma və s.) əsasən sistemin özünün parametrləri ilə təyin olunan dinamik sistemə *rəqs sistemi*, yaxud *öz-özünə həyəcanlanmalı qurğu* deyilir. Verilmiş formalı və tezlikli rəqslərin generasiyası prosesini *elektrik rəqslərinin generasiyası* adlandırırlar. Rəqs sistemlərinin riyazi modelləri baxımından rəqs sistemlərini xətti və qeyri-xətti, avtonom və qeyri-avtonom sistemlərə bölürlər. Bu sistemlərin əsas sinfi *avtorəqs sistemləri*, yaxud *generatorlardır*.

Rabitə sistemlərinin radioötürücülərində avtogeneratedorları əsasən daşıyıcı tezlikli elektromaqnit rəqsləri yaradan kaskadlar kimi tətbiq edirlər. Generatorlara qoyulan əsas tələb generasiya olunan rəqslərin tezliyinin yüksək stabilliyidir. İfrat yüksək tezlik (İYT) - diapazonlu avtogeneratedorlar adətən, ötürücülərin çıxış kaskadları kimi istifadə olunur. Belə generatorlara qoyulan tələblər güc gücləndiricilərinə qoyulan tələblərlə eynidir - yüksək f.i.ə, çıxış gücü və tezliyin stabilliyi olmaqla, güclü rəqslərin təmin edilməsidir.

Geniş tətbiq tapmış avtogeneratedorları bir sıra xüsusi əlamətlərinə görə təsnifatlandırırlar.

1. Generasiya olunan rəqslərin tezlik diapazonundan asılı olaraq avtogeneratedorları üç böyük qrupa bölürlər: aşağıtezlikli, yüksəktezlikli və İYT generatorlar. Fərqli əlamət tək generasiya olunan rəqslərin tezliyinin qiyməti yox, həm də onda istifadə olunan elektrik dövrlərinin tipi ola bilər. Aşağı tezlikli və yüksəktezlikli generatorlarda belə dövrlər toplanmış parametrlərə, ifrat yüksəktezlikli dövrlərdə isə paylanmış parametrlərə malik olan, yəni fiderli və zolaqlı xətlər və dalğaötürənlərdir.

2. Radiotexniki qurğunun tərkibində istifadəsinə görə avtogeneratedorlar aşağıdakı növlərə bölünürlər:

- qurğunun bütün hissələrinin və kaskadlarının işini sinxronlaşdıran tezliyi yüksək stabilliyə malik olan *dayaq*, yaxud *etalon generatorları*;

- tezliyə görə, o cümlədən sintezatorların tərkibində köklənən *diapazon generatorları*;

3. Aparaturanın başqa qovşaqları ilə qarşılıqlı əlaqəsinə görə:

- avtonom rejimdə;

- xarici siqnalla tezliyinin sinxronlaşdırılması rejimində;

- tezliyin avtomatik köklənməsi sxeminin tərkibində işləyən generatorlara bölünürlər.

Sabit cərəyan mənbəyinin enerjisini elektrik rəqslərinin enerjisinə çevirmək üçün aktiv element tələb olunur. Aktiv (gücləndirici) element kimi elektron lampası, bipolyar və sahə tranzistorları, inteqral mikrosxemlər

(əməliyyat gücləndiriciləri və elektrik siqnallarının generasiyası, çevrilməsi və gücləndirilməsi üçün nəzərdə tutulan analoq mikrosxemlər), həmçinin generator diodları – tunel, lavin-uçuş, Qann diodları və c.

4. Yarımkeçirici gücləndirici elementin tipinə və sxeminə görə generatorları iki tipə bölürlər:

- rezonator və müsbət əks əlaqə dövrəsi istifadə etməklə gücləndirici element (tranzistor, yarımkeçirici cihaz, və ya inteqral mikrosxem) əsasında qurulan generatorlar;

- İYT-diod (Qann diodu, tunel, və ya lavin-uçuş diodu) generatoru, yəni ekvivalent sxemdə mənfi müqavimətə malik olan ikiqütblü tətbiq etməklə qurulan generatorlar.

Avtogeneratorlarda müsbət əks əlaqə (Müs.ƏƏ) xarici və daxili ola bilər. Gücləndirici əsaslı avtogeneratorun iş prinsipi onda güc gücləndiricisində olduğuna yaxın olan iş rejiminin təmin olunması ilə əlaqəlidir. Belə ki gücləndiricinin girişinə rəqsləri xarici mənbədən yox, məxsusi rəqs sistemindən (konturdan, yaxud rezonatordan) xarici müsbət əks əlaqə vasitəsilə verirlər. Əks əlaqənin daxil edilməsi bir tərəfdən bir sıra hallarda dövrlərin xarakteristikalarını xeyli yaxşılaşdırmağa imkan verir, digər tərəfdən müəyyən şəraitlərdə bu dövrlər qeyri-dayanıqsız olur, və onlarda avtorəqslər yaranır. Bu prinsip əsasında *avtorəqs sistemləri*, ilk növbədə *harmonik rəqs avtogeneratorları* qurulublar.

Diod avtogeneratorları generator diodlarında baş verən daxili fiziki proseslər (VAX-da mənfi diferensial müqavimət sahəsinin yaranması) hesabına stasionar rəqslər təmin edirlər, belə ki, əks əlaqə bu generatorlara daxildir və xüsusi əlavə elementlər tətbiq etmədən avtomatik olaraq həyata keçirilir.

Avtogenerator radioötürücü və radioqəbuledici qurğuların tərkibinə daxil olan əsas kaskadlardan biridir. Radioötürücülərin digər kaskadlarından avtogenerator daha çox onunla fərqlənir ki, rəqslərin tezliyi və amplitudu xarici qida mənbəyi ilə yox, məxsusi rəqs sisteminin və aktiv elementin parametrləri ilə müəyyən olunur.

Elektromaqnit rəqs generatorlarının əsas parametrləri tezlik diapazonu, yaxud fiksə edilmiş tezliyin qiyməti, avtorəqsin yükdəki gücü, tezliyin uzunmüddətli və qısamüddətli qeyri-stabilliyidir.

4.2. Harmonik rəqs generatorları

Elektrik rəqsləri generatoru – sabit cərəyan mənbəyinin enerjisini tələb olunan tezliyə və gücə malik elektromaqnit rəqslərinin enerjisinə çevirən, başqa sözlə sönməyən elektromaqnit rəqsləri generasiya edən avtorəqs sistemidir.

Avtorəqs sistemlərində yaranan sönməyən rəqslərin parametrləri (amplitudu, tezliyi və s.) xarici həyəcanlandırıcı təsirlə deyil, sistemin öz daxili xarakteristikaları ilə təyin olunur. Harmonik (sinusoidal, yaxud kosinusoidal) rəqslər hasil edən generatorları *harmonik rəqs generatorları* adlandırırlar.

Harmonik rəqs generatorlarını həyəcanlanma üsuluna görə öz-özünə həyəcanlanan (avtogenerator), xarici təsirlə həyəcanlanan və parametrik həyəcanlanan kimi üç əsas qrupa ayırmaq olar. Avtogeneratorlarda rəqsləri generasiya etmək üçün müsbət əks-rabitədən və ya mənfi müqavimətli VAX-a malik qeyri-xətti elementlərdən istifadə edilir. Asılı olmayan xarici təsirlə həyəcanlanan generatorlar isə girişlərinə avtogeneratordan signal daxil edilən yüksək tezlikli güc gücləndiricilərindən ibarətdir. Rəqsləri parametrik həyəcanlandıran generatorlara misal olaraq parametrik və kvant generatorlarını göstərmək olar.

Generasiya olunan rəqslərin tezlik diapazonlarına görə fərqlənən aşağı tezlikli, yüksək tezlikli və ifrat yüksək tezlikli generatorların işçi tezlik diapazonları uyğun olaraq 0,01-100 kHs, 0,1-100 MHs və 100 MHs-dən yuxarı qəbul olunmuşdur.

Generasiya olunan rəqslərin formasına görə generatorlar *sinusoidal* və *qeyri-sinusoidal* rəqs generatorlarına ayrılır.

Avtogeneratora daxil edilmiş sabit cərəyan mənbəyinin enerjisi hesabına harmonik elektrik rəqslərin yaranması mexanizmini nəzərdən keçirək. Aydınır ki, sönməyən rəqslər enerjisi itkisi olmayan rəqs sistemlərində mövcud ola bilər. Lakin praktiki olaraq itkisiz rəqs sistemi yaratmaq mümkün olmadığından, sönməyən rəqslər almaq üçün bu itkiləri kompensasiya etmək zərurəti yaranır.

Əvvəlki fəsilərdə qeyd olunduğu kimi müsbət əks əlaqəyə malik istənilən gücləndirici öz-özünə həyəcanlanma bilər və

$$K_{\beta} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}} \quad (4.1)$$

düsturundan göründüyü kimi,

$$\beta \dot{K} = 1 \quad (4.2)$$

şərti ödənildikdə $K_{\beta} \rightarrow \infty$ olur və gücləndirici avtogeneratora çevrilir. (4.2) şərti avtogeneratorun öz-özünə həyəcanlanması, yaxud sönməyən elektromaqnit rəqslərin generasiyası şərti adlanır. Bu şərt onu göstərir ki, gücləndiricinin girişindəki sonsuz kiçik amplitudlu signal onun çıxışında sonlu amplitudlu rəqslər yarada bilər.

Gücləndiricinin girişində elektrik fluktuasiyaları nəticəsində həmişə çox kiçik amplitudalı rəqslər mövcud olur. Ona görə də, (4.2) şərti ödəniləndə gücləndiricinin girişinə siqnal verilmədikdə belə o, sonlu amplituda malik elektrik rəqs mənbəyinə çevrilir.

Yuxarıda qeyd olunanlara uyğun olaraq avtogeneratorun struktur sxemini şəkil 4.1,a-da göstərilədiyi kimi təsvir etmək olar.

Praktikada avtogenerator əsasən müsbət əks əlaqəyə malik rezonans gücləndirici əsasında yaradılır. Şəkil 4.1,b-də tranzistorlu avtogeneratorun sadələşdirilmiş sxemi göstərilmişdir. (4.2) tənliyinə daxil olan K və β kompleks kəmiyyətlər olduğundan

$$Ke^{j\varphi_K} \beta^{j\varphi_\beta} = 1 \quad (4.3)$$

yaza bilərik. Burada K və β - uyğun olaraq gücləndirmə və əks əlaqə əmsallarının modulunu, φ_K və φ_β isə uyğun olaraq gücləndirici və əks əlaqə dövrlərində giriş və çıxış gərginlikləri arasında faza sürüşməsini göstərir. (4.3) bərabərliyini rəqsin amplitud və fazası üçün ayrılıqda yazmaq olar:

$$\beta K = 1 \quad (4.4)$$

Bu tənlik *amplitud balans şərti* adlanır.

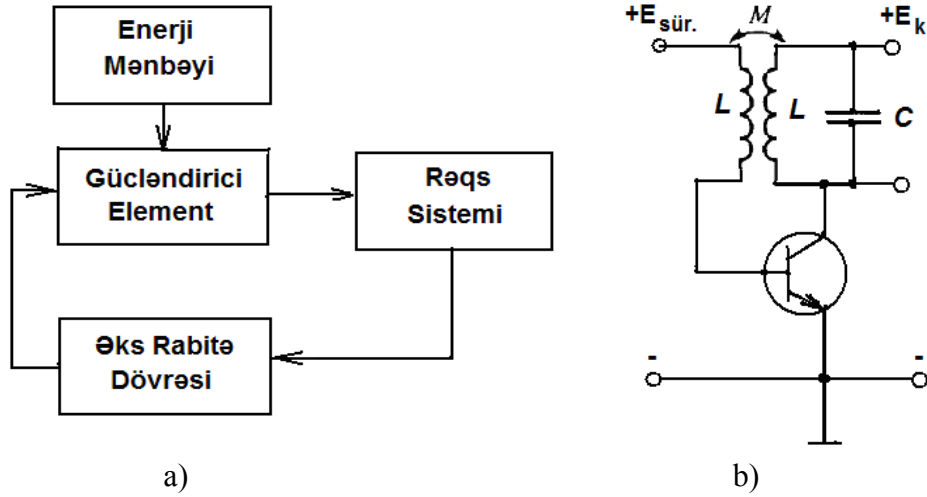
$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (4.5)$$

Bu isə *faza balans şərtidir*. Faza balans şərtinin ödənilməsi sxemdə müsbət əks əlaqə olduğunu göstərir. Bu halda siqnal avtogeneratorun qapalı sistem boyunca tam bir dövr etdikdə faza sürüşmələrinin ümumi cəmi $0, 2\pi$ və s. olur. Faza balans şərti ödəniləndə əks əlaqə dövrəsinin çıxış gərginliyinin fazası, gücləndiricinin girişinə verilən gərginliyin fazası ilə üst-üstə düşür. Lakin bu gərginliyin fazası gücləndiricinin çıxış gərginliyi ilə əks fazada olur. Gücləndirici və müsbət əks əlaqə dövrlərində reaktiv müqavimətlərin (induktiv və tutum müqavimətlərinin) olması hesabına φ_K və φ_β tezlikdən asılı olur. Ona görə də (4.5) şərti tezliyin müəyyən qiymətində ödənilir. Bu tezlik, avtogeneratorun generasiya etdiyi qərarlaşmış rəqslərin tezliyinə uyğundur.

Amplitud balans şərti isə ona uyğundur ki, avtogeneratorda enerji itkisi müsbət əks rabitə dövrəsi vasitəsilə sabit cərəyan mənbəyinin enerjisi hesabına kompensasiya edilir.

Avtogeneratorda elektrik rəqslərinin generasiya prosesini qapalı dövrə boyunca gücləndiricidə artan, əks əlaqə dövrəsində isə azalan harmonik siqnalın hərəkəti kimi təsvir etmək olar. Belə qapalı sistemdə siqnal hər bir qapalı

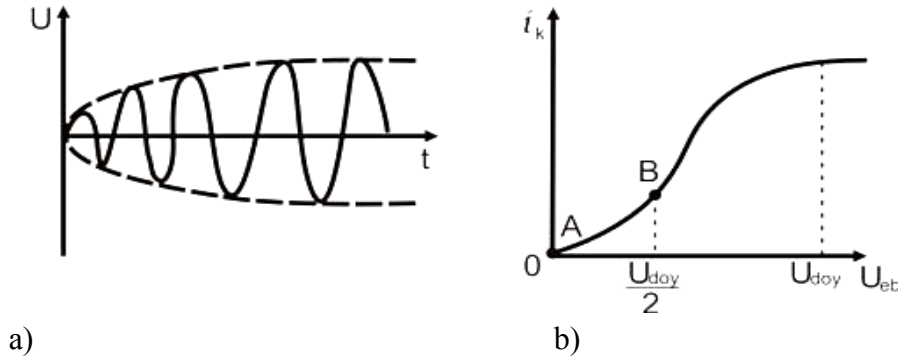
dövrədən sonra əvvəlki faza ilə, lakin böyük amplitudla yenidən gücləndiricinin girişinə daxil olur və proses bu cür təkrarlanır. Beləliklə, generatorun çıxışında rəqslərin amplitudu tədricən artır, yəni $\beta K > 1$ olur. Lakin gücləndiricidə giriş gərginliyinin amplitudunun artması ilə yanaşı, onun amplitud xarakteristikasının qeyri-xətti olması ilə əlaqədar olaraq gücləndirmə əmsalının artması dayanır və müəyyən müddətdən sonra $\beta K = 1$ olur.



Şəkil 4.1. Avtogenetörün struktur sxemi a) və tranzistorlu avtogenetörün sadələşdirilmiş sxemi

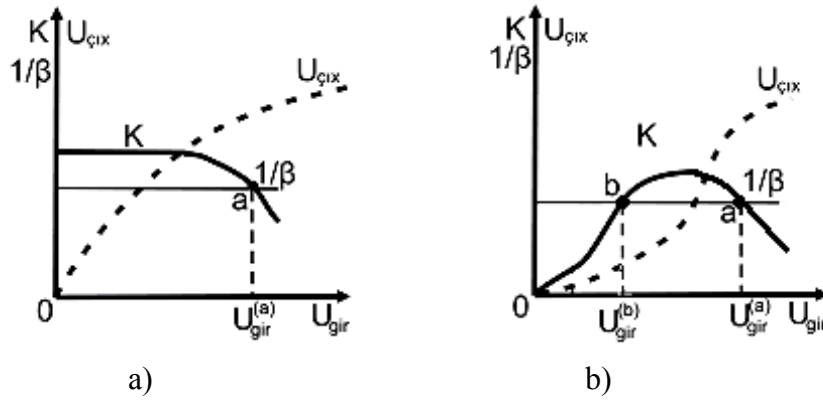
Bunun nəticəsində sabit amplitudlu rəqslər yaranır ki, bu da avtogenetörün qərarlaşmış rejiminə uyğundur (şəkil 4.2,a). Avtogenetördə istifadə olunan gücləndirici elementlərin (tranzistor və ya elektron lampalarının) $U_{ç} = f(U_g)$ – amplitud xarakteristikaları bu elementlərin xassələrindən və onların giriş və ya tor xarakteristikalarının üzərində işçi nöqtənin vəziyyətinin seçilməsindən əhəmiyyətli dərəcədə asılıdır. Məsələn, bipolyar tranzistoru $i_b = i_b(U_{eb})$ giriş xarakteristikasının üzərində işçi nöqtənin seçilməsindən asılı olaraq onun amplitud xarakteristikası bu və ya digər şəkildə ola bilər.

Əgər işçi nöqtə xarakteristikasının kvadratik hissəsinin ortasında seçilmişsə (şəkil 4.2,b - də B nöqtəsi), onda giriş gərginliyi amplitudunun kiçik qiymətlərində ($U_{mg} < U_{doy}/2$, burada U_{doy} -kollektor cərəyanının doyma qiymətinə uyğun olan gərginlikdir) kollektor cərəyanı və bu cərəyana uyğun çıxış gərginliyi giriş signalının amplitudu artdıqca müntəzəm olaraq artır. $U_{mg} > U_{doy}/2$ qiymətində isə kollektor cərəyanı amplitudunun artması ləngiyir və nəhayət, giriş gərginliyinin kifayət qədər böyük qiymətlərində bu artım tamamilə kəsilir. Baxılan hala uyğun amplitud xarakteristikası şəkil 4.3, a-da verilmişdir.



Şəkil 4.2. Avtoqeneratorda sönməyən elektromaqnit rəqslərin qərarlaşması (a) və onun aktiv elementində - bipolyar tranzistorda kollektor cərəyanının emitter baza gərginliyindən asılılığı.

İşçi nöqtə xarakteristikasının başlanğıcında götürüldükdə isə amplitud xarakteristikası başqa şəkllə düşür (şək.4.3,b).



Şəkil 4.3. Avtoqeneratordan yumşaq (a) və sərt (b) həyəcanlanma rejimləri.

Göründüyü kimi, $i_k=i_k(U_{eb})$ xarakteristikasında işçi nöqtənin vəziyyətindən asılı olaraq $U_{mç}=f(U_{mg})$ amplitud xarakteristikası müxtəlif şəkllə malik olur. Əsas fərq giriş gərginliyi amplitudunun kiçik qiymətləri oblastındadır; birinci halda (şəkil 4.3,a) $U_{mçix}$ gərginliyi U_{mgir} gərginliyindən asılı olaraq müntəzəm artır və amplitud xarakteristikası sabit meyllə malik olur; ikinci halda isə (şəkil 4.3,b) giriş gərginliyinin kiçik qiymətlərində $U_{mçix}$ gərginliyi U_{mgir} - dən çox zəif asılı olub, U_{mgir} -in sonrakı artmasında $U_{mçix}$ tədricən artır.

İşçi nöqtə xarakteristikasının kvadratik hissənin ortasında seçildikdə (sürüşdürücü gərginlik $E_s=U_{doy}/2$ olduqda) $K=f(U_{mg})$ - gücləndirmə əmsalının giriş gərginliyi amplitudundan asılılığı şəkil 4.3,a - da göstərildiyi kimi olur. β - əks əlaqə əmsalı giriş gərginliyinin amplitudundan asılı deyil. Bunu sxemi şəkil

4.1,b-də verilmiş tranzistorlu avtogeneratorun elementləri əsasında göstərmək olar. Əks əlaqə dövrəsi üçün:

$$\beta = \frac{U_{\beta}}{U_{m,\text{чыx}}} = \frac{U_{m,\text{gir}}}{U_{m,\text{чыx}}}, \quad (4.6)$$

$$U_{\beta} = U_{\text{gir}} = j\omega MI_1, \quad (4.7)$$

burada M , induktivlikləri L və L_r olan sarğacın qarşılıqlı induksiya əmsalı, I_1 isə L sarğacından keçən cərəyandır. Digər tərəfdən isə $I_1 = \frac{U_{m,\text{çu}}}{j\omega L}$, onda

$$U_{\beta} = \frac{M}{L} U_{m,\text{çu}}$$

Deməli,

$$\beta = \frac{U_{\beta}}{U_{m,\text{çu}}} = \frac{M}{L} = \text{const} \quad (4.8)$$

olur, yəni β giriş gərginliyinin amplitudundan asılı deyil. Şəkil 4.3,a - da $U_{\text{чыx}} = U_{\text{gir}} / \beta$ qiymətinə uyğun olan düz xətt absis oxuna paralel çəkilmişdir.

Şəkil 4.3-də göstərilən asılılıqlar əsasında generatorun iş rejimini müəyyən etmək olar. $K(U_{m,\text{gir}})$ əyrisi ilə $1/\beta$ düz xəttinin kəsişmə nöqtəsinə uyğun olan $U_{m,\text{gir}}(a)$ -dan kiçik giriş gərginliklərində $\beta K > 1$ bərabərsizliyi ödənilir. Bu o deməkdir ki, sistemdə sərbəst rəqslər güclənəcək, generator həyəcanlanacaq və giriş gərginliyi amplitudu $U_{m,\text{gir}}(a)$ qiymətinə yaxınlaşacaqdır. $U_{m,\text{gir}} > U_{\text{gir}}(a)$ qiymətlərində isə $\beta K < 1$ şərti ödənilir, yəni sistemdə yaranan sərbəst rəqslərin amplitudu kiçilir və nəticədə a nöqtəsindəki qiymətinə yaxınlaşır.

Beləliklə, a nöqtəsi sistemin dayanıqlı halına uyğundur. Bu hal üçün

$$\beta K[U_{m,\text{gir}}(a)] = 1 \quad (4.9)$$

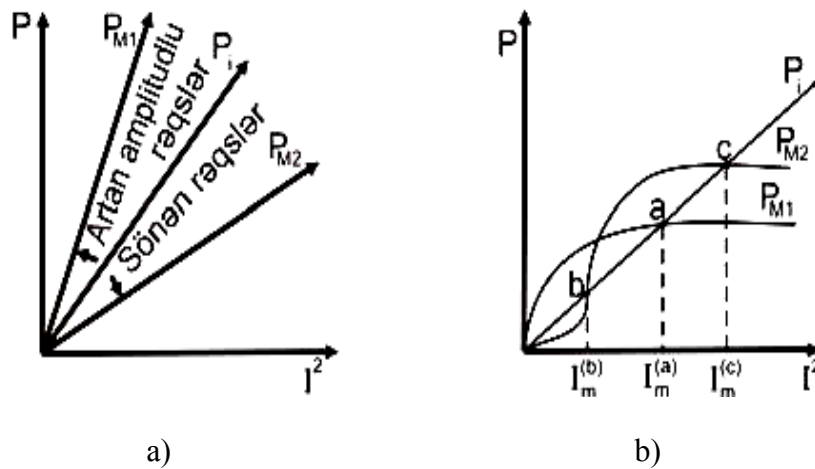
bərabərliyi ödənilir. Bu münasibətdən çıxışda alınan rəqslərin stasionar amplitudunu təyin etmək olar. Avtogeneratorun baxılan iş rejiminin xarakterik xüsusiyyəti ondan ibarətdir ki, həyəcanlanma şərti ($\beta K \geq 1$) sistemdə giriş gərginliyi amplitudun istənilən kiçik qiyməti üçün ödənilir. Bu isə o deməkdir ki, istənilən qədər kiçik giriş gərginlik fluktuasiyaları nəticəsində avtogeneratorunda sonlu amplitudlu rəqslər yarana bilər. Bu rejim avtogeneratorun yumşaq generasiya rejimi adlanır.

İşçi nöqtə xarakteristikasının başlanğıcında götürülən halda (sürüşdürücü gərginlik $E_{sür}=0$ olduqda) generatora generasiya rejiminin xarakteri dəyişir. Şəkil 4.3,b-dən görüldüyü kimi, $K(U_{m\ gir})$ əyrisi $1/\beta$ düz xətti ilə iki nöqtədə (a və b nöqtələrində) kəsişir. a nöqtəsi yuxarıda baxdığımız yumşaq generasiya rejiminə, b nöqtəsi isə sistemin dayanıqsız halına uyğundur; belə ki, $U_{m\ gir}(b) < U_{m\ gir}(a)$ olduqda $\beta < 1$ olur, yəni generatorun konturunda sərbəst rəqslər sönür. Giriş siqnalı amplitudunun $U_{m\ gir}(b) - U_{m\ gir}(a)$ intervalında isə $\beta > 1$, yəni sərbəst rəqslər güclənir və rəqslərin amplitudu $U_{m\ gir}(b)$ nöqtəsindəki qiymətindən uzaqlaşaraq $U_{m\ gir}(a)$ qiymətinə yaxınlaşır. Bu rejimdə generator kiçik amplitudlu giriş siqnalından həyəcanlanma bilməz, onun həyəcanlanması üçün amplitudu $U_{m\ gir}(b)$ qiymətindən böyük olan ilkin “təkan” rolunu oynayan siqnal tələb olunur. Avtogenerateda yaranan rəqslərin stasionar amplitudu bu halda da (4.4) tənliyi ilə təyin oluna bilər. Avtogenerateda təsvir olunan bu generasiya rejimi sərt generasiya rejimi adlanır. Rəqs sistemlərinin dayanıqlı və dayanıqsız hallarda ola bilməsi məsələsini rəqs sistemində verilən və onda itkilərə sərf olunan gücləri müqayisə etməklə də araşdırmaq olar. Tutaq ki, rəqs sistemində aktiv müqavimətlərdə itkiyə sərf olunan güc P_i , mənbədən sistemə verilən güc isə P_M -dir. Əgər mənbədən sistemə verilən P_M gücü də P_i gücü kimi aktiv müqavimətdən keçən cərəyan amplitudunun kvadratı ilə mütənasib olaraq artarsa, onda sistemdə sabit amplitudlu cərəyan rəqsləri mövcud ola bilər. Belə ki, şəkil 4.4,a - dan görüldüyü kimi, $P_{M1}(I^2) > P_i(I^2)$ olduqda bu rəqslərin amplitudu tədricən böyüyər, əksinə $P_{M2}(I^2) < P_i(I^2)$ olduqda isə rəqslərin amplitudu kiçilər. Nəhayət, $P_M = P_i$ olduqda sistemin halı dayanıqsız olur. Bu halda generasiya rejiminin kiçik dəyişmələrində sistem tarazlıq halından çıxar və əvvəlki halına qayıda bilər.

Sistemdə $P_M(I^2)$ asılılığı qeyri-xətti xarakterə malik olduqda isə sistemdə rəqslərin generasiyası başqa xarakter daşıyır. Şəkil 4.4,b-də iki hal üçün $P_M(I^2)$ asılılığı göstərilmişdir. Birinci halda $P_i(I^2)$ və $P_M(I^2)$ xətlərinin ancaq bir kəsişmə nöqtəsi (a nöqtəsi) vardır. Bu nöqtədə itkiyə sərf olunan enerji mənbədən daxil olan enerji ilə tam kompensasiya olunur.

Sistemin tarazlıq vəziyyətindən çıxması cərəyan amplitudunun böyük qiymətləri istiqamətində baş verərsə, $P_i > P_M$ olar və rəqslərin amplitudu kiçilər, əksinə, a nöqtəsindən sol tərəfə doğru cərəyanın kiçik qiymətləri istiqamətində baş verərsə, $P_i < P_M$ olar və rəqslərin amplitudu artar. Başqa sözlə, sistem a nöqtəsi ilə xarakterizə olunan haldan kənara çıxdıqda yenə də o hala qayıdır. Deməli, a nöqtəsi sistemin *dayanıqlı tarazlıq halını* xarakterizə edir və bu hala uyğun cərəyan rəqslərinin amplitud qiyməti $I_M(a)$ -dir. Bu qayda ilə göstərmək olar ki, ikinci halda $P_i(I^2)$ asılılığının $P_M(I^2)$ ilə kəsişmə nöqtələri olan c nöqtəsi sistemin *dayanıqlı* halına, b nöqtəsi isə *dayanıqsız* halına uyğundur. İndi

də generatorda yaranan harmonik rəqslərin tezliyinin təyin edilməsi məsələsinə baxaq.



Şəkil 4.4. Mənbədən sistemə verilən və itkiyə sərf olunan güclərin sistemdən keçən cərəyan amplitudunun kvadratından asılılığı.

Generasiya tezliyi gücləndiricinin və əks əlaqə dövrəsinin tezlik xarakteristikalarından asılıdır və (4.5) düsturu ilə ifadə olunan faza balans şərtindən təyin etmək olar. Göstərildiyi kimi, rezonans gücləndiricisi əsasında yaradılmış avtogeneratorlarda β əks əlaqə əmsalı sabitdir və tezlikdən asılı deyil; deməli $\varphi=0$ olur. Gücləndiricidə yaranan φ_k faza sürüşməsinin tezlikdən asılılığı isə aşağıdakı şəkildədir:

$$\varphi_k = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad (4.10)$$

$\varphi_\beta=0$ olduğundan, faza balans şərtinə görə gücləndiricidə də faza sürüşməsi $\varphi_k=0$ olmalıdır ki, bu da (4.10) ifadəsindən görüldüyü kimi, rezonans halında, yəni generasiya olunan rəqslərin tezliyi, konturun məxsusi tezliyinə bərabər olduqda mümkündür. Deməli, avtogeneratorun generasiya tezliyi konturun rezonans tezliyi ilə üstüstə düşür və onun parametrləri ilə aşağıdakı kimi bağlıdır:

$$\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_k} \quad \text{və ya} \quad f = f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_k C_k}$$

Praktikada əks əlaqə dövrələri olaraq passiv elementlərdən təşkil olunmuş LC konturundan (yüksək tezlikli avtogeneratorlarda) və RC dövrələrindən (alçaq tezlikli avtogeneratorlarda) geniş istifadə edilir.

4.3. LC – Avtogeneratorlar

LC - avtogeneratorların sxemləri rəqs konturuna malik müsbət əks əlaqəli birkaskadlı rezonans gücləndiriciləri əsasında yaradılır. Generatorlarda müxtəlif aktiv elementlərdən – elektron lampalarından, bipolyar və sahə tranzistorlarından, mənfi diferensial müqavimətli elementlərdən istifadə oluna bilər. Şəkil 4.5-də müxtəlif induktiv rəbitəli və müxtəlif növ tranzistorlarda qurulmuş LC-avtogeneratorların sxemləri verilmişdir. Məlum olduğu kimi, LC konturda tezliyi $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ olan sərbəst rəqslər yaranır və konturun keyfiyyətliyi

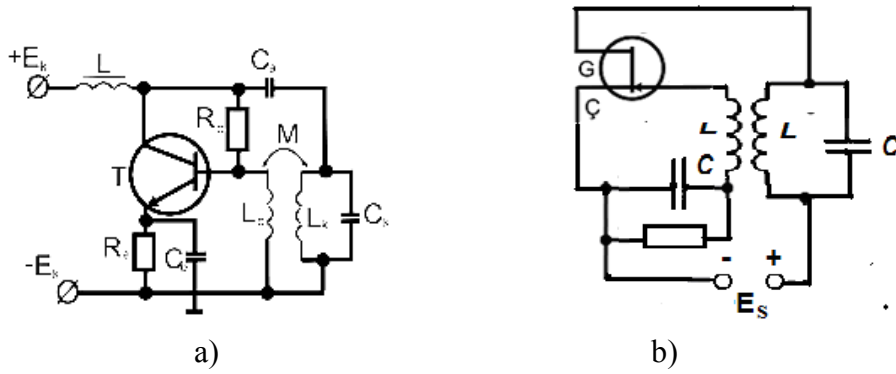
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (4.11)$$

kimi təyin olunur.

Avtogeneratorun baxılan bu sxemlərinin iş prinsipləri, demək olar ki, eynidir.

Sxemi şəkil 4.5, a-da verilmiş bipolyar tranzistorlu avtogenerator yumşaq generasiya rejimində işləyir. Qeyd edildiyi kimi, tranzistorlu generatorun yumşaq rejimində işləməsi üçün onun bazasına $e_{sür}$ gərginlik vermək lazımdır. Burada $e_{sür} = U_{doy}/2$ baza dövrəsindəki R_b rezistorun köməyi ilə yaradılır. Burada ΔU_b baza gərginliyinin dəyişməsi kontur cərəyanı ilə eyni, ΔU_k kollektor gərginliyinin dəyişməsi ilə isə əks fazada olur. Mənbənin dövrəyə daxil edilməsi üsuluna görə generatorların ardıcıl və paralel qidalandıran sxemləri mövcuddur. Şəkil 4.5-də verilmiş bipolyar taranzistorlu LC-avtogenerator mənbəyə paralel, sahə tranzistorlu LC-generator isə ardıcıl qoşulmuşdur (şək.4.5.,b). Mənbənin ardıcıl qoşulma sxemində kollektor və çıxış cərəyanının sabit toplananları rəqs konturunun L sarğacından keçir, paralel qidalandırılarda isə cərəyanın sabit və dəyişən toplananları C_a ayırıcı kondensatoru vasitəsilə bir-birindən ayrılır. Generatorun paralel qidalandırma sxemlərində drossel sarğacının L induktivliyi elə seçilir ki, işçi tezliklərdə onun dəyişən cərəyanına göstərdiyi müqaviməti paralel konturun rezonans halındakı müqavimətindən çox böyük olsun. Ayırıcı C_a kondensatorun tutumu isə elə olmalıdır ki, baxılan tezlikdə tutum müqaviməti konturun rezonans halındakı müqavimətindən kiçik olsun.

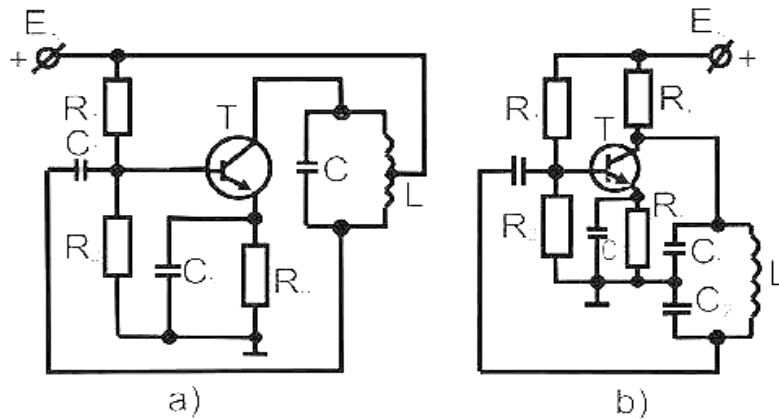
Praktikada üçnöqtəli avtogenerator sxemləri daha geniş yayılmışdır. Bu sxemlərdə rəqs konturu gücləndirici aktiv elementə üç nöqtə ilə birləşdirilir. Bir daha qeyd edək ki, bu birləşmələr dəyişən cərəyan və dəyişən gərginliyə görə aparılır. Şəkil 4.6 - da induktiv əlaqəli və tutum əlaqəli üçnöqtəli tranzistorlu avtogeneratorların sxemləri göstərilmişdir .



Şəkil 4.5. İnduktiv rəbitəli bipolyar tranzistorlu (a), sahə tranzistorlu (b) avtogeneratorların sxemləri.

Üçnöqtəli avtogenerator sxemlərinin quruluşunun əsaslandırılmasını şəkil 4.7-də verilmiş ümumiləşmiş ekvivalent sxem əsasında təhlil etmək olar.

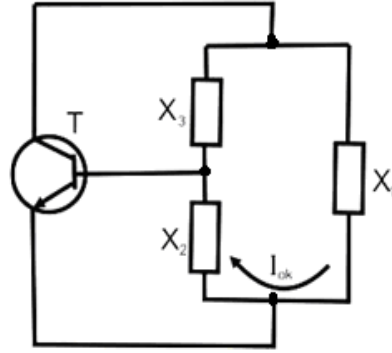
Bu sxemdə rəqs konturu xarakteri və qiymətləri amplitud və faza balans şərtlərindən təyin olunan X_1 , X_2 və X_3 reaktiv müqavimətlərdən təşkil olunmuşdur. Sxemdə müsbət əks əlaqə X_2 müqaviməti vasitəsilə həyata keçirilir.



Şəkil 4.6. İnduktiv (a) və tutum rəbitəli (b) üçnöqtəli avtogenerator sxemləri.

Sxemin təhlili göstərir ki, rezonans halına köklənmiş kontur yaratmaq üçün X_2 və X_3 reaktiv müqavimətlərinin cəmi X_1 reaktiv müqavimətinə bərabər olmalıdır. Burada iki hal ola bilər: a) X_1 -reaktiv müqavimət tutum xarakterli, X_2+X_3 isə induktiv xarakterlidir; b) X_1 - induktiv xarakterli, X_2+X_3 reaktiv müqavimət isə tutum xarakterlidir və bu müqavimət qiymətcə X_1 müqavimətinə bərabərdir.

Faza balans şərti o zaman ödənilir ki, konturdakı U_1 gərginliyi, əks əlaqə dövrəsindəki U_2 gərginliyi ilə eyni fazada olsun. Bu, X_1 və X_2 müqavimətlərinin eyni xarakterli olduğu halda mümkündür, yəni X_1 və X_2 ya induktivlik sargıcları, yaxud da kondensatorlar olmalıdır.



Şəkil 4.7. Üçnöqtəli avtoqeneratorun ümumiləşmiş ekvivalent sxemi

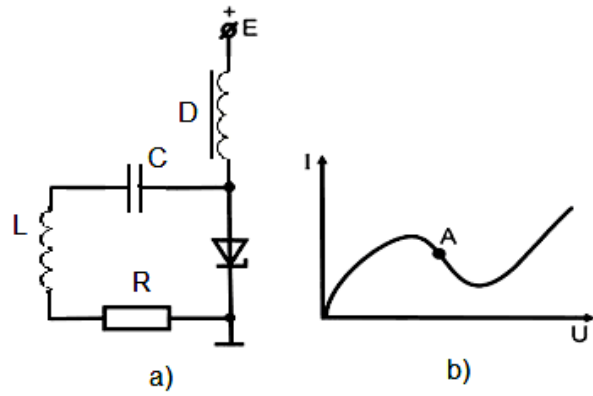
X_1 və X_2 müqavimətləri müxtəlif xarakterli olduqda isə, U_1 və U_2 gərginlikləri fazaca $\pi/2$ qədər sürüşmüş olar ki, bu da faza balans şərtinin pozulması deməkdir. Aydın ki, rəqs konturu təşkil etmək üçün X_3 reaktiv müqaviməti X_2 müqaviməti ilə əks xarakterli olmalıdır. Beləliklə, X_1 və X_2 -induktivlik sarğacları, X_3 isə kondensator olan sxem üçnöqtəli induktiv əlaqəli avtoqenerator sxemi (4.6,b) olacaqdır.

İnduktiv və tutum rabitəli üçnöqtəli sxemlərdə amplitud balans şərti ($\beta K \geq 1$) əks əlaqə əmsalının $\beta = X_2/X_1$ nisbəti ilə təyin olunan müəyyən qiymətində ödənilir. Buna şəkil 4.6,a-dakı sxemdə L_1 və L_2 induktivliklərini (bu halda $\beta = -L_2/L_1$) və şəkil 4.6,b-dəki sxemdə isə C_1 və C_2 tutumlarını (bu halda $\beta = C_1/C_2$) idarə etməklə nail olunur.

Sönməyən elektromaqnit rəqsləri almaq üçün digər bir üsul rəqs konturuna mənfi diferensial müqavimətə malik qeyri-xətti elementin daxil edilməsidir. Bu element kontura ardıcıl və ya paralel birləşdirilə bilər. Şəkil 4.8-də kontura ardıcıl birləşdirilmiş tunel diodu əsasında qurulmuş avtoqenerator sxemi verilmişdir. Sxemdə sürüşdürücü gərginlik elə seçilir ki, A-işçi nöqtə tunel diodun volt-ampere xarakteristikasının düşən hissəsinin ortasında olsun (4.8,b). Tunel diodun R_d diferensial müqaviməti konturun aktiv müqavimətindən böyük, yəni $R_d > R$ olduqda, generator öz-özünə həyəcanlanır (yumşaq həyəcanlanma rejimi). Belə avtoqeneratorlarda generasiya olunan rəqslərin tezliyi

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R}{L^2}} \quad (4.12)$$

ifadəsi ilə təyin olunur, burada L və C -konturda sarğacın induktivliyi və kondensatorun tutumudur.

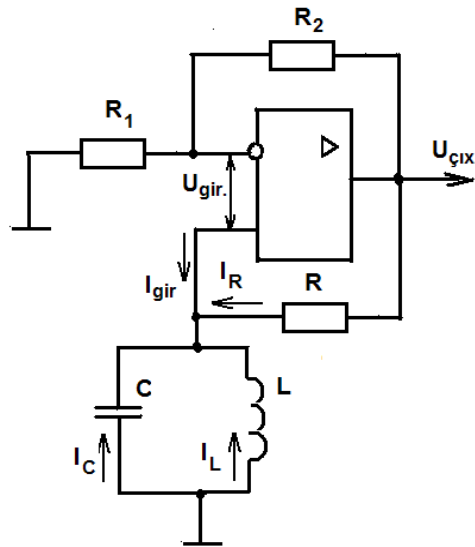


Şəkil 4.8. Tunel diodlu yüksək tezlikli avtogenerator sxemi (a),
tunel diodun VAX-1 (b).

Tunel diodlu avtogeneratorlar ifrat yüksək tezliklər diapazonunda tezliyi 100 QHz-ə qədər olan elektromaqnit rəqsləri almağa imkan verir. Belə generatorların desimetrlik və santimetrlik diapazonlarında gücü bir neçə millivatt, 40-100 QHz diapazonunda isə mikrovatt tərtibində olur.

Avtogenerator sxemlərində tunel diodlarından geniş istifadə edilməsi onların kiçik ölçüyə, kiçik kütləyə malik olması və iqtisadi cəhətdən əlverişliliyi ilə əlaqədardır.

Əməliyyat gücləndiricilər əsasında qurulan ən geniş tətbiq tapmış LC-generatorun sxemi şəkil 4.9 - da verilmişdir.



Şəkil 4.9. Əməliyyat gücləndiricisi əsasında LC-generator

Bu sxemdə verilən generator amplitud və faza balansları şərtlərin təmin edən iki əks əlaqə dövrləri ilə əhatə olunmuşdur. Amplitud balansını R_1 və R_2 rezistorlarından ibarət olan dövrə təyin edir. Bu dövrənin köməyi ilə zəruri olan

$|K| = R_2/R_1$ gücləndirmə əmsalı verilir. Avtogeneratorda faza balansı ardıcıl qoşulmuş R rezistorundan və paralel LC- konturundan ibarət olan müsbət əks əlaqə dövrəsi ilə təmin edilir.

Əməliyyat gücləndiricisi əsasında qurulan generatorlarda sönməyən avto rəqs rejimini təmin etmək başqa sxemlərlə müqayisədə daha əlverişlidir. Sxemin əsas üstünlüyü ondan ibarətdir ki, əks əlaqənin ötürmə əmsalını seçməklə yumşaq generasiya rejimini təmin etmək və generatorun çıxışında tələb olunan stasionar amplitudlu rəqslər almaq olar.

4.4. RC-avtogeneratorlar

Aşağı tezlikli (0,1-100 kHs) harmonik elektromaqnit rəqsləri almaq üçün rəqs konturunda induktivlik və tutumun böyük qiymətə malik olması tələb olunduğundan, LC-avtogeneratordan istifadə edilməsi əlverişli olmur. Bu məqsədlə RC-avtogeneratorlardan istifadə olunur. Başqa üstünlükləri ilə yanaşı RC-avtogeneratorlar nisbətən kiçik ölçüyə, kiçik kütləyə malikdir və ucuz başa gəlir.

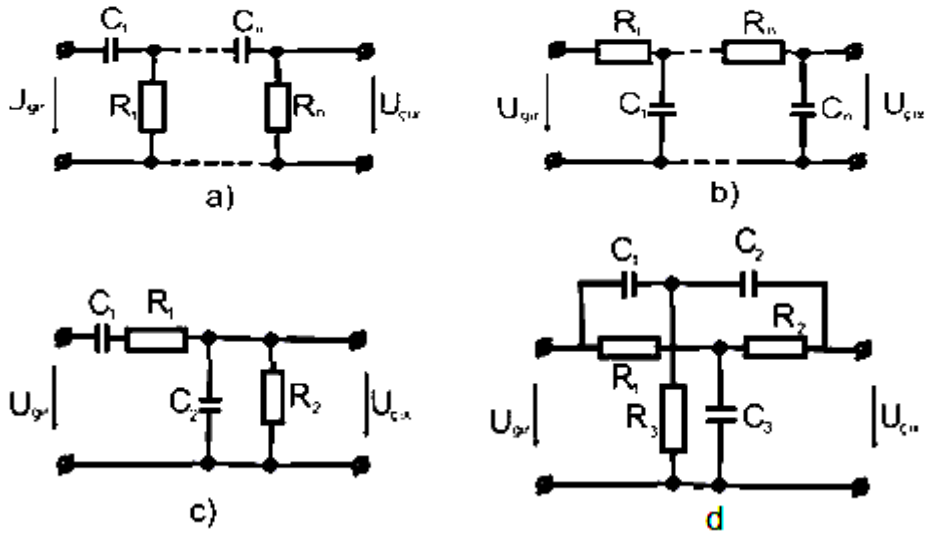
Baxmayaraq ki, RC-avtogeneratorlar vasitəsilə nisbətən yüksək tezlikli (bir neçə meqahers) rəqslər də generasiya etmək mümkündür, lakin onların köməyi ilə məhz alçaq tezliklərdə stabil tezlikli rəqslər yaratmaq mümkün olur. RC-avtogenerator *gücləndiricidən* (bir və ya çoxkaskadlı) və RC-elementlərindən təşkil olunmuş *əks əlaqə dövrəsindən* ibarətdir. RC-avtogeneratorlarda istifadə olunan əks əlaqə dövrələrinin bəzi növləri şəkil 4.10-da göstərilmişdir.

Şəkil 4.10, a-da göstərilən RC dövrəsində çıxış gərginliyi giriş gərginliyinə nəzərən fazaca $-\pi$ qədər, b-də göstərilən RC-dövrəsində isə $+\beta$ qədər sürüşmüş olur.

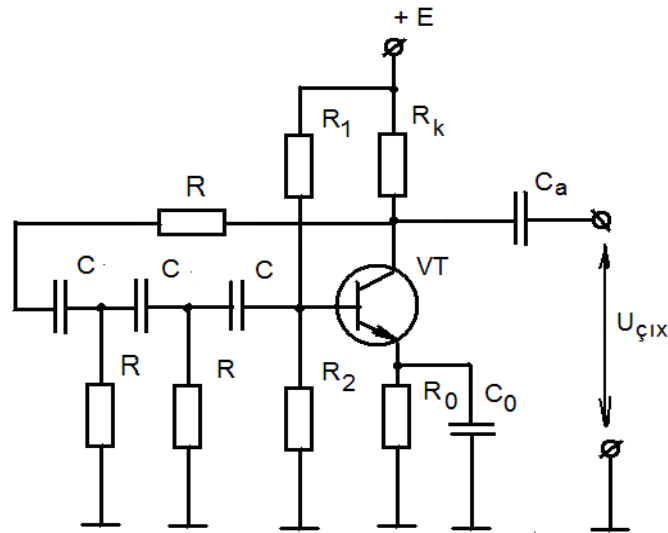
Şəkil 4.11-də Q-şəkilli RC dövrəsinin tətbiqi ilə qurulmuş aşağı tezlikli RC avtogeneratorun sxemi verilmişdir. Bu generator dərin müsbət əks əlaqəyə malik bipolyar tranzistorlu gücləndirici kaskaddan ibarətdir.

Məlum olduğu kimi, bu kaskadda çıxış gərginliyi giriş gərginliyinə nəzərən π qədər faza sürüşməsinə malikdir. Əgər kaskadın çıxış gərginliyi əlavə faza sürüşməsi yaratmadan birbaşa onun girişinə verilərsə, sxemdə mənfi əks əlaqə yaranar və gücləndirici generatora çevrilə bilməz. Buna görə də, gücləndiricini generatora çevirmək, yəni faza balansı şərtini ödəmək üçün gücləndirici kaskadın çıxışında alınan gərginlik fazaca π qədər yenidən sürüşdürülməlidir. Verilmiş sxemdə bu əməliyyat üç elementar özəkdən ibarət RC dövrəsi vasitəsilə həyata keçirilmişdir. Bu elementar özəklərin hər biri

təqribən 60° -yə yaxın faza sürüşməsi verdiyindən yekun faza sürüşməsi təxminən π -yə bərabər olur.



Şəkil 4.10. RC elementlərdən təşkil olunmuş əks əlaqə dövrləri: a, b – Q-şəkilli, c- VİN körpülü, d- T-şəkilli ikiqat körpülü RC dövrlər.



Şəkil 4.11. Q-şəkilli RC dövrəsinin tətbiqi ilə qurulmuş RC avtoqeneratorun sxemi.

Hesablamalar göstərir ki, $R_1=R_2=R_3=R$ və $C_1=C_2=C_3=C$ şərti daxilində şəkil 4.10,a-dakı Γ -şəkilli RC dövrəsi tətbiq olunmuş aşağı tezlikli RC avtoqeneratorun generasiya tezliyi

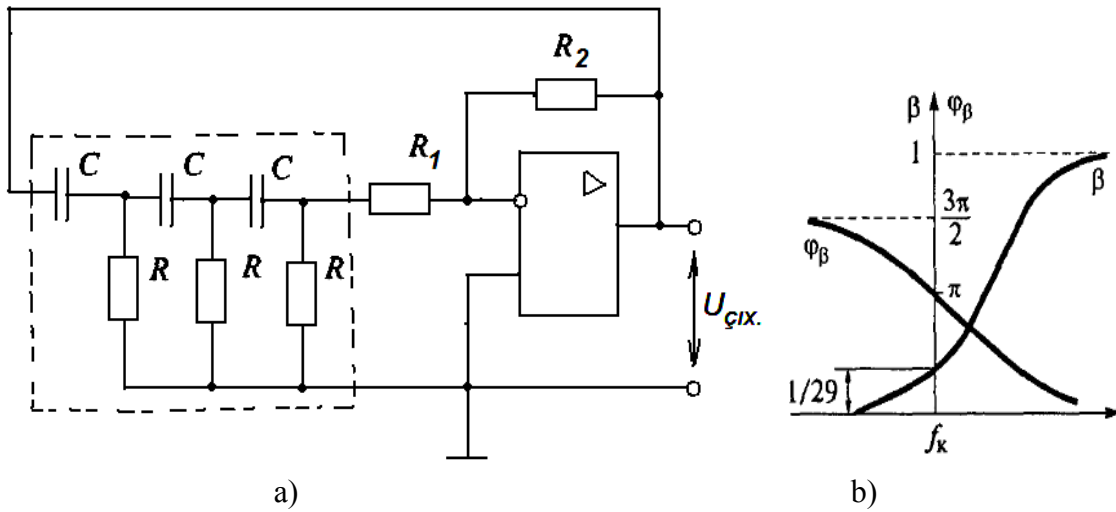
$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}} = \frac{0,4}{RC} - yə \quad (4.13)$$

bərabərdir.

Şəkil 4.10, b-də verilmiş Γ -şəkilli RC dövrəsi tətbiq edildikdə isə tezliyi $\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ ifadəsi ilə təyin olunan elektromaqnit rəqsləri generasiya etmək mümkündür.

Əməliyyat gücləndiricisi əsasında RC avtogenerator. Belə generator invertləyici gücləndiricidən və üçhissəli müsbət əks əlaqə dövrəsindən ibarətdir (şək.4.12,a). Dövrələr nəzəriyyəindən məlumdur ki, belə RC (R-paralel) adlanan dövrə şəkil 4.12,b - də verilmiş tezlik $\beta(f)$ və $\varphi(f)$ faza xarakteristikalarına malikdir.

Tezlik və faza xarakteristikalarının təhlili göstərir ki, kvazirezonans (sanki, rezonans) tsiklik generasiya tezliyində üçhəlqəli müsbət əks əlaqə RC-dövrəsi həqiqi qiyməti $\beta = 1/29$ olan ötürmə əmsalına malikdir və $\varphi_\beta = \pi$ faza sürüşməsi əmələ gətirir. Ona görə də generatora amplitud balansını təmin etmək üçün gücləndiricinin gücləndirmə əmsalını $|K| \geq 29$ seçmək lazımdır, faza balansı isə əməliyyat gücləndiricisinin inversləyici qoşulması hesabına təmin edilir.



Şək.4.12. Əməliyyat gücləndiricisi əsasında RC-generator və onunun a) qoşulma sxemi; b) tezlik və faza xarakteristikaları

Kvazirezonans rəqslərin generasiya tezliyi tranzistorlu RC-generatora analogi olaraq (4.13) ifadəsi ilə təyin olunur və məxsusi tezlik uyğun olaraq aşağıdakı düsturla təyin olunur

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (4.14)$$

Göründüyü kimi generasiya tezliyi əks əlaqə dövrəsinin elementlərinin R və C parametrlərindən (gücləndiricinin xarici elementlərindən) asılıdır.

Misal. 4.1. Şəkil 4.12-də verilmiş avtogeneratorun hasil etdiyi rəqslərin tezliyinin 1000Hz və rezistorun müqavimətinin $R = 10k\Omega$ olduğunu bilərək kondensatorun tutumunu təyin edin.

Həlli: (4.14) düsturunu istifadə edərək

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi R f_0 \sqrt{6}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 10^3 \cdot 10^4 \sqrt{6}} \approx 60nF$$

alırıq.

Əgər RC-generatorun sxemində rezistor və kondensatorların yerini dəyişsək onda kvazirezonan tezliyi əvvəllər qeyd olunduğu kimi

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

Ifadəsi ilə təyin olunacaq.

Bu halda gücləndiricinin gücləndirmə əmsalını $K \geq 18,4$ təmin etmək lazımdır, çünki belə dövrə üçün ötürmə əmsalı $\beta = 0,056$ təşkil edir.

İnvertləyici gücləndirici və üçhəlqəli (üçbəndli) RC-dövrə əsasında qurulan RC-generatorların əsas çatışmazlığı elementlərinin sayının çox olması, geniş diapazonda generasiya tezliyinin köklənməsinin çətin olmasıdır.

Ona görə də çox vaxt Vin körpülü avtogeneratorlar tətbiq olunur.

4.5. Avtogeneratorlarda generasiya olunan rəqslərin tezliyinin stabilləşdirilməsi

Nəzərdən keçirdiyimiz LC və RC -avtogeneratorların əsas çatışmayan cəhətləri generasiya olunan rəqslərin tezliyinin temperatur dəyişmələrindən, generatorun iş rejimindən, generatora mexaniki təsirlərdən, qidalandırıcı gərginliyin dəyişməsindən və başqa amillərdən asılı olmasıdır. Bu amillər generasiya olunan rəqslərin tezliklərini dəyişdirir və qurğunun tezliyə görə sabitliyini pozur.

Rəqslərin tezliyini tələb olunan qiymətdən kənara çıxması ona gətirir ki, ancaq verilmiş müəyyən tezliklərdə işləyən radioelektron qurğular (məsələn, rezonans gücləndirici, fazaçevirici və s.) bu halda çox böyük xəta ilə işləyir. Tezliyin sabitliyini pozan faktorlar LC avtogeneratorların rəqs konturlarında sarğacın induktivliyini və kondensatorların tutumunu dəyişdirir. Məsələn, mühitin temperaturu artdıqca kondensator və induktivlik sarğacının xətti ölçülərinin artması hesabına tutum və induktivlik də uyğun olaraq ΔC və ΔL qədər dəyişir ki, bu da konturun rezonans tezliyini dəyişdirir.

Tezliyin qeyri-stabilliyini avtogeneratorda sönməyən elektromaqnit rəqsləri generasiyasında məlum faza balansı şərtindən ($\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$) qiymətləndirmək olar. φ signalın gücləndirici və əks əlaqə dövrlərindən keçdikdə yaranan yekun faza sürüşməsi olub, ω tezlikdən və bir sıra digər parametrlərdən (yük müqavimətindən, rəqslərin amplitudundan, mühitin temperaturundan, mənbənin gərginliyindən və s.) asılıdır. Bu parametrlərin təsiri ilə ümumi faza sürüşməsi $\Delta\varphi$ qədər dəyişə bilər. Digər tərəfdən, avtogeneratorlarda rəqslərin generasiya olunması üçün faza dəyişməsi olmamalıdır, yəni $\Delta\varphi = 0$. Onda yuxarıda göstərilən amillərin təsiri ilə generasiya olunan rəqslərin tezliyi dəyişəcəkdir.

Aydındır ki, tezliyin stabilliyini artırmaq üçün bu stabilliyi pozan amillərin rolunu azaltmaq lazımdır. Avtogeneratrların generasiya tezliklərini müxtəlif yollarla stabilləşdirmək olar. Bunlardan tezliyi parametrik və kvars rezonatoru vasitəsilə stabilləşdirilməsi üsullarını göstərmək olar.

Tezliyin parametrik stabilləşdirilməsi üsulunda avtogeneratorun elementlərini uyğun seçməklə və xarici amillərin generasiya olunan rəqslərin tezliyinə təsirini müxtəlif yollarla zəiflətməklə tezliyin stabilliyini artırmaq mümkündür.

Avtogeneratrlarda generasiya olunan rəqslərin tezliyinin stabilliyini kəmiyyətə tezliyin nisbi dəyişməsi ilə xarakterizə etmək olar. İnduktiv rabitəli LC - avtogeneratrlarda tezliyin qeyri-stabilliyi $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ düsturundan bilavasitə tapıla bilər:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right). \quad (4.15)$$

RC- avtogeneratrlar üçün isə tezliyin qeyri-stabilliyi $\omega_0 = 1/RC$ ifadəsindən təyin olunur:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right) \quad (4.16)$$

Bu ifadələrdə $\Delta\omega$ - tezliyin mütləq dəyişməsi, ω_0 - işçi tezlikdir. LC -avtogeneratrlarda ətraf mühit temperaturunun tezliyin stabilliyinə təsiri tezliyin temperatur əmsalı ilə xarakterizə olunur.

Temperaturun 1°C dəyişməsi nəticəsində tezliyin nisbi dəyişməsinə **tezliyin temperatur əmsalı** deyirlər. (4.15) və (4.16) ifadələrindən görüldüyü

kimi, temperaturdan asılı olaraq tezliyin nisbi dəyişməsi müqavimət, tutum və induktivliyin temperaturdan asılı olaraq nisbi dəyişmələri ilə əlaqədardır.

Temperaturun 1°C dəyişməsi nəticəsində kondensatorun tutumunun $\alpha_c = \Delta C / C$ nisbi dəyişməsi **tutumun temperatur əmsalı** adlanır. Bu əmsal həm müsbət, həm də mənfi ola bilər. Məsələn, slyudalı kondensatorlarda $\alpha_c = (50-100) \cdot 10^{-6}$ müsbət qiymətə malikdir. α_c mənfi qiymətlər ($\alpha_c \approx -50 \cdot 10^{-6}$) alan keramik kondensatorlar da mövcuddur.

Temperatur 1°C dəyişdikdə induktivliyin $\alpha_L = \Delta L / L$ nisbi dəyişməsi induktivliyin temperatur əmsalı adlanır. Termostabilliyə görə ən yaxşı hesab olunan sarğaclarda $\alpha_L = (50-100) \cdot 10^{-6}$ qiymətlər alır. Böyük mənfi α_c -yə malik kondensatorlardan istifadə etməklə tezliyin temperatur stabilliyini artırmağa imkan verən termokompensasiya sxemləri yığmaq olar.

Sadə termokompensasiya sxemi şəkil 4.13-də göstərilmişdir. Sxemdə LK və CK -rəqs konturunun elementləri, C_0 -termokompensasiya kondensatorunun tutumudur. Kondensatorların tutumlarını uyğun seçməklə tezliyin temperatur stabilliyini bir neçə dəfə artırmaq olar. Qeyd edək ki, termokompensasiya tezliyin temperatur stabilliyini tam təmin edə bilmir. Bəzi hallarda temperatur dəyişməsinin tezliyin stabilliyinə təsirini azaltmaq məqsədilə LC -avtogeneratorun konturunu termostata daxil edirlər.

LC -avtogeneratorun tezliyinin qeyri-stabil olmasının digər bir səbəbi də generatorun rəqs konturunun şuntlayan elektron lampası, yaxud tranzistorun elektrodlararası tutumlarının temperaturdan asılı olmasıdır. Belə hallarda konturda böyük tutumlu kondensator götürməklə avtogeneratorun tezlik stabilliyini artırmaq mümkündür.

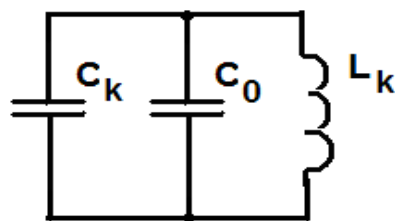
Qeyd edək ki, konturun keyfiyyətliliyi böyük olduqca tezlik stabilliyi də artır. Tezliyin parametrik stabilləşməsi üsulları ilə tezliyin qeyri-stabilliyini 10^{-5} -ə qədər azaltmaq olur.

Tezliyin kvars rezonatoru vasitəsilə stabilləşdirilməsi. Tezliyin stabilləşdirilməsi üçün kvars kristalından optik oxa nəzərən müəyyən bucaq altında kəsilmiş lövhədən istifadə edilir. Məlum olduğu kimi, kvarsda pyezoelektrik effekti müşahidə olunur. Kvars lövhəyə dəyişən elektrik sahəsi təsir etdikdə, onda mexaniki, elastiki rəqslər əmələ gəlir. Kvars lövhəsi rezonans xassələrinə malik olan elektromexaniki bir sistemdir. Həndəsi ölçülərindən və kəsik müstəvisinin vəziyyətindən asılı olaraq hər bir kvars lövhəsinin rezonans tezliyi müxtəlifdir və bu tezlik 10kHs – 10 MHs intervalında dəyişə bilər. Kvars

lövhesinin məxsusi tezliyini $f_{kv} = \frac{2,84}{b} l$ (MHs) ifadəsindən qiymətləndirmək olar.

Burada, l – kvars lövhəsinin mm-lərlə uzunluğu, b isə qalınlığıdır. Kvars rezonatoru elektrik rəqs konturuna ekvivalentdir. Şəkil 4.14-də kvars

rezonatorun ekvivalent sxemi göstərilmişdir. Sxemdən göründüyü kimi, kvars lövhəsi C_0 tutumu ilə şuntlanan ardıcıl birləşdirilmiş r , L_K , C_K elementlərindən təşkil olunmuş rəqs konturuna ekvivalentdir.



Şəkil 4.13. Sadə termokompensasiya sxemi.

C_0 – kvars lövhəni saxlayan sistemin tutumudur. Bu tutum bir neçə pF tərtibində olur. Kvars rezonatoru iti rezonans əyrisinə malikdir; başqa sözlə r itki müqaviməti kiçikdir (Om tərtibində və ondan kiçik). Ona görə də, kvars generatorun keyfiyyətliliyi Q çox böyük olub $10^5 - 10^6$ –ya çatır ki, bu da LC rəqs konturların keyfiyyətliliyindən 2- 3 tərtib böyükdür.

Kvars rezonatoru iki rezonans tezliyə malikdir: ardıcıl konturdakı rezonansa (gərginliklər rezonansı) uyğun tezlik ($\omega_{g\ddot{a}r}=1/ LC$) və paralel konturdakı rezonansa (cərəyanlar rezonansı) uyğun tezlik ($\omega_{c\ddot{a}r}=1/ C_{ekv} L$). Burada $C_{ekv}= C_0C/(C_0+C)$ və $C_0 \gg C$ olduğundan $\omega_{g\ddot{a}r}$ və $\omega_{c\ddot{a}r}$ tezlikləri birbirindən az fərqlənir. $\omega < \omega_{g\ddot{a}r}$ və $\omega > \omega_{c\ddot{a}r}$ tezliklərdə kvars rezonatorun ekvivalent müqaviməti tutum xarakterinə, $\omega_{g\ddot{a}r} \div \omega_{c\ddot{a}r}$ intervalında isə induktiv müqavimət xarakterinə malikdir.

Beləliklə, kvars rezonatorun tezlik xassələri ondan müxtəlif avtogenerator sxemlərində istifadə verməyə imkan verir.

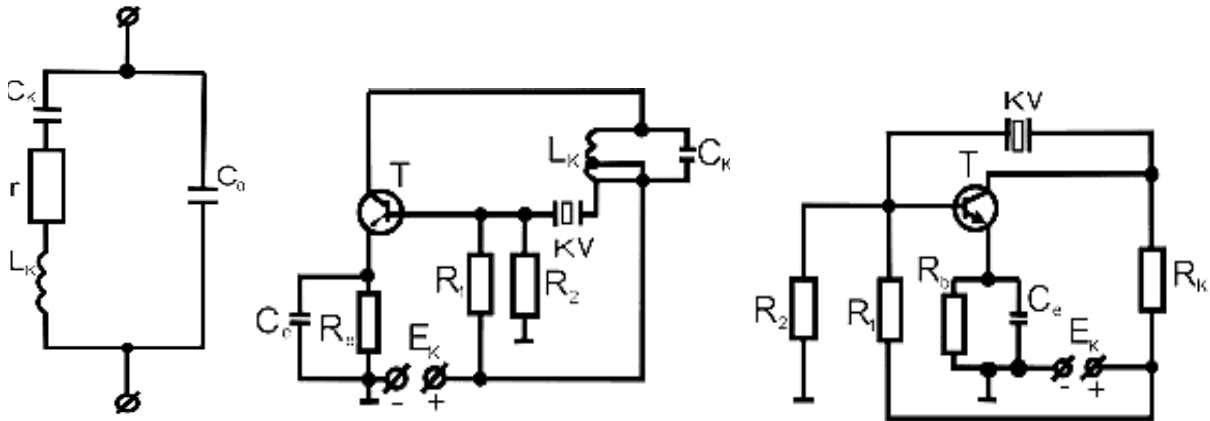
Kvars rezonatorunu əks əlaqə dövrəsinə rəqs konturu kimi daxil etmək olar, yaxud da kvars generatoru üçnöqtəli avtogenerator sxemlərində rəqs konturunun induktiv elementi rolunu oynaya bilər (şək. 4.14. a,b).

Kvarsın temperatur stabilliyi adi rəqs konturunun temperatur stabilliyinə nisbətən çox böyükdür. Tezliyin temperatur əmsalı kvars üçün $10^{-7} - 10^{-6}$ intervalındadır.

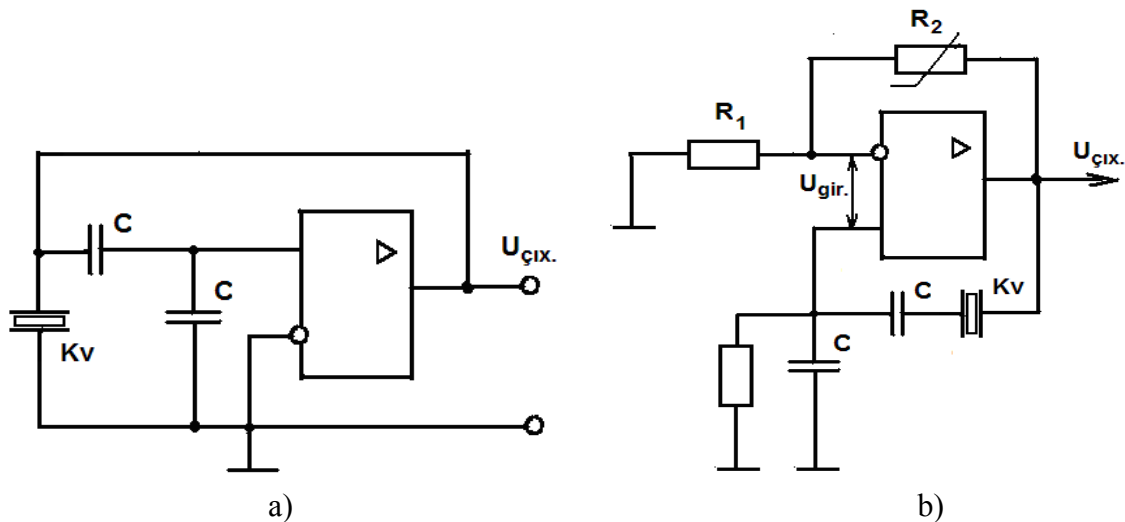
Kvars rezonatorlarından istifadə etməklə tezliyin qeyri-stabilliyini 10^{-7} -yə qədər azaltmaq olur.

Praktiki radiotexnikada kvarsı LC-generatorlarda induktivlik kimi tətbiq edirlər ki, bu da generatorun konstruksiyasını sadələşdirir, həmçinin, rezonator da səpələnən gücü azaldır. Şəkil 4.15,a-da əməliyyat gücləndiricisi əsasında qurulmuş, kvars induktivliyin analoqu kimi qoşulmuş avtogeneratorun sxemi, şəkil 4.15,b-də gərginlik rezonansı rejimində işləyən, rezistorlarının biri

qismində kvars rezonatoru qoşulan Vin körpülü LC generatorun sxemi verilmişdir.



Şəkil 4.14. Kvars rezonatorunun ekvivalent sxemi və tranzistorlu kvars generatorlarının sxemləri: a - kvars rezonatorunun ekvivalent sxemi, b - kvars rezonatoru rəqs konturuna, c-kvars rezonatoru əlaqə dövrəsinə daxil edilmiş sxemlər.



Şəkil 4.15. ƏG əsasında kvars avtoqeneratoru: a) kvars induktivliyin analoqu olduğu generator; b) ƏG əsasında Vin körpülü kvars avtoqeneratoru.

Kvarsın rezonans tezliyinin Vin körpüsünün kvazi rezonans tezliyi ilə üst-üstə düşməsi üçün R rezistorunun müqavimətini kvartsın R_{kv} aktiv müqavimətinə bərabər seçirlər (kökləyirlər). Çıxış və ƏG-nin invertləyici girişi arasında qoşulmuş R_2 termorezistorlu mənfi əks əlaqə kvartsın rezonans müqavimətinin temperatur dəyişmələrini kompensasiya edir, bununla da avtoqeneratorun çıxış rəqslərinin amplitudunu stabilləşdirir. Bu avtoqeneratorun rəqslərinin tezliyinin köklənməsi kondensatorlar vasitəsilə yerinə yetirilir. Adətən bu məqsədlə yarımkeçirici tutumları – diodların xüsusi növü olan varikapı istifadə edirlər.

Rəqəmli generatorlar. Aşağı tezlikli rəqəmli generatorlar analoq generatorlardan daha effektiv metroloji xarakteristikaları: tezliyin yüksək quraşdırılma dəqiqliyi və stabilliyi, kiçik qeyri-xətti təhriflər əmsalı (tam sərt sinusoidal forma), çıxış siqnalının səviyyəsinin stabilliyi ilə fərqlənir. Rəqəmli generatorlar analoqlardan fərqli olaraq həm də onunla əlverişlidir ki, cəld işləmə sürəti yuxarıdır, tələb olunan tezliyin quraşdırılması sadədir, tezliyin indikasiyası daha əyanidir, tezliyi verilmiş proqram üzrə avtomatik yenidən kökləmək və dəyişdirmək mümkündür.

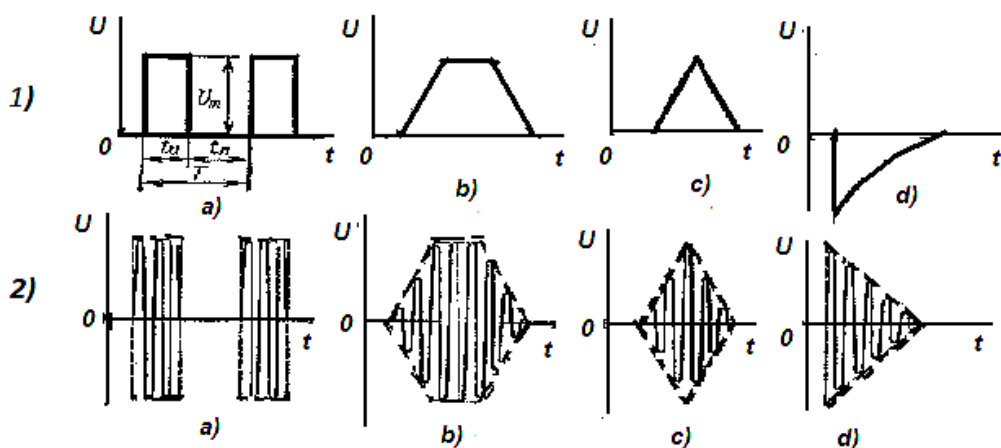
Aşağı tezlikli rəqəmli generatorların işi harmonik rəqsə çevrilən rəqəmli kodun formalaşdırılmasına əsaslanmışdır. Siqnalın approksimasiyasının ən sadə növlərindən biri pilləli çevrilmədir. Bunun mahiyyəti, sinusoidanın sinusoidal əyridən az fərqlənən pillə-pillə formalı gərginlik kimi təsvir edilməsidir. $u(t) = U_m \sin \omega t$ sinusoidanı aproksimasiya edərək, onu bir period ərzində diskretləyərək, onu hər bir diskretləmə intervalında, uyğun zaman anında aproksimasiya olunan gərginliyin qiymətinə bərabər hündürlüklü pillə ilə əvəz edilməsindən ibarətdir. Sinusoidanın belə əvəzedilməsi nəticəsində pilləli əyri xətt alınır. Harmonik rəqsin verilmiş T periodunda bir perioda düşən pillələrin sayı n, diskretləmənin addımı olan Δt zaman intervalından asılı olaraq belə təyin olunur: $n = T/\Delta t$. Əgər texniki baxımdan pillələrin sayı verilibsə, onda diskretləmə addımını dəyişdirilməsi formalaşdırılan gərginliyin periodunun dəyişdirməsinə gətirib çıxarar, çünki $T = n \cdot \Delta t$. Deməli, pillələrin sayını, yaxud da diskretləmə addımını dəyişdirməklə rəqəmli generator vasitəsilə formalaşdırılan harmonik gərginliyin periodunu və onun pilləli əyrisinin hamarlığını idarə etmək olar.

Qeyd: Elektrik siqnal generatorlarının qurulmasında istifadə olunan elektron cihazlarının, o cümlədən, tranzistor və mikrosxemlərin şərti qrafiki işarələnməsi əlavə 1-də və ən geniş tətbiq olunan cihazların əsas parametrləri, istismar şərtləri tətbiq sahələri əlavə 2-də, əlavə 3-də yarımkeçirici elektron cihazlar və onlar əsasında elektron qurğularının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlilinə aid misallar verilmişdir.

5. İMPULS FORMALAŞDIRICI QURĞULAR

5.1. İmpuls siqnalları və elektron kommutasiya sxemləri haqqında ümumi məlumat

Elektrik dövrəsində gərginliyin(yaxud cərəyanın) sıfırdan hər hansı bir maksimal qiymətinə qədər qısa müddətli dəyişməsinə impuls deyilir. Elektrik dövrəsində qərarlaşma prosesinin müddətindən az və yaxud onunla müqayisə oluna bilən müddətdə gərginlik və ya cərəyanın sıfır və ya müəyyən qiymətindən fərqlənməsinə elektrik impulsu deyilir. İki cür impuls mövcuddur: 1) videoimpuls (latınca “video” – görmək) ; 2) radioimpuls. Videoimpuls gərginliyin (cərəyanın) sabit cərəyan dövrəsində qısa müddətli dəyişməsidir. Radioimpuls, qurşayıcısı videoimpuls şəklində olan yüksək tezlikli kəsilməz gərginlik, yaxud cərəyan rəqslərinin qısamüddətli seriyasıdır. Praktikada düzbucaqlı, trapesiya şəkilli, üçbucaq və eksponensial videoimpulslar geniş tətbiq olunur (şək.5.1). Müsbət və mənfi qütblü, həmçinin, müxtəlif qütblü videoimpulslar olur.



Şək. 5.1. İmpuls qurşayıcıları: 1-a,b,c,d – düzbucaqlı, trapesiya, üçbucaq və eksponensial şəkilli videoimpuls qurşayıcıları; 2- a,b,c,d – radioimpuls qurşayıcıları

İmpuls tək, seriyada birləşmiş və ardıcıl ola bilərlər. Adətən seriyada bir qədər sonlu sayda (çox olmayan) impuls olur. İmpuls ardıcılığında impuls sayı praktiki olaraq məhdud olmur. Periodik, kvaziperiodik və qeyriperiodik impuls ardıcılıqları olur. Tam identik impulsun bərabər zaman intervallarından bir təkrarlandığı ardıcılıq periodik adlanır. Kvaziperiodik impuls ardıcılığı periodikdən onunla fərqlənir ki, bərabər zaman intervallarından bir impulsun bütün parametrləri yox, yalnız bəzi parametrləri təkrarlanır, məsələn, ancaq impulsun amplitudu təkrarlanır, lakin bu vaxt impulsun uzunluğu təkrarlanmır və ya əksinə.

Qeyri – periodik elə impulsar ardıcılığı adlanır ki, heç bir parametr üçün periodiklik intervalı göstərmək olmaz. Qeyri – periodik impulsar ardıcılığı təsadüfi və determinləşmiş olurlar. Təsadüfi ardıcılıqda impulsarın parametrləri təsadüfi qaydada dəyişir, determinləşdirilmiş ardıcılıqda isə onların parametrləri hər hansı bir qanunla (məsələn eksponensial), amma qeyri-periodik dəyişir.

İmpuls ardıcılığında qonşu impulsar arasındakı interval qərarlaşma müddətindən kifayət qədər böyük olur. İmpulsar iki qrupa bölünür: videoimpulsar və radioimpulsar.

Sabit gərginlik və ya cərəyanın qısa müddət ərzində dəyişməsinə videoimpulsar deyilir.

Sinusoidal gərginliyin və ya cərəyanın qısa müddət ərzində dəyişməsinə radioimpulsar deyilir. Radioimpulsar, adətən yüksək tezlikli rəqslər paketindən (dəstindən) ibarət olur.

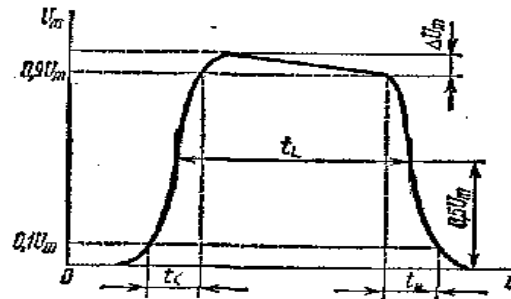
Diskret və rəqəm elektron qurğularında bir qayda olaraq videoimpulsardan istifadə edilir. Videoimpulsar formalarına görə düzbucaqlı, üçbucaqlı, trapesiya, zəngvari, mişarvari, eksponensial, pilləli və s. olurlar. Videoimpulsar amplitud, davamətmə müddəti, təkrarlanma dövrü, dərinlik və doldurma əmsalları, ön və arxa cəbhələrin davamətmə müddətləri və s. kimi parametrlərilə xarakterizə olunurlar.

İmpulsun amplitudu U_m (I_m) onun gərginlik və cərəyana görə ən böyük qiymətinə deyilir (şəkl.5.2.). İmpulsun yaranmasından sönməsinə kimi keçən müddətə onun davamətmə müddəti t_i deyilir. Bir impulsun sönməsindən növbəti impulsun yaranmasına qədər keçən müddət impulsararası fasilə t_{fas} adlanır. Real impulsun davamətmə müddəti onun amplitudunun $0,1U_m$ qiymətinə uyğun səviyyəsinə görə təyin edilir. Bir impulsun yaranmasından digər qonşu impulsun yaranmasına qədər keçən müddət T təkrarlanma dövrü (periodu) adlanır. Təkrarlanma dövrünün tərs qiymətinə təkrarlanma tezliyi f deyilir. Təkrarlanma dövrünün impulsun davamətmə müddətinə nisbəti impulsun dərinliyi əmsalı Q adlanır. Dərinlik əmsalının tərs qiymətinə doldurma əmsalı γ deyilir. İmpulsun amplitudunun $0,1U_m$ səviyyəsindən $0,9U_m$ səviyyəsinə qədər artması müddətinə impulsun ön cəbhəsi $t_{ön\ cəb.}$, $0,9U_m$ səviyyəsindən $0,1U_m$ səviyyəsinə qədər azalması müddətinə isə impulsun arxa cəbhəsi (kəsilmə müddəti) $t_{arxa\ cəb.}$ deyilir.

İmpuls rejiminin elektron qurğularında tətbiqinin aşağıdakı üstün cəhətləri vardır:

- impulsun təsiretmə müddətində kifayət qədər böyük güc almaq olar,
- impuls rejimi elektron qurğularının işinə temperaturun və yarımkeçirici cihazların parametrlərinin dəyişmələrinin təsirini zəiflətməyə imkan verir,

- impuls rejimi elektron qurğularının informasiyanı ötürə bilməsi sürətini artırmağa imkan verir,
- informasiyanın ötürülməsi etibarlılığı artır,
- cihazlardan istifadə olunma effektivliyi artır.

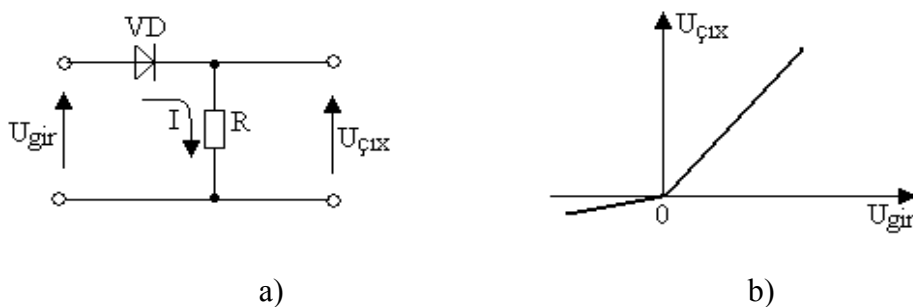


Şək. 5.2. Real düzbucaqlı impuls və onun parametrləri.

5.2. Yarımkəçirici elektron açarları və onların iş rejimləri

İmpuls elektron qurğularının əsas elementi elektron açar sxemidir. Yarımkəçirici cihazlar əsasında qurulan elektron açarlar impuls formalaşdırıcı qurğularda daha geniş tətbiq olunur. Elektron açar sxemi yarımkəçirici cihazın, məsələn, tranzistorun açar rejimində – doyma və kəsmə rejimlərində işləməsinə əsaslanmışdır. Azgüclü impuls qurğuları əsasən diod və tranzistor elektron açarları əsasında qurulurlar. Bu ilk növbədə onunla bağlıdır ki aktiv element kimi bu cihazların idarə olunması nisbətən sadədir və istismar-texniki göstəriciləri əlverişlidir. Böyük güclərə hesablanmış qurğularda tiristor və digər tipli elektron açarları istifadə olunur.

5.2.1. Diodlu elektron açarı. Ən sadə elektron açarı diod açarıdır. Diod açarında aktiv element kimi yarımkəçirici dioddan istifadə edilir. Şəkil 5.3-də ardıcıl diod açarının sxemi (diod yükə ardıcıl qoşulur) və onun ötürmə xarakteristikası göstərilmişdir.



Şəkil 5.3. Sıfır qoşulma səviyyəli ardıcıl diod açarı (a) və onun ötürmə xarakteristikası (b).

Müsbət işarəli giriş gərginliyində diod açılır və ondan $I_{düz.} = U_{gir} / (R_d + R)$ cərəyanı axır. Burada R_d diodun düz istiqamətdə olan müqavimətidir. Açarın çıxışında $U_{çix} = I \cdot R = R \cdot U_{gir} / (R_d + R)$ gərginliyi alınır. Adətən $R_d \ll R$ olduğundan $U_{çix} \approx U_{gir}$ və açar açıq olur.

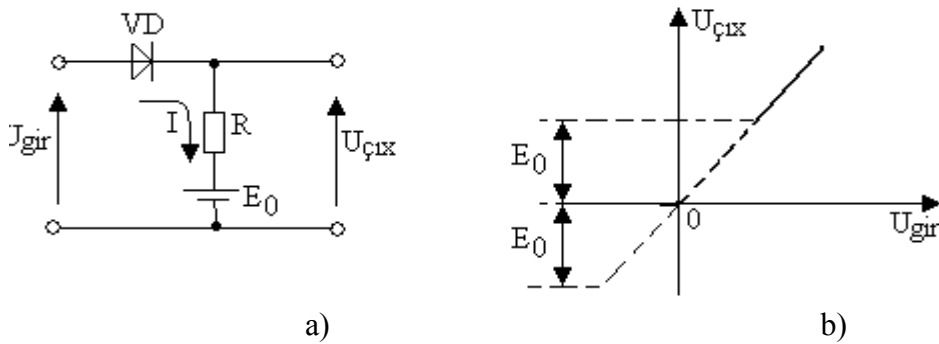
Girişə mənfi işarəli gərginlik verdikdə dioddan keçən əks cərəyan $I_{əks} = U_{gir} / (R_{əks} + R)$ olur. Burada $R_{əks}$ diodun əks istiqamətdəki müqavimətidir. Bu halda açarın çıxışında $U_{çix} = IR = RU_{gir} / (R_{əks} + R)$ gərginliyi yaranır. Diodun əks istiqamətdəki müqaviməti çox böyük, yəni $R_{əks} \gg R$ olur. Odur ki, açarın çıxış gərginliyi $U_{çix} \approx RU_{gir} / R_{əks} \ll U_{gir}$ olur və açar bağlanır.

Baxılan açar sxemi “sıfır səviyyəli” qoşulma sxemi adlanır. Açarın müəyyən gərginlik səviyyəsində açılıb-bağlanmasını əldə etmək üçün dioda ardıcıl uyğun E_0 sürüşmə gərginliyi vermək lazımdır (şək. 5.4).

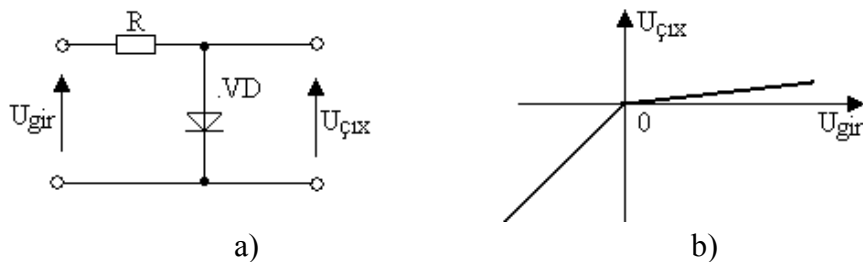
$U_{gir} > E_0$ olduqda diod açıqdır və $U_{çix} \approx U_{gir}$ olur.

$U_{gir} < E_0$ olduqda isə diod bağlıdır və $U_{çix} = E_0$ olur.

Şəkil 5.5-də paralel diod açarının sxemi (diod yükə paralel qoşulur) və onun ötürmə xarakteristikası göstərilmişdir. Müsbət işarəli giriş gərginliyində diod açıqdır və $U_{çix} = 0$ olur. Mənfi gərginlikdə isə diod bağlıdır və $U_{çix} \approx U_{gir}$ olur. Burada da açarın qoşulma səviyyəsini dəyişmək üçün sxemə uyğun sürüşmə gərginliyi vermək lazımdır.

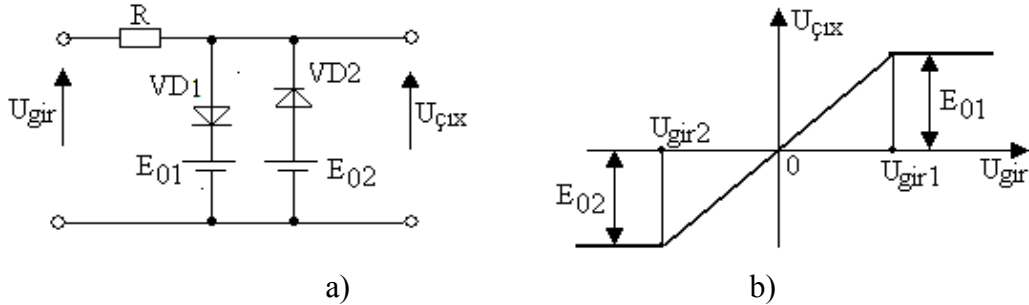


Şəkil 5.4. Sıfırdan fərqli qoşulma səviyyəli ardıcıl diod açarı (a) və onun ötürmə xarakteristikası (b)



Şəkil 5.5. Sıfır qoşulma səviyyəli paralel diod açarı (a) və onun ötürmə xarakteristikası (b)

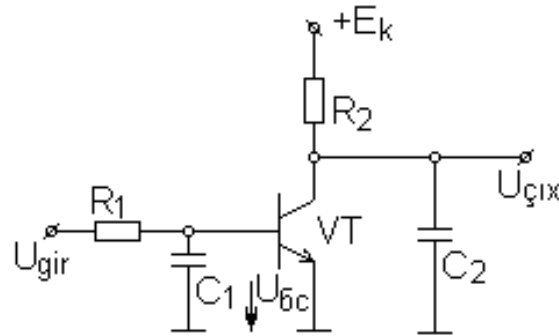
İki diod açarının kombinasiyasından ikiqat diod açarı almaq olar (şəkil 5.6). Belə açarlar giriş gərginliyi birinci və ikinci açarların hər birinin qoşulmasına uyğun gələn $U_{gir.1}$ və $U_{gir.2}$ gərginliklər intervalında dəyişdikdə işləyə bilər.



Şəkil 5.6. İkiqat diod açarı (a) və onun ötürmə xarakteristikası (b)

Diod açarları idarəedici və idarəolunan dövrləri qoşub-açmağa imkan vermir. Belə dövrlər üçün tranzistorlu açarlardan istifadə edilir.

5.2.2. Bipolyar tranzistorda açar sxemi. Tranzistor açar sxemi (şək.5.7) böyük gərginliklə idarə olunan gücləndirici kaskaddan ibarətdir.



Şəkil 5.7. Tranzistorlu açar sxemi

Əgər açarın girişinə nisbətən böyük düzünə gərginlik verilmiş olarsa, tranzistor doyma rejiminə keçir və açar açılır. Kollektor cərəyanı maksimum qiymətə qədər artır:

$$I_{km} = U_q / R_2, \quad (5.1)$$

kollektor gərginliyi isə sıfıra yaxın olur: $U_{k.min} = U_{çix} \approx 0$

Tranzistorun doyması üçün baza cərəyanı tranzistorun doyma cərəyanından I_{bd} böyük olmalıdır :

$$I_b > I_{bd} = U_q / (\beta_s R_2), \quad (5.2)$$

Burada β_s tranzistorun baza cərəyanının statik ötürmə əmsalıdır.

Tranzistorun baza-emitter aralığına (oblastına) verilən gərginlik tranzistorun bağlanma gərginliyindən az olduqda, açar bağlanır. Bağlı halda tranzistordan idarə olunmayan \dot{I}_{kt} , \dot{I}_{et} , \dot{I}_{bt} istilik cərəyanları axır. Bağlı tranzistorun kollektor gərginliyi böyük və $U_{k,max} = U_{çix} = U_q - \dot{I}_{kt} R_2 \approx U_q$ olur. İstilik cərəyanlarından nisbətən böyüyü olan \dot{I}_{bt} cərəyanı R_1 rezistorundan axaraq U_{be} gərginliyini yaradır və tranzistorun tam bağlanmasına mane olur.

Tranzistor açar sxemində keçid prosesi iki faktordan asılıdır:

- R_1 müqavimətinin və C_1 , C_2 parazit tutumlarının təsiri,
- Tranzistorun kollektor cərəyanının dəyişmə sürətinin məhdudluğu.

Açarın keçid xarakteristikaları şəkil 5.8 - də göstərilmişdir.

Fərz edək ki, t_1 anında U_{gir} gərginliyi birdən artır. Lakin bazadakı U_{be} gərginliyi R_1 rezistoru vasitəsilə C_1 kondensatorunun dolması prosesini ifadə edən

$$U_c(t) = U_{gir} (1 - e^{-t/\tau}), t \geq 0 \quad (5.3)$$

qanununa uyğun olaraq artacaqdır. Dolma prosesinin zaman sabiti $\tau = R_1 C_1$ olur. Burada C_1 tranzistorun giriş tutumundan və bazaya qoşulmuş metal birləşmələrin parazit tutumundan ibarət olur. Bağlı tranzistorun giriş tutumu $C_e + C_k$, açıq tranzistorun giriş tutumu isə ÜE-li gücləndirici kaskadda olduğu kimidir:

$$i_k = \alpha_s \cdot i_e \quad (5.4)$$

α_s - emitter cərəyanının statik ötürmə əmsalıdır. U_{be} gərginliyi $U_{açılma}$ gərginliyinə bərabər olduqda tranzistor açılmış hesab olunur.

$$U_{gir}^1 [1 - \exp(-t_{açılma} / \tau_1)] = U_{açılma}. \quad (5.5)$$

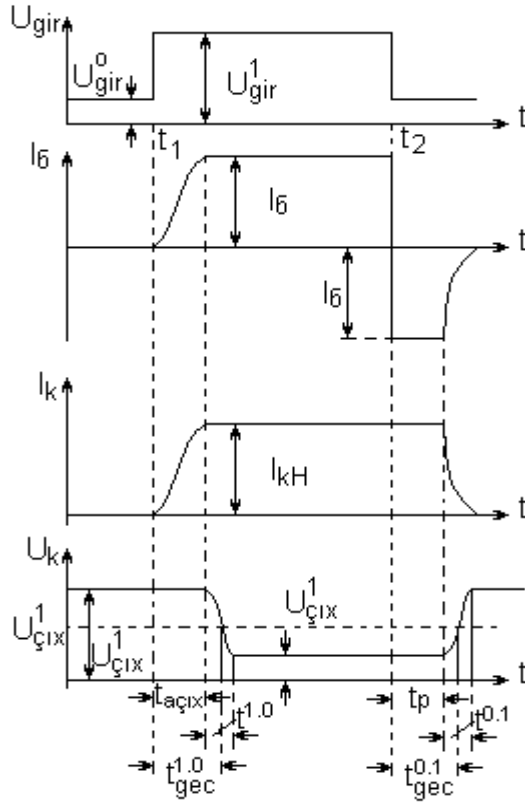
ifadəsindən tranzistorun açılma vaxtı təyin edilir.

$$t_{açılma} = \tau_1 \ln [U_{gir}^1 / (U_{gir}^1 - U_{aç})]. \quad (5.6)$$

\dot{I}_b cərəyanı $t_1 + t_{açılma}$ anından başlayaraq artır və ani olaraq $\dot{I}_n \approx U_{gir} / R_1$ qiymətini alır.

Kollektor cərəyanı artaraq, qərarlaşmış $\beta \dot{I}_b > U_q / R_2$ qiymətini almağa çalışır və baza cərəyanı $I_{bd} \approx U_{gir} / R_1$ doyma qiymətinə çatdıqdan sonra artma kəsilir. Kollektor cərəyanının artması zamanı kollektor gərginliyi azalır. Bu müddət gərginliyin $t^{1,0}$ azalma müddəti ilə qiymətləndirilir. $t^{1,0}$ müddətində

U_k gərginliyi $0,9 U_{\text{çix}}$ –dan $0,1U_{\text{çix}}$ qiymətinə qədər azalır və $t^{1,0} \approx \tau_b \cdot \ln [\dot{I}_b / (\dot{I}_b - \dot{I}_{kd} / \beta)]$ ifadəsi ilə hesablanır. Burada $\tau_b = \tau_\beta + R_2(C_k + C_2)$ yuxarı tezliklərdə açarın zaman sabitidir.



Şəkil 5.8. Açar sxeminin işinin zaman diaqramı

Açar rejimində tranzistorun iş rejiminin xüsusiyyəti ondan ibarətdir ki burada cərəyan və gərginliyin böyük diapazonda dəyişməsi ilə tranzistorun parametrləri də dəyişir. Oudur ki, hesabat zamanı tranzistorun parametrlərinin orta qiymətlərindən istifadə edilir.

İmpulsun çıxışdakı gecikməsi çıxış gərginliyinin $0,5U_{\text{çix}}$ səviyyəsindən hesablanır. Oudur ki, açarın açılması zamanı gecikmə müddəti açılma müddəti ilə gərginliyin azalması müddətinin yarısının cəmindən ibarət olur:

$$t_{\text{azal.}}^{1,0} = t_{\text{açıl}} + 0,5 t^{1,0} \quad (5.7)$$

Gecikmə müddətinin azalması R_1 müqavimətinin azalması ilə əldə edilir, nəticədə baza cərəyanı artır.

Tranzistorun açılma prosesi onun doyma rejiminə keçməsi ilə başa çatır. Tranzistorun doyma vəziyyəti böyük baza cərəyanı ilə xarakterizə olunur ki, bu

zaman tranzistorun baza qatında yük daşıyıcıların artıq hissəsi toplanır. Yükdaşıyıcıların toplanması prosesi (2:- 3) τ_n müddətində davam edir. τ_n – yükdaşıyıcılarının toplanmasının zaman sabitidir və adətən, $\tau_n \approx \tau_\beta$ qəbul edilir.

Açarın bağlanması zamanı birinci mərhələdə bazadan artıq yüklərin sorulması prosesi başlayır. Bu mərhələdə giriş gərginliyi U_{gir} sifıra yaxın olur. Baza cərəyanının mənbəyi kollektor dövrəsinin qida mənbəyi olur. Odur ki, baza cərəyanının istiqaməti açıq tranzistorun kollektor cərəyanının istiqamətinin əksinə olur ($I_b^- < 0$).

Sorulma müddəti t_{sov} , sorulmanın zaman sabitindən τ_{sor} və I_{kd} , I_b , I_b^- cərəyanlarından asılıdır. Burada təqribən $\tau_{sor} \approx \tau_\beta$ - dir. Bağlayıcı impulsun davam etmə müddəti τ_{sor} - dən kifayət qədər böyük olduğu halda sorulma müddəti

$$t_{sor} = \tau_\beta \cdot \ln \frac{I_b - I_b^-}{I_{kd} / \beta - I_b^-} \quad (5.8)$$

ilə ifadə olunur.

Bazanın I_b^- əks cərəyanı bazadakı yükləri azaldır. Yüklər nəzərə alınmayacaq dərəcədə az olduqda bazanın əks cərəyanı azalaraq sifıra yaxınlaşır. Bu halda tranzistor bağlanır, kollektor cərəyanı azalır, kollektor gərginliyi isə artır. Gərginliyin artma müddəti

$$t^{0,1} = \tau_\beta \cdot \ln \frac{(I_{kn} / \beta) - I_b^-}{|I_b^-|} \quad (5.9)$$

ilə ifadə olunur.

Tranzistorun bağlanması zamanı impulsun gecikməsi sorulma müddəti t_{sor} və müsbət cəbhənin uzunluğunun yarısının cəmindən ibarət olur :

$$t_{gec}^{0,1} = t_{sor} + 0,5t^{0,1} \quad (5.10)$$

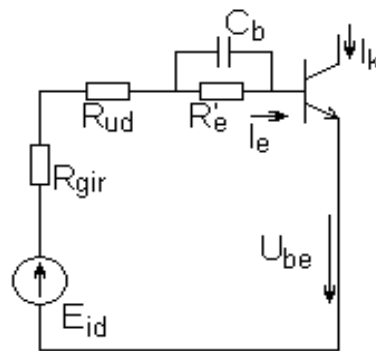
Bu gecikmə əsasən yükdaşıyıcıların sorulma müddəti ilə təyin edilir və doyma prosesinin dərinliyinin azaldılması ilə, yəni I_b baza cərəyanının azaldılması ilə kiçildilə bilər. $t_{gec}^{1,0}$ gecikməsi isə I_b cərəyanının artırılması ilə azaldıla bilər. $t_{gec}^{1,0}$ və $t_{gec}^{0,1}$ gecikmələrinin münasib qiymətlərini almaq üçün doyma prosesinin dərinliyini azaltmağa imkan verən müxtəlif sxem həllərindən istifadə edilir.

Elektron açarının təhlili göstərir ki, bipolyar tranzistor kifayət qədər ətalətə malikdir. Bu ətalət, əsasən, tranzistorun tezlik xüsusiyyətləri və

idarəedicı signalın parametrləri ilə müəyyən olunur. Elektron açarının işləmə cəldliyinin (cəldləşməsinin) artırılmasının müxtəlif üsulları mövcuddur.

Tranzistorun sürətli çevrilməsi üsulunun mahiyyəti ondan ibarətdir ki, tranzistorun açılma və bağlanma intervallarında idarə signalının elə qiyməti formalaşdırılır ki, bu qiymət tranzistorun stasionar açılma və bağlanma vəziyyətlərinə uyğun qiymətlərdən yüksək olsun. İdarə signalının bu cür formalaşdırılması kifayət qədər çətin məsələdir. Odur ki, təcrübədə formaları konkret məsələ üçün optimal olan sadə idarə signallarından istifadə edilir.

Tranzistorun sürətli çevrilməsinin həyata keçirilməsinin ən sadə variantı idarə dövrəsində sürətləndirici kondensatorlardan istifadə olunmasına əsaslanmışdır (şək. 5.9.).



Şəkil 5.9. Sürətləndirici kondensatorun təsirinin izahı sxemi

İdarə signalının təsiri ilə baza cərəyanı sıçrayışla artaraq özünün maksimum qiymətini alır. Buna səbəb ilk anda kondensatorun müqavimətinin sıfıra yaxın olmasıdır. Kondensatorun dolması ilə baza cərəyanı eksponensial azalır və özünün baza müqavimətinə uyğun stasionar qiymətini alır. $R_b C_b$ zaman sabitinin artması açarın çevrilməsi prosesini sürətləndirir. Lakin bu halda maksimum çevrilmə tezliyi məhdudlaşır, çünki C_b kondensatorunun boşalması üçün müəyyən vaxt tələb olunur.

Tranzistorun bağlanması prosesində qeyri-əsas yükdaşıyıcıların sorulması üçün nisbətən çox vaxt tələb olunur. Bu müddəti azaltmaqla cəldləşməni artırmaq olar. Odur ki, tranzistorun doymamış rejimi təmin olunmalıdır. Təcrübədə buna kollektor keçidinin minimal gərginliyini fiksasiya etməklə nail olurlar. Bu məqsədlə tranzistorun baza və kollektor aralığına Şotki diodu qoşulur.

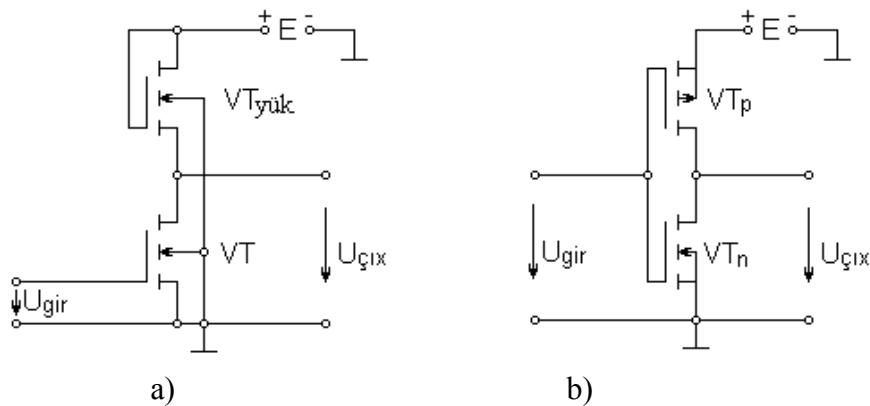
Tranzistorun baza oblastında artıq yüklərin toplanmasını aradan qaldırmaq üçün U_{ke} gərginliyini fiksasiya etmək lazım gəlir. Buna kollektor - emitter aralığına diod və ona ardıcıl olaraq fiksasiya gərginliyi mənbəyi qoşmaqla nail olurlar. Bu üsul nadir hallarda tətbiq edilir.

5.2.3. Sahə tranzistoru əsasında açar sxemi. MDY tranzistorlarda yaradılan açar sxemlərində dinamik yük elementi kimi MDY tranzistorlardan istifadə edilir. Belə açar sxemi şəkil 5.10,a-da göstərilmişdir.

Burada VT tranzistoru aktiv element, VT_y isə dinamik yük rolunu oynayır. $VT_{yük}$ -nin stok (mənsəb) və zatvoruna (rəzəsinə) eyni gərginlik verildiyindən, o, özünü qeyri-xətti element kimi aparır. Əgər giriş gərginliyi $U_{gir} \leq U_{hədd}$ olarsa, onda VT bağlanır. Bu halda $U_{çix.maks} = U^1 = E - U_{hədd}$ olur. Giriş gərginliyi $U_{hədd}$ hədd gərginliyindən böyük olduqda VT açılır, stok cərəyanı axmağa başlayır, çıxış gərginliyi azalır. Bu halda $VT_{yük}$ tranzistorunda gərginlik artır və o açılmağa başlayır. Aydın ki, bu vəziyyətdə kiçik çıxış gərginliyini o zaman əldə etmək olar ki, açıq VT tranzistorunun statik müqaviməti açıq $VT_{yük}$ tranzistorunun statik müqavimətindən kifayət qədər az olsun. Bu, açar sxemində kifayət qədər fərqlənən tranzistorlardan istifadə etməklə əldə oluna bilər. Aktiv tranzistorlar enli və qısa kanala, yük tranzistoru isə dar və uzun kanala malik olmalıdırlar.

Şəkil 5.10,b - də komplementar MDY tranzistorlarda yaradılan açar sxemi göstərilmişdir. Bu sxemdə iki açar elementindən istifadə edilir. Bunlardan biri n-kanallı VT_n , digəri isə p-kanallı VT_p tranzistorudur. VT_n -nin altlığı ən az potensiala (-E), VT_p tranzistorunun altlığı isə ən böyük potensiala (+E) malik olur. Odur ki, p-n keçidləri bağlı, MDY strukturun kanalları izolə edilmiş olurlar.

Bu sxemin xüsusiyyəti ondan ibarətdir ki, giriş siqnalı ilə hər iki tranzistor idarə olunur. Aşağı giriş gərginliyində VT_n bağlı, VT_p isə açıqdır. Çıxış gərginliyi böyükdür və $U_{çix.maks} = U_{çix}^1 = E$ olur. Giriş gərginliyinin böyük qiymətində isə VT_n açıq, VT_p bağlı olur. Bu halda çıxış gərginliyi kiçikdir və $U_{çix.min} = U_{min}^0 \approx 0$. Göründüyü kimi, hər iki halda tranzistorlardan biri bağlıdır və çox az enerji sərf edir. Bu enerji əsasən parazit tutumların dolub-boşalmasına sərf olunur.



Şək. 5.10. MDY tranzistorlarda açar sxemləri

5.3. Triggerlər

Trigger iki dayanıqlı müvazinət vəziyyətinə malik olan qurğudur və bir vəziyyətdən digərinə xarici impulsun təsiri ilə sıçrayışla keçir. Ona görə də bəzən triggerə işə salma qurğusu deyilir (ingilis sözü olan trigger, odlu silahın işə salma dəstəyi mənasını verir). Trigger iki girişə – işəsalma və ilkin vəziyyətə qaytarma girişlərinə və iki çıxışa – düz və invers çıxışlara malikdir. Bir çox triggerlərdə üçüncü - sinxronlaşdırıcı giriş də olur.

Trigger iki üsulla – ümumi və ayrı-ayrı işəsalma üsulları ilə işə salına bilər. Ümumi işəsalma üsulunda bir ümumi girişdən istifadə edilir və sayğac qurğularında tətbiq edilən triggerlər üçün nəzərdə tutulur. Ayrı-ayrı işə salma zamanı isə iki girişdən ayrı-ayrılıqda istifadə olunur. Bu üsulda iki işəsalma variantı mövcuddur. Birinci variantda girişlərə növbə ilə eyni polyarlı işəsalma impulsları verilir. İkinci variantda isə bir girişə növbə ilə müxtəlif polyarlı işə salma impulsları verilir. Giriş impulslarının təsir müddətinin minimum qiyməti triggerdə regenerativ çevrilmə prosesinin başlanması anı ilə müəyyən edilir. Regenerativ prosesin başlanması ilə impulsun təsiri aradan götürülə bilər.

İnformasiya girişlərində təsir edən aktiv məntiq signalının növünə görə triggerlər statik (potensial) və dinamik triggerlərə ayrılırlar. Statik triggerlər signalın səviyyəsi (zirvəsi) ilə, dinamik triggerlər isə giriş signalının cəbhələri ilə idarə olunurlar.

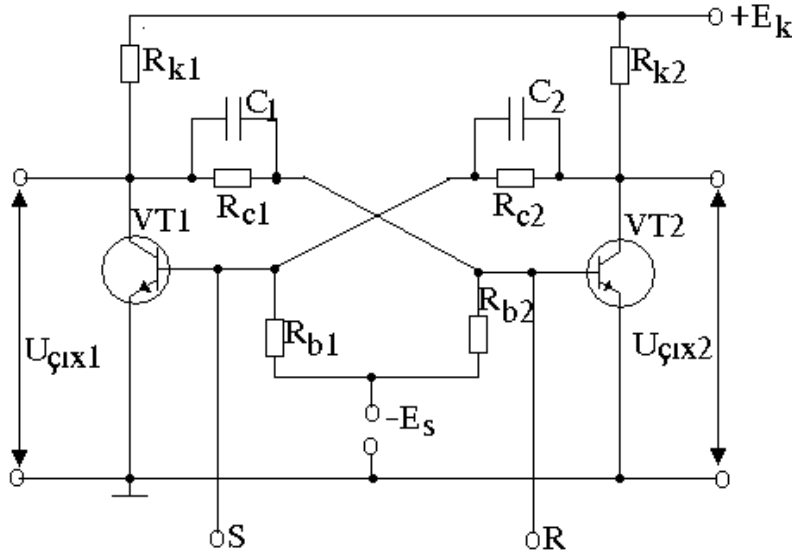
5.3.1. Simmetrik trigger. Simmetrik trigger, birinin çıxışı (kollektoru) digərinin girişinə (bazaya) birbaşa və yaxud rezistor vastəsilə qoşulmuş, iki rezistiv (açar sxemi) kaskaddan təşkil edilir. Rezistiv kaskadlar eyni növ və bərabər qiymətli elementlərdən təşkil edilir (şəkil 5.11).

Kaskad elementlərinin simmetrik olmasına baxmayaraq sxemdə cərəyan və gərginliyin paylanması simmetrik olmur. Məsələn, hər iki tranzistor eyni zamanda doyma rejimində ola bilməz. Bundan başqa, tranzistorlardakı fluktuasiya rəqslərinin müxtəlifliyi tarazlığı pozur.

Fərz edək ki, ilk anda VT1 tranzistorundan axan I_{k1} cərəyanı fluktuasiya rəqsləri hesabına bir qədər artır. Bu artım VT1 tranzistorunun kollektorunda mənfi ΔU_{k1} gərginlik artımını yaradır. Mənfi ΔU_{k1} gərginliyi VT2 tranzistorunun bazasına verildiyindən o, bir qədər bağlanmış olur və onun kollektorunda müsbət ΔU_{k2} gərginlik artımı yaranır. Bu artım VT1 tranzistorunun bazasına təsir edərək onu bir qədər açır və I_{k1} cərəyanı daha da artmış olur. Sxemdə VT1 tranzistorunun kollektoru – R_{c2} - VT2 tranzistorunun baza-kollektor keçidi – R_{c1} - VT1 tranzistorunun baza-kollektor keçidi dövrəsi üzrə müsbət əks rəbitə ilgəyi yaranır. Bunun nəticəsində sxemdə I_{k1} cərəyanının artması selə oxşar formada inkişaf edərək VT1 tranzistorunun açılmasını və VT2 tranzistorunun

bağlanmasını sürətləndirir. Bu proses əks rəbitə dövrəsinin güclənmə əmsalı vahiddən kiçik olana qədər davam edir. VT1 tranzistoru doyma rejiminə keçdikdə proses sona yetir. Bu zaman VT2 tranzistoru kəsmə rejiminə keçir. Bu isə triggerin dayanıqlı vəziyyətlərindən birinə uyğun gəlir. Belə ki, baxdığımız halda $U_{\text{çix1}}=U^0\cong 0$; $U_{\text{çix2}}=U^1\cong 1$ olur. Bu vəziyyət triggerin ilkin vəziyyəti adlanır və trigger bu vəziyyətdə istənilən müddət qala bilər. Trigger digər vəziyyətə giriş impulsunun təsiri ilə keçir.

R girişinə müsbət qütblü impuls təsir etdikdə VT2 tranzistoru açılır, yaranan I_{k2} hesabına kollektorda mənfi U_{k2} gərginlik artımı əmələ gəlir. Mənfi U_{k2} gərginliyi VT1 tranzistorunun bazasına təsir edib onu bir qədər bağlayır. VT1 tranzistorunun kollektorunda müsbət gərginlik artımı yaranır ki, bu da VT2 tranzistorunun bazasına təsir edərək onu bir qədər də açmış olur. Sxemdə müsbət əks əlaqə ilgəyi yaranır və bunun təsiri ilə I_{k2} cərəyanının artması seləoxşar formada inkişaf edərək özünün doyma rejimindəki I_{kd} qiymətini alır. Beləliklə, VT2 tranzistoru doyma, VT1 tranzistoru isə kəsmə rejimlərinə keçirlər, yəni trigger digər dayanıqlı vəziyyətə keçir: $U_{\text{çix2}}=U^0\cong 0$; $U_{\text{çix1}}=U^1\cong 1$ olur.



Şəkil 5.11. Simmetrik triggerin sxemi

Sürüşmə gərginliyi yaratmaq üçün sxemdə xarici E_s sürüşmə gərginliyi mənbəyindən istifadə edilir. Bazalara sürüşmə gərginlikləri R_{b1} , R_{c1} , R_{b2} , R_{c2} gərginlik bölücüləri vasitəsilə verilir.

Sxemdə R_{c1} və R_{c2} müqavimətləri C_1 və C_2 kondensatorları vasitəsilə şuntlanıblar. Bu kondensatorlar triggerin statik vəziyyətinə təsir göstərmir, ancaq triggerin çevrilmə prosesini sürətləndirir. Triggeri işə salma prosesinin başlanğıcında, məsələn, VT1 tranzistorunun kollektorundan VT2 tranzistorunun bazasına yönəlmiş cərəyan boş C_1 kondensatorundan axdığından R_{c1}

müqavimətində gərginlik düşküsi yaranmır və bütün U_{k1} gərginliyi VT2 tranzistorunun baza-emitter aralığına verilmiş olur. Bu isə VT2 tranzistorunun daha tez bağlanmasını (açılmasını) təmin edir.

5.3.2. Emitter əlaqəli trigger. İmpuls texnikasında sinusoidal (və ya təsadüfi formalı) gərginliyi düzbucaqlı gərginlik impulslarına çevirən qurğu və hədd müqayisə qurğusu kimi qeyri-simmetrik triggerlərdən istifadə olunur. Belə triggerlərə emitter əlaqəli triggeri (Şmitt triggeri), əlavə simmetriyalı triggeri aid etmək olar.

Emitter əlaqəli trigger böyük giriş müqavimətinə və yüksək yüklənmə qabiliyyətinə malikdir. Trigger iki dayanıqlı tarazlıq vəziyyətinə malikdir.

Şəkil 5.12, a - da göstərilən triggerin xarakterik cəhəti ondadır ki, VT2 tranzistorunun kollektorunun sxemin əks rəbitə dövrəsinin elementləri ilə birbaşa əlaqəsi olmadığından, yükün triggerin işinə olan təsiri aradan götürülmüş olur. Sxemin iş prinsipi aşağıdakı kimidir.

Fərz edək ki, ilkin vəziyyətdə $e_{gir}=0$ olduqda VT1 tranzistoru bağlı, VT2 tranzistoru açıqdır və doyma rejimindədir. Buna səbəb VT2 tranzistorunun bazasının R_1 , R_{k1} müqavimətləri vasitəsilə – U_q gərginliyinə qoşulmasıdır. Bu halda

$$U_{çix}=U_q R_e / (R_{k2}+R_e) \quad (5.11)$$

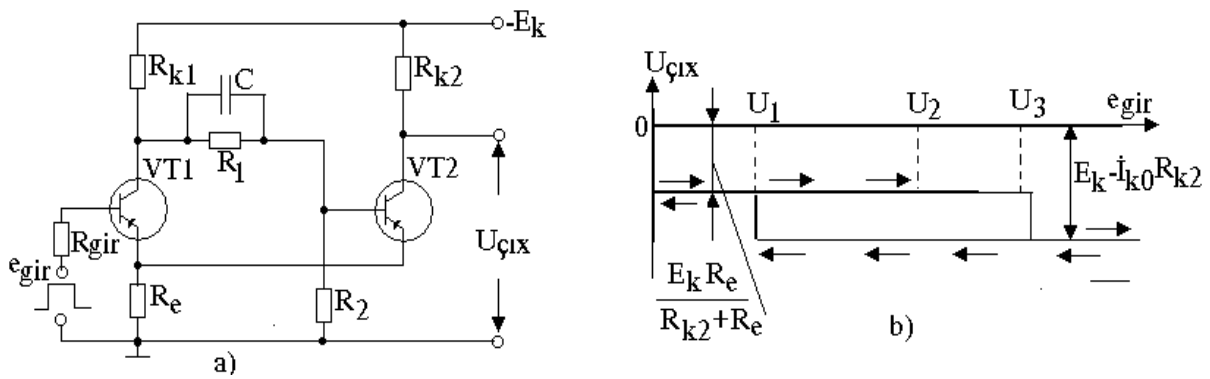
olur. Mənfi e_{gir} gərginliyi artaraq $e_{gir}=U_1$ qiymətini aldıqda VT1 tranzistoru açılır, onun kollektor potensialı artır, bu da VT2 tranzistorunun baza cərəyanını azaldır (şək. 5.12,b). $e_{gir}=U_2$ olduqda VT2 tranzistoru doyma rejimindən çıxır, sxemdə selvari proses baş verir və sxem ikinci dayanıqlı vəziyyətə keçir. Bu halda VT1 tranzistoru açıq və doyma rejimindədir, VT2 tranzistoru isə bağlıdır. Bu halda

$$U_{çix}=U_q - I_{ko} R_{k2} \quad (5.12)$$

olur.

e_{gir} gərginliyinin sonrakı artması çıxış gərginliyini artırmır. U_1 gərginliyi triggerin işə düşmə gərginliyi adlanır. e_{gir} gərginliyinin azalması zamanı triggerin əks vəziyyətə çevrilməsi $e_{gir}=U_2$ gərginliyində yox, bir qədər böyük qiymətində $e_{gir}=U_3$ baş verir. U_3 gərginliyi buraxma gərginliyi adlanır. Əks çevrilmə nəticəsində trigger ilkin vəziyyətə qaydır. $U_{çix}=f(e_{gir})$ asılılığı histerezis ilgəyi şəklində olur. $\Delta U=U_1-U_3$ ilgəyin eni adlanır. Triggerdə histerezisi aşağıdakı kimi aydınlaşdırmaq olar. e_{gir} gərginliyinin U_2 qiymətinə qədər azalması zamanı VT1 doyma rejimində qalır, U_{k1} potensialı VT2 tranzistorunun emitter potensialına bərabər olur ($U_{k1}=U_{e2}$). VT2 tranzistorunun

baza potensialı $U_{b2}=U_{e2}R_2/(R_1+R_2)$ emitter potensialından yüksəkdir və VT2 tranzistoru dərin kəsmə rejimində qalır. Triggerin işə düşməsi üçün VT1 və VT2 tranzistorları açıq və aktiv rejimdə olmalıdır. VT2 tranzistorunun açılması VT1 tranzistoru doyma rejimindən çıxdıqdan sonra və onun kollektor potensialının VT2 tranzistorunun baza potensialının emitter potensialına bərabər olana qədər azalması ilə baş verir. Bu proses $e_{gir}=U_3$ gərginliyində baş verir. Histerezisin olması sxemin düzgün işlənməsinin lazım olan şərtidir. Əks halda sxem iki dayanıqlı vəziyyətə malik olmur və iki kaskadlı əks rəbitəli gücləndiriciyə çevrilir. Triggerin başlanğıc vəziyyətini almaq üçün bəzən VT1 tranzistorunun bazasına bölücü rezistorlar vastəsilə sürüşmə gərginliyi verilir.



Şəkil 5.12. Emitter əlaqəli triggerin a) elektrik sxemi və b) keçid xarakteristikası (histerezis ilgəyi).

5.4. Multivibratorlar

Multivibrator relaksasiya avtoqeneratoru olub düzbucaqlı impulsalar hasil etmək üçün nəzərdə tutulmuş elektron qurğudur. Multivibratorlar da triggerlər kimi müsbət əks əlaqəli gücləndiricilər və ya mənfi diferensial müqavimətli elektron cihazları (tunel diodu, tiristorlar və s.) əsasında qurulur. Dərin müsbət əks əlaqə ilə əhatə olunmuş iki rezistiv gücləndirici kaskaddan ibarət olan multivibratorlarda kaskadlardan birinin çıxışı digərinin girişi ilə kondensator vasitəsilə birləşdirilir.

Triggerlərdən fərqli olaraq multivibratorlar yalnız iki müvəqqəti dayanıqlı (kvazitarazlıq) və ya bir dayanıqlı tarazlıq halına malik olurlar. Multivibratorlar üç rejimdə: avtorəqs, gözləmə və sinxronlaşma rejimlərində işləyə bilər.

Avtorəqs rejimində işləyən multivibratorun dayanıqlı tarazlıq halı yoxdur. O, iki kvazitarazlıq halına malikdir. Multivibrator bir kvazidayanıqlı haldan digərinə xarici təsir olmadan keçir. Bu vaxt multivibratorun çıxışında parametrləri sxemin tərkibindəki elementlərin parametrlərindən asılı olan

impulslar ardıcılığı alınır. Ona görə də bu multivibratorları *avto rəqs multivibratorları* adlandırırlar.

Gözləmə rejimində işləyən multivibrator bir dayanıqlı tarazlıq və bir kvazitarazlıq hallarına malikdir. Birinci haldan ikinci hala keçid xarici impulsun təsiri ilə baş verir. Əksinə, ikinci haldan birinci hala keçid isə sxemin parametrləri ilə təyin olunan müəyyən zamandan sonra öz-özünə baş verir. Beləliklə, gözləmə rejimində multivibrator yalnız müəyyən parametrlə bir impuls generasiya edə bilər və əsasən verilmiş davam etmə müddətinə malik olan düzbucaqlı impulslar formalaşdırmaq üçün nəzərdə tutulmuşdur. Buna görə də, bu rejimdə işləyən multivibratorları *gözləyən multivibrator*, bəzən isə *təkvibrator* adlandırırlar.

Sinxronlaşma rejimində multivibratorun çıxışında alınan impulsların təkrarlanma tezliyi xarici sinxronlaşdırıcı gərginliyin tezliyi ilə təyin olunur. Qurğu iki tarazlıq halına malik olur və onun bu hallarda qalma müddəti təkcə multivibratorun öz parametrlərindən yox, həmçinin sinxronlaşdırıcı signalın periodundan da asılı olur. Xarici sinxronlaşdırıcı signal olmadıqda isə multivibrator avtorəqs rejiminə keçir.

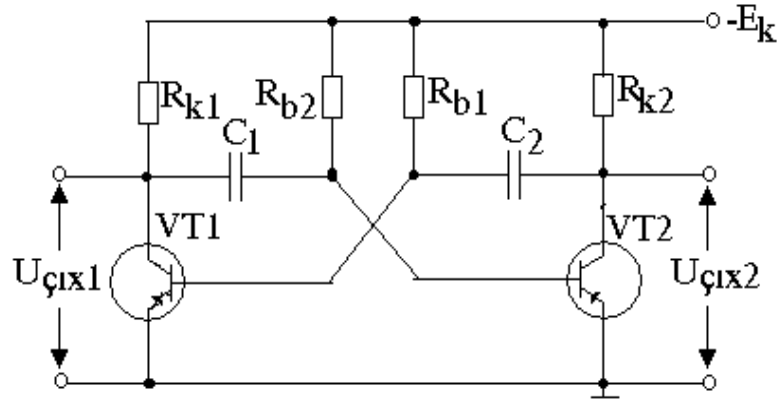
5.4.1. Avtorəqs multivibratoru. Qeyd olunduğu kimi belə multivibratorlardan müəyyən davam etmə müddətinə və təkrarlanma tezliyinə malik olan düzbucaq formalı impulslar almaq üçün istifadə edilir. Kaskadlar arasında kollektor-baza əlaqəsi yaradılmış tranzistorlu avtorəqs multivibratorunun sxemi şəkil 5.13-də göstərilmişdir. Burada C_1 və C_2 kaskadlar arasında əlaqə yaradan kondensatorlardır.

Sxemdən görüldüyü kimi multivibrator E_k qida mənbəyinə qoşulan kimi tranzistorların bazasına R_{b1} , R_{b2} vasitəsilə mənfi gərginlik verilir. Bu gərginlik öz-özünə həyəcanlanma anında işçi nöqtələri tranzistorların VAX-dakı xətti hissəyə sürüşdürür, yəni tranzistorları açır. Bu anın qeyri dayanıqlı olması üzündən hər hansı faktorun təsiri ilə tranzistorlardan birinin, məsələn VT1, kollektor cərəyanı artmış olur. Onun kollektorunda mənfi potensial ΔU_{k1} qədər azalır. Mənfi potensialın ΔU_{k1} qədər azalması həmin kollektorda müsbət potensialın ΔU_{k1} qədər artmasına ekvivalentdir.

C_1 kondensatorundakı gərginlik sıçrayışla dəyişə bilmədiyindən, ΔU_{k1} müsbət gərginlik düşküsi ilk vaxtda VT2 tranzistorunun bazasına verilmiş olur. VT2 tranzistoru bağlanır, onun kollektor cərəyanı azalır ki, bu da kollektorda mənfi potensialı ΔU_{k2} qədər artırır. Mənfi gərginlik düşküsi ΔU_{k2} , C_2 kondensatoru vasitəsilə VT1 tranzistorunun bazasına ötürülür və onun kollektor cərəyanını bir qədər də artırır.

Kaskadlar güclənmə xüsusiyyətinə malik olduğundan gərginlik düşküləri ($+\Delta U_{k1}$, $-\Delta U_{k1}$) və kollektor cərəyanı (I_{k1}) seləoxşar formada sıçrayışla artır.

Nəticədə VT1 tranzistoru tam açılır və doyma rejiminə, VT2 tranzistoru isə tam bağlanır və kəsmə rejiminə keçir.



Şəkil 5.13. Simmetrik multivibratorun prinsipial elektrik sxemi

Bu proses qısa müddətdə getdiyindən kondensatorlardakı gərginliklər dəyişməyə imkan tapmırlar. Bu andan başlayaraq, əvvəlcədən $-U_q$ gərginliyinə qədər dolmuş C_1 kondensatoru C_1 , R_{b2} , $-U_q$ yer ($+U_q$), VT1 tranzistoru emitter - kollektor keçidi dövrəsi ilə boşalmağa başlayır. R_{b2} rezistorundakı gərginlik boşalma dövrəsindəki gərginliklərin cəbri cəminə bərabərdir.

$$U_{kb2} = U_{j1} + U_q - U_{k1}$$

$-U_{k1} = -U_q + \Delta U_{Rk1}$ olduğundan və $\Delta U_{Rk1} = -\Delta U_{k1}$ halında $U_{Rb2} = U_{C1} + U_q - U_q + \Delta U_{Rk1} = U_{C1} - \Delta U_{k1}$ yazmaq olar. İlk anda C_1 kondensatoru dolu olduğundan, yəni $U_{C1} = -U_q$ olduğundan

$$U_{Rb2} = -U_q - \Delta U_{k1}$$

yazmaq olar. Bu zaman bağlanan VT2 tranzistorunun bazasındakı U_{b2} gərginliyi açılan VT1 tranzistorunun kollektorundakı $+\Delta U_{k1}$ gərginlik düşküsünə bərabər olur:

$$U_{b2} = -U_q - U_{Rb2} = -U_q + U_q + \Delta U_{k1} = \Delta U_{k1}$$

C_1 kondensatorunun boşalması prosesində boşalma cərəyanı I_b ilə $U_{Rb2} = I_b R_{b2}$ gərginliyi azalır. VT2 tranzistorunun baza potensialı isə artaraq onu açma biləcək $-E_{b0}$ qiymətini alır. Seləoxşar regenerativ proses nəticəsində sxem VT1 tranzistorunun bağlı, VT2 tranzistorunun isə açıq olan vəziyyətinə keçir. VT2 tranzistoru bağlı olan halda C_2 kondensatoru $+U_q$, VT1 tranzistorunun emitter-baza keçidi, C_2 , R_{k2} , $-U_q$ dövrəsi ilə

$$-U_q + I_{k0} R_{k2} = -U_q$$

gərginliyinə qədər dolmuş vəziyyətdə idi. I_{kb} – istilik cərəyanı kiçik qiymətə malikdir. VT2 tranzistorunun açılması və VT1 tranzistorunun bağlanması ilə sxemdə əvvəlki proses gedir. Burada C_2 və C_1 kondensatorları yerlərini dəyişirlər.

Multivibratorun bir dövr ərzindəki iş prosesini əksətdirən zaman diaqramı şəkil 5.14- də verilmişdir.

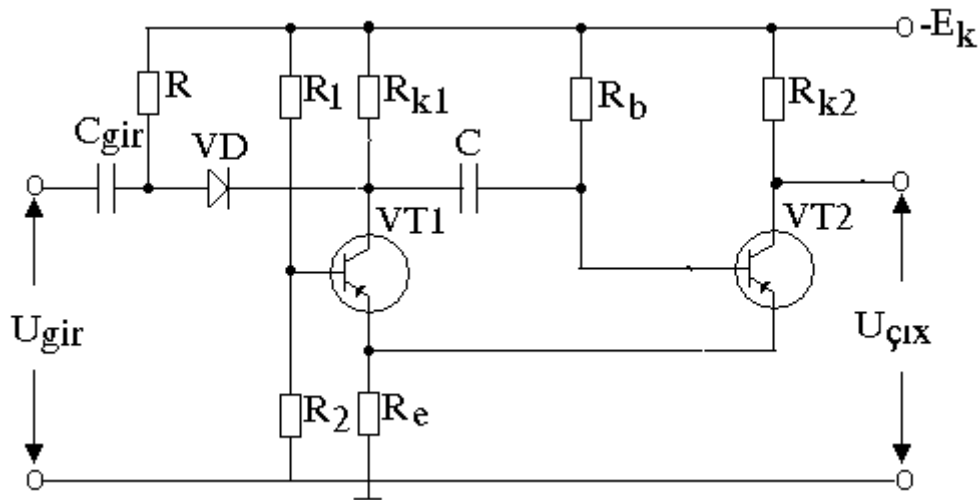
Sxemin bir vəziyyətdən digərinə keçməsi hər iki tranzistorun açıq olduqları haldakı müsbət əks əlaqənin təsiri zamanı baş verir. Məhz bu anlarda çıxış impulsunun ön və arxa cəbhələri formalaşır. C_1 və ya C_2 kondensatorunun boşalması müddətində isə çıxış impulsunun davam etmə müddəti (zirvəsi) formalaşır.

Beləliklə VT1 tranzistoru doyma halında olduğu halda VT2 tranzistoru bağlı, C_1 kondensatoru boşalmış, C_2 kondensatoru isə E_k gərginliyinə qədər yüklənmiş vəziyyətlərdə olurlar. Bu andan başlayaraq C_1 kondensatoru yüklənməyə (dolmağa), C_2 kondensatoru isə boşalmağa başlayır. C_1 kondensatoru - E_k mənbəyi, R_{k2} rezistoru və VT₁ tranzistorunun emitter keçidindən ibarət olan dövrə ilə yüklənir. Yüklənmiş C_2 kondensatoru doyma rejimindəki VT1 tranzistorunun kollektor keçidi, R_{b2} rezistoru və $-E_k$ mənbəyindən ibarət olan dövrədə boşalır. Nəticədə tranzistorların növbə ilə açılması və bağlanması prosesi baş verir və prosesin davam etmə müddəti RC zaman dövrlərinin zaman sabitləri ilə təyin olunur.

C_1 kondensatorunun yüklənmə dövrəsinin zaman sabiti $\tau_{1y} = C_1 R_{k1}$, boşalma dövrəsinin zaman sabiti isə $\tau_{1b} = C_1 R_{b2}$ -dir. Uyğun olaraq C_2 kondensatorunun yüklənmə dövrəsinin zaman sabiti $\tau_{2y} = C_2 R_{k2}$, boşalma dövrəsinin zaman sabiti isə $\tau_{2b} = C_2 R_{b1}$ –yə bərabərdir. Multivibratorda $R_b \gg R_k$ olduğundan, $\tau_b \gg \tau_y$ olur, deməli multivibratorun hasil etdiyi düzbucaqlı impulsların davam etmə və fasilə müddətləri uyğun olaraq C_1 və C_2 kondensatorlarının boşalma dövrlərinin zaman sabitləri ilə təyin olunur. Ona görə də impulsların davam etmə $\tau_i = \ln 2 C_1 R_{b2}$ və fasilə müddəti $\tau_f = \ln 2 C_2 R_{b1}$ ifadələri ilə təyin oluna bilər. Uyğun olaraq impulsların təkrarlanma periodu $T_d = \tau_i + \tau_f = \ln 2 (C_1 R_{b2} + C_2 R_{b1})$ kimi təyin oluna bilər.

VT1, VT2 tranzistorları eyni qrupa aid olub, $R_{k1} = R_{k2} = R_k$, $R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $C_1 = C_2 = C$ parametrlərinə malik olan avtorəqs multivibratoru simmetrik multivibrator adlanır. Simmetrik multivibratorda $\tau_i = \tau_f = \ln 2 C R_b = 0,7 C R_b$, $T_d = 2\tau_i = 2 \ln 2 C R_b = 1,4 C R_b$ olur və impulslarının dərinliyi $Q_i = T_d / \tau_i = 2$ olan bu multivibratorların hasil etdiyi impulsları *meandr* şəkilli düzbucaqlı impulslar adlandırırlar.

Əmələ gələn I_{k1} cərəyanı VT1 tranzistorunun müsbət kollektor gərginliyini artırır ki, bu da VT2 tranzistorunun müsbət baza gərginliyinin artmasına və VT2 tranzistorunun daha çox bağlanmasına kömək edir. VT2 tranzistorunun, o cümlədən də VT1 tranzistorunun emitterində artan müsbət potensial VT1 tranzistorunun kollektor - emitter keçidində potensiallar fərqi artırır ki, bu da VT1 tranzistorunun açılmasına və I_{k1} cərəyanının artmasına səbəb olur. Sxemdə R_e müqaviməti kaskadlar arası cərəyana görə müsbət əks rəbitəni təmin edir. Sxemdə çevrilmə baş verir və bu andan işçi dövr başlayır. Yaranmış kvazidayaqlı tarazlıq vəziyyətində C kondensatoru VT1 tranzistorunu R müqavimətindən, U_q gərginlik mənbəyindən və R_e müqavimətindən axan kollektor cərəyanının bir hissəsi ilə boşalır. Bu zaman VT2 tranzistorunun bazasındakı gərginlik kondensatorun eksponensial qanunla boşalmasına uyğun olaraq azalır. Bu gərginlik sıfır qiymətini aldıqda VT1 tranzistoru bağlanır, VT2 tranzistoru isə açılır və sxemin qərarlaşması mərhələsi başlayır.



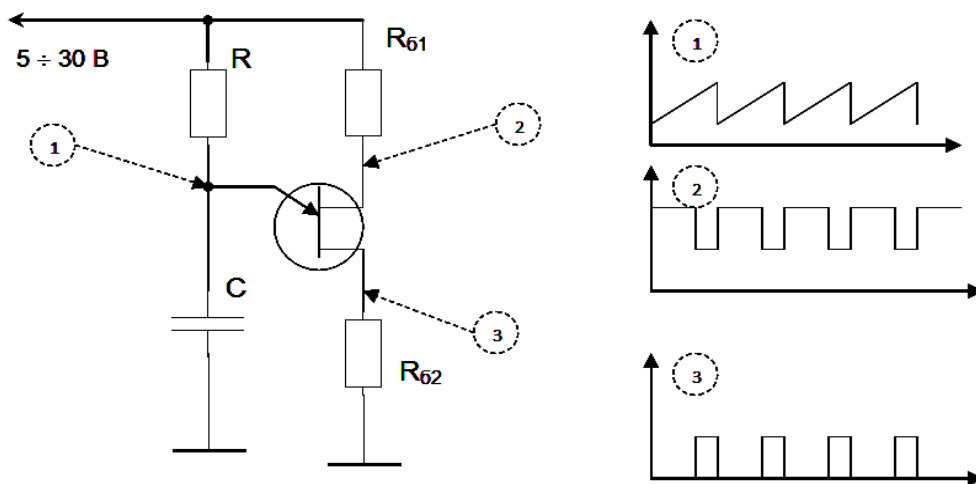
Şəkil 5.15. Emittor əlaqəli multivibratorun prinsipial elektrik sxemi

İşçi dövr müddətində VT2 tranzistorunun kollektorunda - sxemin çıxışında davam etmə müddəti C kondensatorunun boşalması müddəti ilə müəyyən olunan impuls formalaşır:

$$t_u \approx R_b C_1 \ln 2 = 0,7 R_b C.$$

Qərarlaşma mərhələsində C kondensatoru yenidən U_q gərginliyindən R_e , R_{k1} , VT2 tranzistorunun kollektor - emitter keçidi vasitəsilə dolmağa başlayır. Kondensatorun dolması başa çatdıqda sxemdə ilkin dayanıqlı vəziyyət qərarlaşmış olur və multivibrator növbəti işə salmaya hazır olur.

Birkeçidli tranzistor əsasında qurulan relaksasiya generatorunun sxemi şəkil 5.16.-da göstərilmişdir. Bütün RC əlaqəli generatorlarda olduğu kimi bu generatorun da hasil etdiyi rəqslərin tezliyi RC elementlərin zaman sabiti ilə müəyyən olunur, belə ki burada hasil olunan mişarvari impulsların davam etmə müddəti $\tau_i = \ln 2 \cdot RC$ ifadəsi ilə təyin olunur. Generatorun dayanıqlı iş rejimini təmin etmək üçün 1 və 2 bazalarında müvafiq olaraq R_{b1} və R_{b2} baza rezistorları qoşulmalıdır. Belə ki bu rezistorların müqavimətləri tranzistorun baza keçid müqavimətinə uyğun seçilir və qiyməti $1 \div 5k\Omega$ həddində olur. Digər tərəfdən kiçik tezliklər, yəni böyük zaman sabitləri təmin etmək üçün ya emitter müqaviməti R , ya da ki, emitter dövrəsində qoşulan C kondensatorunun tutumu artırılmalıdır. Birinci halda generatorun çıxış dövrəsindəki müqavimət nisbətən kiçik olduğundan və eyni zamanda tranzistorun giriş müqaviməti o qədər böyük olmadığından R – in müəyyən qiymətindən sonra ($R \geq 20 \dots 30k\Omega$ olduqda) generasiya pozulur. İkinci halda C -nin tutumu böyük olduqca kondensatorun ölçüləri, həm də növü dəyişir. Belə ki, $C \geq 1mkF$ olduqda elektrolitik kondensatorlardan istifadə etmək zərurəti yaranır və bu işə sızmaların artmasına və temperatur sabilliyinin pisləşməsinə gətirib çıxarır. Təhlillərdən görüldüyü kimi birkeçidli tranzistor əsasında qurulmuş generatorların işəsalma generatoru qismində tətbiq olunması dəqiqliyin və sabilliyin yüksəkliyini təmin etmək nöqtəyi-nəzərdən məqsədə uyğun hesab edilmir.



Şək.5.16. Birkeçidli tranzistor əsasında qurulan işəsalma generatorunun sxemi və zaman diaqramları.

5.4.3. Əməliyyat gücləndiricisi əsasında yaradılan multivibrator. İstənilən impuls qurğusu gücləndirici kaskadlar üzərində yaradıldığından, bu məqsədlər üçün əməliyyat gücləndiricilərindən də istifadə etmək olar. Əks əlaqə dövrəsinə malik istənilən gücləndiricidə avtorəqslər rejimində işləyən generator

yaratmaq üçün öz-özünə həyəcanlanma şərtləri, yəni faza və amplitud balans şərtləri ödənilməlidir.

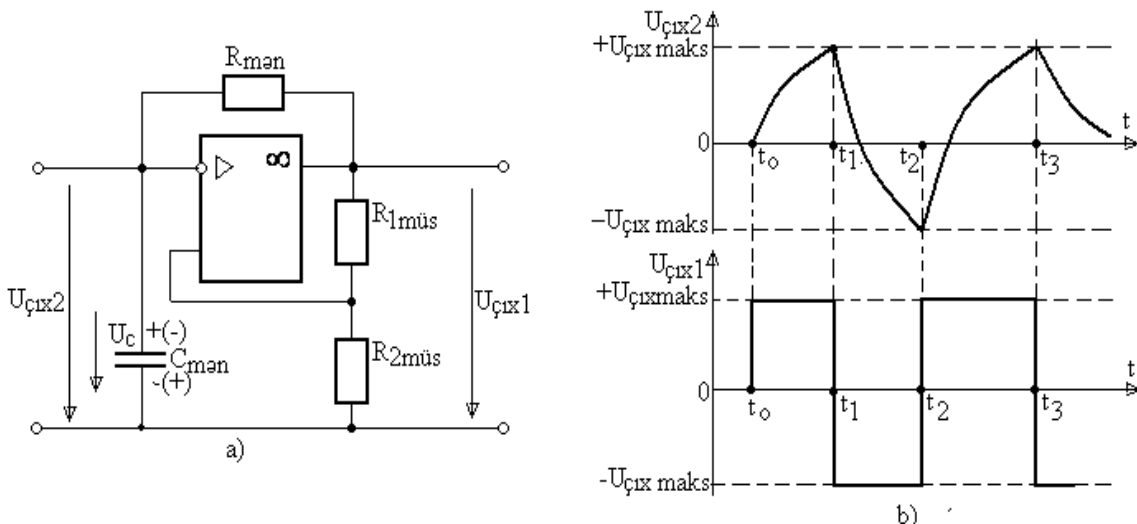
$$\varphi_k(\omega_1) + \varphi_b(\omega_1) = 2nk \quad (k = 0, 1, 2, \dots)$$

$$|K_u(\omega_1) \cdot B_u(\omega_1)| = 1$$

Bu şərtlər ancaq bir tezlik üçün yerinə yetirilərsə sxemin çıxışında ancaq bir tezliyə malik rəqslər alınır və qurğu harmonik rəqslər generatoru adlanır. Əgər bu şərtlər bir neçə tezlik üçün ödənilərsə, onda çıxış gərginliyi qeyri-harmonik xarakter daşıyır. Xüsusi halda, bu şərtlər sonsuz tezlik diapazonunda $0 \leq \omega \leq \infty$ ödənilərsə, generatorun çıxış gərginliyi sıçrayışlar formasında olur.

Əməliyyat gücləndiricisi əsasında qurulan generatorların fərqli xüsusiyyəti ondan ibarətdir ki, əməliyyat gücləndiricilərinin, xüsusən də girişində sahə tranzistorları olanlarının giriş müqaviməti çox böyük (10-100 Mom) olduğundan zaman sabiti elementlərinin bir sıra kriteriyaları nəzərə almaqla seçilməsi məsələsi əlverişli olur. Lakin bu halda da temperatura görə tezliyin lazımı stabilliyinin təmin edilməsi üçün xüsusi tədbirlər həyata keçirilməlidir. Məsələn, bir çox hallarda əməliyyat gücləndiricisinin əks əlaqə dövrəsində termokompensasiya elementi, yaxud dövrəsi qoşulur.

Əməliyyat gücləndiricisi əsasında yaradılan generatorun sxemi şəkil 5.17 –də göstərilmişdir. Sxemdə əməliyyat gücləndiricisi iki əks rabitə dövrəsi ilə ötürmə əmsalı $\beta_{müs} = R_{2müs} / (R_{1müs} + R_{2müs})$ olan müsbət və ötürmə əmsalı $\beta_m = 1 / (R_m \cdot C_m + 1)$ olan mənfi əks rabitə ilə əhatə olunub. $U_{çu.m} = |-U_{çu.m}|$ halında sxemin iş prinsipinə baxaq. Əməliyyat gücləndiricisinin invers girişinə nəzərən ötürmə xarakteristikası düzbucaqlı formada olur ki, bu da əməliyyat gücləndiricisinin invers gərginlik komparatoru funksiyasını yerinə yetirən halına uyğun gəlir.



Şəkil 5.17. Əməliyyat gücləndiricisi əsasında yaradılan generator

Fərz edək ki, t_0 anında sxemə qida gərginliyi verilir. Gücləndirici ətalətsiz müsbət əks rəbitə ilə əhatə olunduğundan və onun invers girişindəki gərginlik $U_{gir.i} = U_{Cm.m} = 0$ olduğundan, gücləndiricinin çıxışında gərginliyin iki kənar qiymətlərindən biri eyni ehtimalla yaranır.

Fərz edək ki, $U_{çix1} = U_{çix.m}$. Bu halda əməliyyat gücləndiricisinin giriş gərginliyi $U_{gir.i} = U_{gir.inv} - U_{gir.q/i} = -\beta_{müs} \cdot U_{çix.m} < 0$ qiymətini alır. Giriş gərginliyinin bu qiymətində çıxış gərginliyi müsbət qütblülüyə malik olur. Əməliyyat gücləndiricisinin çıxışında müsbət gərginlik yarandıqdan sonra kondensatorun dolması prosesi başlayır. Bu proses $\tau_d = R_m \cdot C_m$ zaman sabiti ilə baş verir və əməliyyat gücləndiricisinin giriş gərginliyinin artması ilə müşahidə olunur. Odur ki, sxemin vəziyyəti kvazi (müvəqqəti) dayanıqlı olur.

İnvers girişdə gərginlik $U_{gir/inv} = \beta_{mws} \cdot U_{çix/m}$ (bu halda $U_{gir\Theta G} = 0$ olur) qiymətini aldıqda gücləndiricinin çıxış gərginliyi polyarlılığını dəyişir və $U_{çix1} = -U_{çix.m}$ qiymətinə qədər azalır. Qeyri-invers girişdəki gərginlik $U_{gir.q/i} = -\beta_{müs} \cdot U_{çix}$ qiymətinə qədər azalır, giriş gərginliyi isə $U_{gir.i} = 2\beta_{müs} \cdot U_{çix.m} > 0$ qiymətinə qədər artır.

Sxemin yeni vəziyyəti də kvazidayanıqlı olur. Əməliyyat gücləndiricisinin çıxış gərginliyinin işarəsinin dəyişməsi kondensatorun yenidən dolmasını təmin edir. Nəticədə gücləndiricinin giriş gərginliyi zaman keçdikdə azalacaqdır və $U_{gir\Theta G} = 0$ olduqda sxemin növbəti çevrilməsi baş verir, proses təkrarlanır.

Beləliklə, əməliyyat gücləndiricisinin çıxışında düzbucaqlı formada dəyişən $U_{çix1}$ gərginlik formalaşır. Kondensatordakı $U_{çix2}$ gərginliyinin forması kondensatorun dolmasının eksponensial prosesinin başlanğıc hissəsinə-üçbucaq formasına uyğun gəlir. Buradan belə nəticə alınır ki, göstərilən sxemə əməliyyat gücləndiricisinin çıxışına nəzərən avtorəqlər rejimində işləyən multivibrator, kondensatordakı gərginliyə nəzərən mişarvari gərginlik generatoru sxemləri kimi baxmaq olar. Sxemin çıxış impulslarının təkrarlanma tezliyi

$$f = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} = \frac{1}{2 \cdot R_m \cdot C_m \cdot \ln(1 + 2R_{müs2} \cdot R_{müs1})}$$

ifadəsi ilə təyin oluna bilər.

Kondensatordakı yük əslində $U_{çixmax}$ qiymətinə qədər artmalıdır, lakin $\beta \cdot U_{çix}^+$ yaxud $\beta \cdot U_{çix}^-$ olduqda çıxış signalının qütblünün dəyişməsi baş verir. Kondensatorun yüklənmə və boşalma müddətləri aşağıdakı kimi hesablanı bilər

$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln[(U_{çix}^+ + \beta \cdot U_{çix}^-) / (U_{çix}^+ - \beta \cdot U_{çix}^+)];$$

$$t_2 = R \cdot C \cdot \ln[(U_{\text{çix}}^- + \beta \cdot U_{\text{çix}}^+) / (U_{\text{çix}}^- - \beta \cdot U_{\text{çix}}^-)].$$

İmpulsların təkrarlanma periodu isə $T = t_1 + t_2$ kimi təyin olunur.

Bu sxemdə impulsların tezliyi əsasən, $R_{\text{əə}}$ rezistorunun müqaviməti və C kondensatorunun tutumu ilə müəyyən olunur. Digər tərəfdən impulsların ön və arxa cəbhələrinin formalaşmasında rol oynayan R_2 və R_1 müqavimətlərinin nisbəti sxemin bir vəziyyətdən o biri vəziyyətə keçməsinin astana (hədd) gərginliklərini müəyyən etdiyindən, rəqslərin periodu bu rezistorların müqavimətlərinin nisbətindən də asılıdır. Bu tip düzbucaqlı impuls generatorlarında temperatura görə tezliyin stabilliyini təmin etmək üçün əks əlaqə dövrəsində $R_{\text{əə}}$ –yə paralel olaraq termorezistordan, yaxud da K_i , diodlardan ibarət olan termostabilizasiya dövrəsi daxil edilir. Praktikada, tərkibində biri - birinə nəzərən iki əks istiqamətdə qoşulmuş diodlar olan və öz aralarında paralel qoşulmuş iki dövrədən ibarət olan termostabilizasiya dövrəsinə üstünlük verilir.

Bəzi hallarda işəsalma generatorunu ƏG əsasında qurulmuş loqarifmik gücləndirici istifadə etməklə qururlar. Lakin həm bu halda, həm də birkeçidli tranzistor əsasında qurulmuş relaksasiya generatoru istifadə olunduğu halda, generatorun sxeminin realizasiyası zamanı, çətin əldə olunan elementlərin əldə olunması və iş rejiminin seçilməsi özlüyündə bir sıra çətinliklər yaradır.

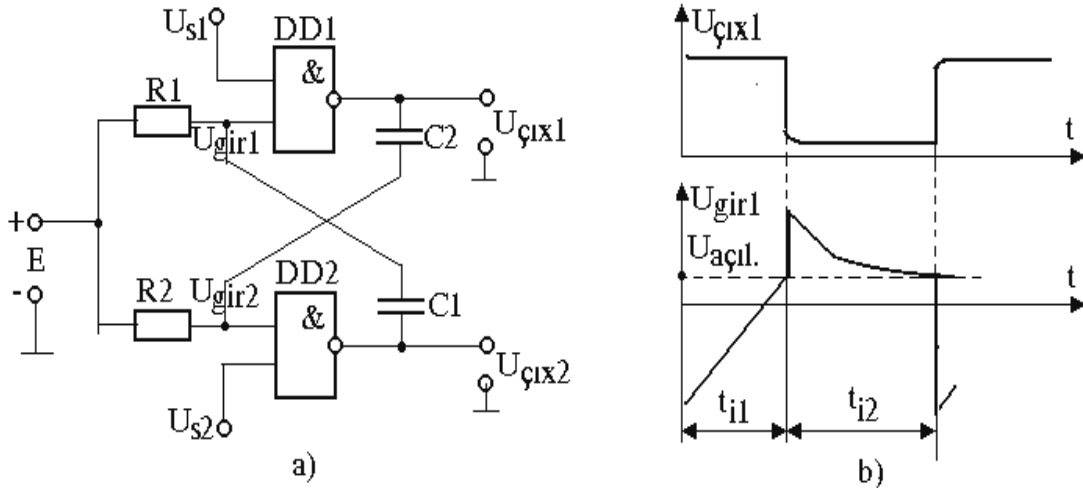
Aparılan təhlillər və təcrübi eksperimentlər göstərir ki, işlənən qurğunun verici generatorunda olduğu kimi işəsalma generatorunda da tezliyin stabilliyini təmin etmək ya kvars generatorlarına üstünlük vermək ya da ki məntiq elementləri əsasında qurulan generatorlardan istifadə etmək daha məqsədə uyğundur. Kvars əsaslı generatorlar tezliyin yüksək stabilliyini təmin etsələr də, onların tezliyini geniş diapazonda tənzimləmək və ixtiyari tezliyə kökləmək qeyri mümkündür, ya da ki, olduqca mürəkkəb bir məsələdir. Ona görə də məntiq elementləri əsasında qurulan generatorlar üçün element bazasını, işçi rejimləri düzgün seçməklə verilmiş tələbləri ödəyən generatoru qurmaq olar.

5.4.4. Məntiq elementləri əsasında qurulan multivibrator. Məntiq elementləri öz sadəliyi və istismar baxımından əlverişli olmağı ilə seçilir. Ona görə də texnikada məntiq elementləri əsasında qurulan multivibratorlar da geniş tətbiq tapmışdır. Məntiq elementlərinin quruluşu və iş prinsipinə 14-cü fəsildə ətraflı baxılır.

Avtorəqs multivibratoru. İki «Və-yox» məntiq elementi əsasında qurulmuş avtorəqs multivibratorunun sxemi və onun zaman diaqramı şəkil 5.18 – də göstərilmişdir.

Multivibrator iki müvəqqəti dayanıqlı vəziyyətə malikdir. Bu vəziyyətlərdən birində DD1 elementi bağlı ($U_{\text{çix1}}=U^1$), DD2 elementi isə açıq

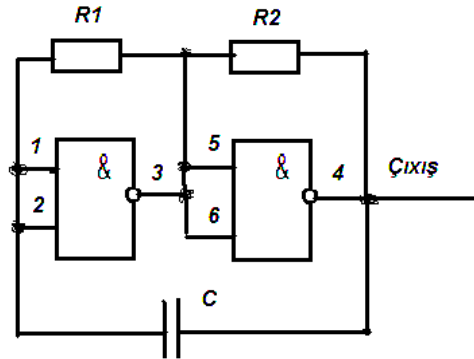
($U_{\text{çix2}}=U^0$); ikinci vəziyyətdə isə əksinə olur. Açıq elementin vəziyyətini $R_1(R_2)$ rezistoru vasitəsilə E qida gərginliyi təmin edir. $C_2 (C_1)$ kondensatorunun mənfi gərginliyi ilə element bağlanır. Multivibratorun iş prinsipi aşağıdakı kimi izah olunur.



Şəkil 5.18. Məntiq elementləri əsasında simmetrik multivibratorun sxemi

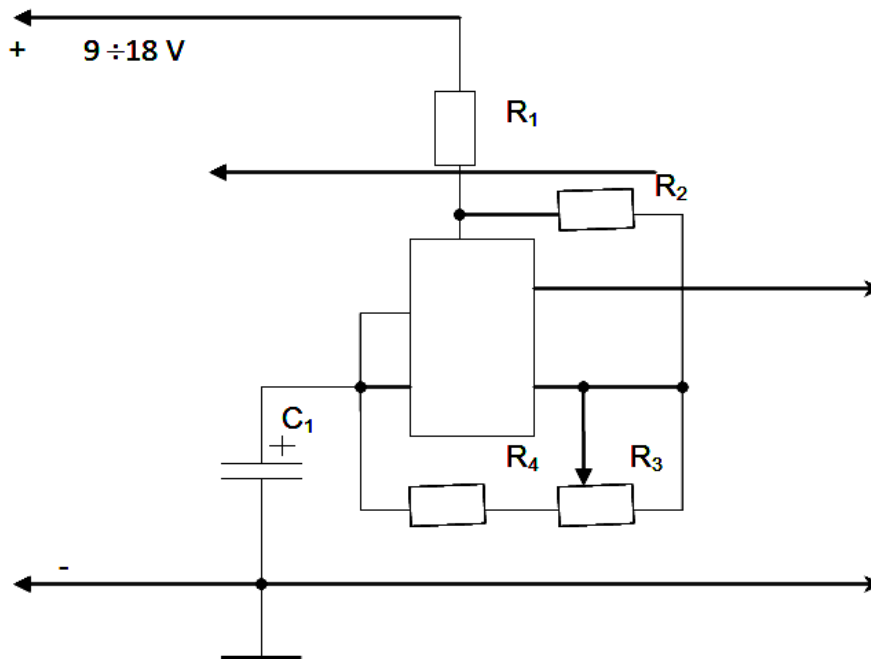
Verici generatorun parametrlərinin sabilliyini saxlamaqla, nisbətən asan əldə olunan elementlər əsasında qurulması qurğunun bütövlükdə yüksək istimsar-texniki parametrlərinin əldə olunmasına birbaşa zəmin yaradır. Bunu nəzərə alaraq bizim tərəfimizdən işlənən qurğuda verici generator mövcud standart sxem üzrə qurulmaqla yanaşı, eyni zamanda məntiq elementləri əsasında da qurulmuşdur. Verici generatorun işçi tezliyinin mümkün qədər çox götürülməsi yüksəkvoltlu yüksəldici transformatorun qabarit-çəki parametrlərini kiçiltməyə imkan yaradır. Bu eyni zamanda, xüsusi elementlər, məsələn kvars, istifadə etmədən, kiçik ölçülü, kifayət qədər parametrlərinin termostabilliyinə malik olan zamanverici radiokomponentlərin köməyi ilə verici generatoru məntiq elementləri, triggerlər və s. əsasında qurmağa imkan verir. Qeyd etmək lazımdır ki, tezliyin yuxarı qiyməti ilk növbədə yüksəldici transformatorun içliyinin tezlik diapazonu ilə məhdudlaşır. Buna görə də bir qayda olaraq işçi tezliyi 10 – 30 kHs intervalında seçirlər. Geniş yayılmış mikrosxemlərin istənilən seriyasından olan məntiq elementləri bu diapazon üçün yararlıdır. Lakin nəzərə alaraq ki, K-MOY seriyasının elementləri giriş müqavimətinin yüksək olması və qida gərginliyinin diapazonunun daha geniş (3-18V) olması baxımından daha əlverişlidir. Ona görə də bir çox hallarda verici generatorun K-MOY seriyasının mikrosxemləri əsasında (K176, K561) qurulmasına üstünlük vermək daha məqsədəuyğundur. Bu zaman tezliyin sabilliyini təmin etmək üçün K73-17 markalı kondensatorlardan istifadə etmək olar. Bu seriyadan olan

mikrosxemlərin məntiq elementləri əsasında qurulan bir verici generatorun sxemi şəkil 5.19-da verilmişdir. K561LA7 mikrosxeminin seçilməsi VƏ-YOX məntiq elementlərinin ikisini verici generator üçün, qalan ikisini isə işəsalma generatoru üçün istifadə etməyə imkan verir.



Şəkil 5.19. K561LA7 markalı mikrosxemin VƏ_YOX məntiq elementləri əsasında qurulan düzbucaqlı impuls generatorunun sxemi.

Bir sıra qurğularda verici düzbucaqlı impuls generatorunu NE555P seriyalı və onun analoqu olan taymerlər əsasında qururlar. Bu ilk növbədə taymerin tezliyinin kifayət qədər stabilliyi və nisbətən geniş diapazonda tənzimlənmə bilmək xüsusiyyəti ilə bağlıdır. NE555 mikrosxemi əsasında qurulan verici generatorun sxemi şəkil 5.20-də göstərilmişdir.



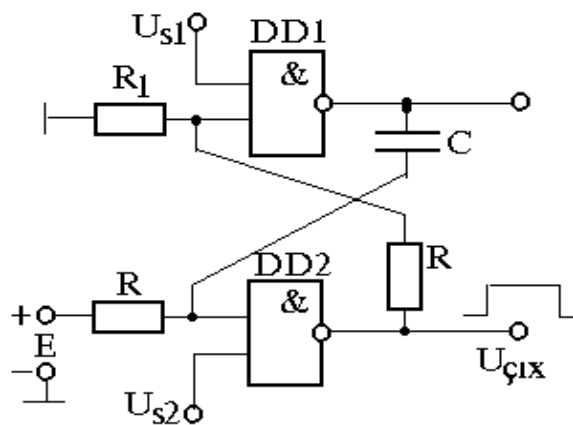
Şək. 5.20. NE555P mikrosxemi əsasında qurulan düzbucaqlı impuls generatoru.

Gözləyən multivibrator. «Və-yox» məntiq elementləri əsasında qurulmuş gözləyən multivibratorun sxemi şəkil 5.21-də verilmişdir.

Qurğunun ilkin dayanıqlı vəziyyətində DD1 elementi bağlı, DD2 elementi isə açıqdır. C kondensatoru dolmuş vəziyyətdədir. U_{C1} girişinə verilən müsbət pütblü impuls DD1 elementini açır, bu isə öz növbəsində DD2 elementini bağlayır. Multivibrator belə müvəqqəti dayanıqlı vəziyyətdə, kondensatorun DD2 elementinin açılma bilməsi üçün lazım olan hədd gərginliyinə qədər boşalması müddətində qalır. DD2 elementi açılan andan seləoxşar regenerativ proses nəticəsində DD2 elementi tam açılır, DD1 elementi isə bağlanır. Çıxışda impulsun ($U_{çix2}$) davam etmə müddəti

$$t_i = \tau \ln[(E+U')/(E-U_{ot})]$$

ifadəsi ilə təyin edilir. E gərginliyi DD2 elementinin ilkin vəziyyətdə açıq saxlamaq üçündür.



Şəkil 5.21. Gözləmə rejimində işləyən multivibratorun sxemi

5.5. İmpulsların formalaşdırılması və generasiya edilməsi

İmpuls və rəqəmli radiotexniki qurğulara təsir edən impuls siqnalları adətən düzbucaqlı impulslar ardıcılığından ibarət olur. Tələb olunan parametrlərə malik olan impuls siqnallarını iki üsulla əldə etmək olar.

1. Formalaşdırma yolu ilə
2. Generasiya yolu ilə

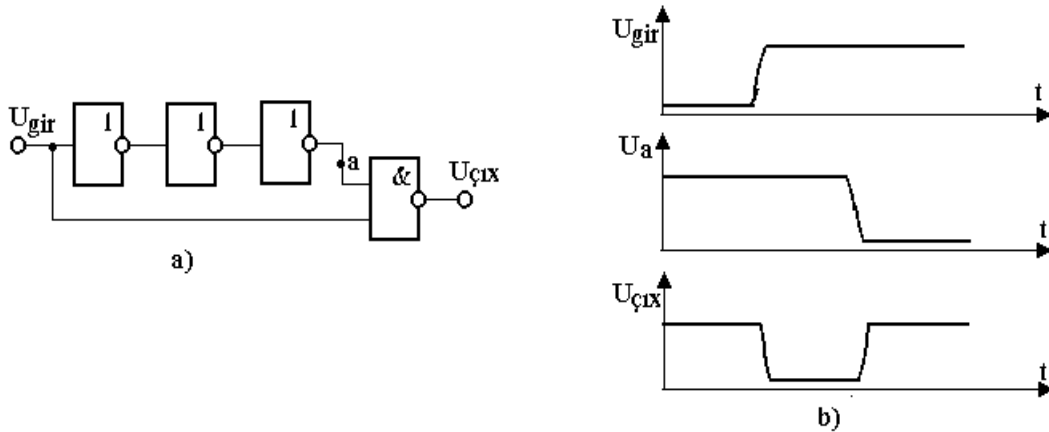
İmpulsların formalaşdırılması ilkin siqnalın parametrlərini tələb olunan impulsun parametrlərinə uyğun dəyişdirilməsindən ibarətdir. İlkin siqnallar kimi sinusoidal rəqslər və parametrləri tələb olunan parametrlərdən fərqlənən impulslar ardıcılığı istifadə oluna bilər.

İmpulsların generasiya edilməsi qıda gərginliyi enerjisinin tələb olunan impuls ardıcılığının və ya tək-tək impulsların enerjisinə avtonom çevrilməsindən ibarətdir.

5.5.1. Qısa impulsların formalaşdırılması. Qısa impulslar impuls generatorlarının, triggerlərin işəsalınması üçün istifadə olunur. Qısa impulsların alınmasının sadə üsulu diferensiallayıcı RC dövrəsindən istifadə olunmasıdır.

Rəqəm qurğularında qısa impulsları siqnalın İMS – dən keçməsi zamanı yaranan gecikmə müddətlərindən istifadə etməklə formalaşdırmaq olar. Belə formalaşdırıcı tək sayda invertorlardan və bir «Və-yox» elementindən təşkil oluna bilər (şəkil 5.22.). «Və-yox» elementinin girişlərinə U_{gir} siqnalı və sonuncu invertorun çıxışındakı U_a gərginliyi verilir. Bu gərginlik invertorların gecikmə müddətlərinin cəmi qədər gecikmiş olur. Formalaşdırıcının çıxışında davam etmə müddəti bu gecikməyə uyğun olan impuls formalaşdırılmış olur.

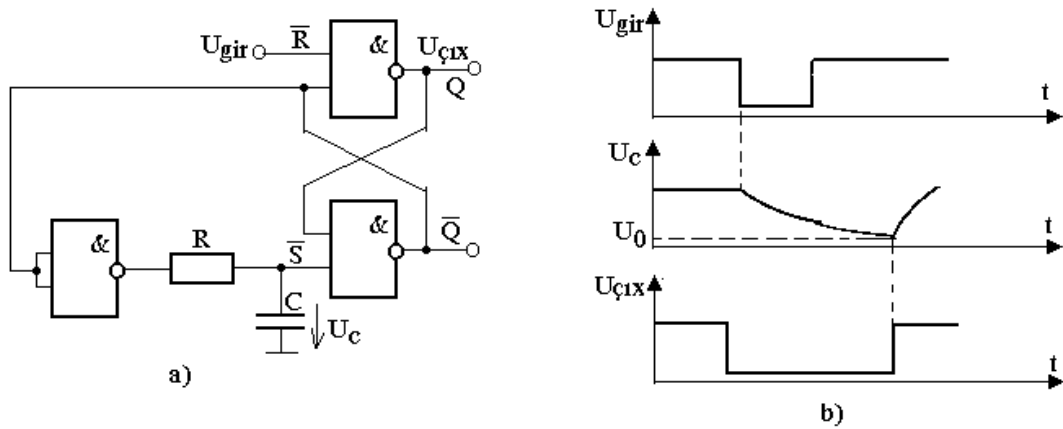
5.5.2. İmpuls genişləndiricisi. İmpuls genişləndiriciləri impuls qeydedici qurğularda, rəqəm məlumatlarının ötürülməsi qurğularındakı qısa impulsların davam etmə müddətlərini artırmaq üçün istifadə edilir. Bu məqsəd üçün inteqrallayıcı RC dövrlərindən istifadə edilə bilər. İmpuls genişləndiricisinin sxemlərindən biri şəkil 5.23-də verilmişdir.



Şəkil 5.22. Məntiq elementləri əsasında qısa impuls formalaşdırıcısı (a) və onun zaman diaqramı

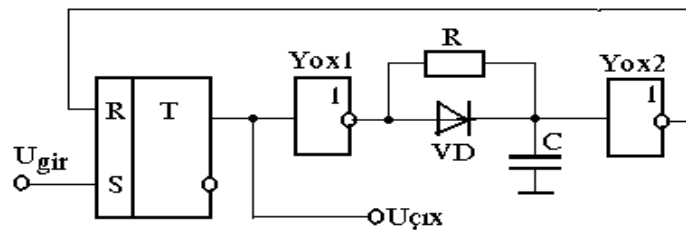
Bu qurğu iki «Və-yox» elementi üzərində yığılmış RS triggerindən, RC dövrəsindən və üçüncü «Və-yox» elementindən təşkil edilmişdir. İlkin halda triggerin çıxışları $\bar{Q}=0, Q=1$ vəziyyətindədir. C kondensatoru R vasitəsilə üçüncü «Və-yox» elementinin çıxışındakı yüksək gərginlik hesabına dolmuş olur. Girişə verilən qısa müddətli impuls triggeri müvəqqəti dayanıqlı vəziyyətə çevirir ($\bar{I}=1, I=0$) Bu zaman RC dövrəsinin girişindən yüksək potensial ani olaraq götürülür, kondensatordakı U_C gərginliyi tədricən azalmağa başlayır. Bu gərginlik azalaraq «Və-yox» elementinin U_0 bağlanma gərginliyinə çatdıqda,

trigger yenidən ilkin vəziyyətə qayıdır. Çıxışda davam etmə müddəti kondensatordakı gərginliyin U_0 qiymətinə qədər azalma müddətinə bərabər olan impuls formalaşır.



Şəkil 5.23. İmpuls genişləndiricisi

5.5.3. Zaman intervalı formalaşdırıcısı. Böyük olmayan zaman intervallarını müəyyən bir gərginliyi kondensatorda toplamaqla və bu gərginliyi lazım olan müddətdə hər hansı bir hədd qiymətinə qədər azaltmaqla almaq olar. Zaman intervalı formalaşdırıcısının bu prinsipə əsaslanan sxemi şəkil 5.24-də verilmişdir. Sxemin iş prinsipi aşağıdakı kimidir. İlkin vəziyyətdə «Yox2» elementinin çıxışındakı yüksək gərginlik triggerin ilkin vəziyyətini təmin edir. «Yox1» elementinin çıxışında yaranmış yüksək gərginlik hesabına C kondensatoru VD diodu vasitəsi ilə bu gərginlikdən ani müddətdə dolur. Bu halda «Yox2» invertorunun çıxışında aşağı səviyyəli gərginlik yaranır və triggerin R girişindəki yüksək gərginlik götürülür.



Şəkil 5.24. Məntiq elementlərində impuls genişləndiricisi

Girişə işəsalma impulsu təsir etdikdə trigger vəziyyətini dəyişir. Onun düz çıxışında və o cümlədən, sxemin çıxışında impulsun ön cəbhəsi yaranır. «Yox1» invertoru aktiv rejimə keçir, yəni onun tranzistoru doyma rejiminə keçir. Kondensator R müqaviməti və «Yox1» elementi vasitəsi ilə tədricən boşalır. Boşalma prosesi, kondensatordakı gərginlik «Yox2» elementinin giriş signalının

U^0 səviyyəsinə bərabər olana qədər davam edir. Kondensatordakı gərginliyin $U_J=U^0$ qiymətində «Yox2» elementinin çıxışında «1» səviyyəli siqnal alınır ki, bu da triggeri ilkin vəziyyətə qaytarır və çıxış impulsunun arxa cəbhəsi formalaşır. Çıxış impulsunun davam etmə müddəti kondensatorun boşalma müddəti ilə müəyyən edilir və

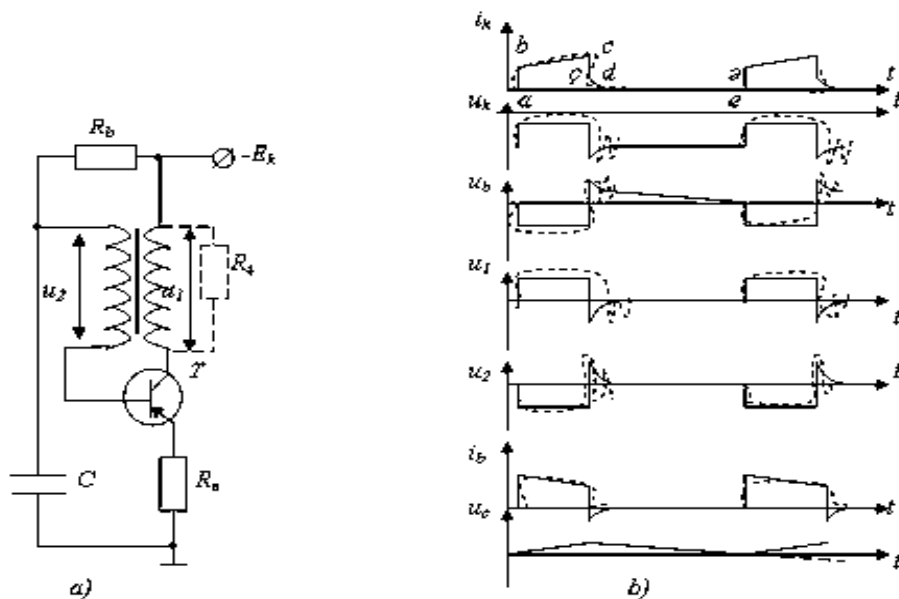
$$T_u = C(R_1+r_{ket})+2t_3+\tau_i$$

ifadəsi ilə hesablanır. Burada r_{ket} - «Yox» elementlərinin çıxış tranzistorunun açıq kollektor - emitter keçidinin müqavimətidir; t_3 - «Yox» elementində siqnalın gecikmə müddətidir və bu sxem üçün 500 nsan təşkil edir; τ_i - parazit tutumlar hesabına əmələ gələn gecikmə müddətidir və bu sxem üçün 4-5 mksan olur.

5.5.4. Blokinq – generatorlar. Adətən böyük dərinliyə malik olan qısamüddətli, düzbucaqlı, kifayət qədər güclü impulslar generasiya etmək üçün nəzərdə tutulmuş, transformator əlaqəli güclü müsbət əks-rabitəli bir kaskadlı tranzistor gücləndiricisi əsasında yaradılmış relaksasiya generatoru *blokinq – generator* (bloklayıcı generator) adlanır. Bəzən ədəbiyyatda blokinq-generatorlara transformator-tutum əlaqəli impuls avtogeneratorları da deyilir.

Bundan əlavə, blokinq-generatorlar sinxronlaşdırıcı generatorlar, müqayisəedici qurğular, məntiq elementləri və s. kimi də tətbiq olunur. Multivibratorlar kimi blokinq-generatorlar da avtorəqs, gözləmə və sinxronlaşma rejimlərində işləyə bilər.

Şəkil 5.25, a-da avtorəqs rejimində işləyən tranzistorlu blokinq-generatorun sadə sxemi və 5.25, b-də onun zaman diaqramları verilmişdir.



Şək. 5.25. avtorəqs rejimində işləyən tranzistorlu blokinq-generatorun sadə sxemi (a) və onun zaman diaqramları (b)

Blokinq-generatorda baş verən fiziki proseslər mürəkkəbdir və onların ətraflı tədqiqi kifayət qədər çətinidir. Bu çətinlik hər şeydən əvvəl onunla əlaqədardır ki, blokinq-generatorda aktiv elementlər nisbətən böyük gərginlik və cərəyanlarda açar rejimində işləyir. Digər tərəfdən, sxemin tərkibində eyni zamanda kondensator və transformator kimi iki enerji toplayıcı element vardır.

Blokinq-generatorda baş verən prosesləri bir qədər ətraflı nəzərdən keçirək.

Sxem, şəkildə göstərildiyi kimi, e.h.q. mənbəyinə qoşulduqda, tranzistorun bazasına mənbəyin potensialına bərabər mənfə potensial düşdüyündən, tranzistor açılır və onda i_k kollektor cərəyanı yaranır.

Bu cərəyan tranzistorun kollektoruna qoşulmuş transformatorun birinci dolağından keçərək onun ikinci dolağında və həmçinin tranzistorun bazasında $U_m = nU_1$ -ə bərabər əlavə mənfə potensial yaradır (burada n-transformatorun transformasiya əmsalıdır). Tranzistorun bazasına verilən bu əlavə mənfə potensial i_b baza cərəyanının artmasına və nəticədə i_k kollektor cərəyanının da artmasına səbəb olur.

Beləliklə, transformator vasitəsilə həyata keçirilən bu cür müsbət əksrabitə nəticəsində *düzünə blokinq-proses* adlanan selşəkilli proses yaranır. Bu prosesə sərf olunan çox kiçik zaman blokinq-generatorun çıxışında alınan impulsun ön cəbhəsinin formalaşmasına uyğun gəlir.

Blokinq-generatoru xarakterizə edən parametrlər sıçrayışla dəyişir. Şəkil 5.25, b-də tranzistorun kollektorunda, bazasında gərginlik və cərəyanların, eləcə də transformatorun birinci və ikinci dolaqlarında və C kondensatorunda gərginliklərin dəyişməsi diaqramları göstərilmişdir. Yuxarıda deyilən blokinq-prosesə uyğun olan sıçrayış qrafiklərdə ab hissəsi ilə göstərilmişdir. $i_k > \beta i_b$ şərti ödənildikdə tranzistor doyma rejiminə keçir, baza özünün idarəetmə rolunu itirir, müsbət əks rabitə kəsilir və impulsun formalaşması mərhələsi başa çatır.

Sıçrayışın sonunda sistemdə gərginliyin və cərəyanın qiymətlərini sıçrayış müddəti ərzində kondensator və transformatorunda toplanan enerjinin sabit qalması şərtindən təyin etmək olar:

$$W_C = \frac{1}{2} C U_C^2,$$

$$W_L = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 - M i_1 i_2.$$

Burada C-kondensatorun tutumu, U_C -onun lövhələri arasındakı potensial fərqi, i_1 , i_2 - uyğun olaraq transformatorun birinci və ikinci dolaqlarından keçən cərəyanlar, L_1 , L_2 -bu dolaqların induktivlikləri, M-

qarşılıqlı induksiya əmsalıdır. Baxdığımız halda $\chi = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \approx 1$ olduğundan $M = \sqrt{L_1 L_2}$ olar. Digər tərəfdən $L_1 L_2 = n^2$. Bunları nəzərə alsaq, $W_L = \frac{1}{2} L_1 (i_k - n i_b)^2$ alarıq. Beləliklə, i_k və i_b cərəyanları kəskin dəyişdikdə, transformator da yığılan enerji dəyişməz qaldığından, $i_k - n i_b = i_m = \text{const}$ yazmaq olar; burada i_m – maqnitlənmə cərəyanıdır. Sıçrayış müddətində və ondan sonra keçən kiçik zamanda $i_m = 0$ olduğundan, düzünə blokinq prosesi üçün

$$i_k = n i_b$$

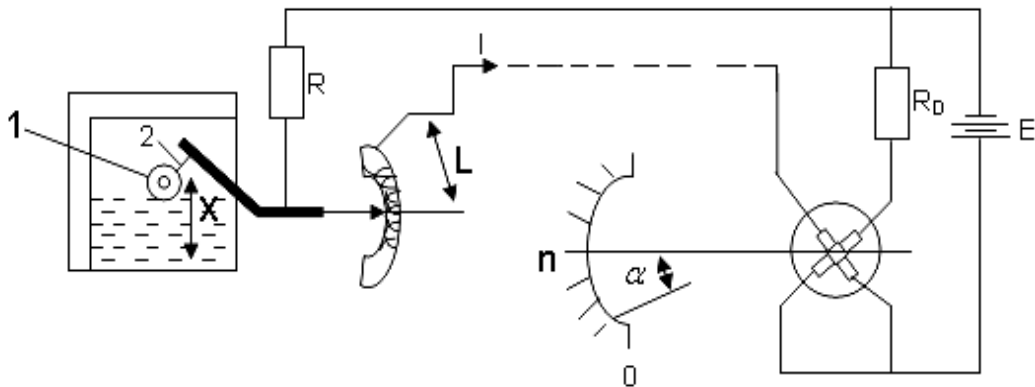
olur.

Qeyd: İmpuls formalaşdırıcı qurğuların qurulmasında istifadə olunan elektron cihazlarının, o cümlədən, tranzistorların, əməliyyat gücləndiricilərinin və mikrosxemlərin şərti qrafiki işarələnməsi **əlavə 1**-də və ən geniş tətbiq olunan cihazların əsas parametrləri, istismar şərtləri tətbiq sahələri **əlavə 2**-də, **əlavə 3**-də isə yarımkeçirici elektron cihazlar və onlar əsasında elektron qurğularının, o cümlədən, impuls qurğularının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlilinə misallar verilmişdir.

FƏSİL 6. QEYRİ – ELEKTRİK KƏMİYYƏTLƏRİ ELEKTRİK KƏMİYYƏTLƏRİNƏ ÇEVİRƏN ELEKTRON QURĞULAR

Qeyri – elektrik kəmiyyətlərin elektrik siqnallarına çevrilməsi prosesində qeyri – elektrik kəmiyyətləri elektrik siqnallarına çevirən qurğular – çeviricilər mühüm rol oynayır. Belə çevrilmələrə temperatura uyğun olaraq E.H.Q.-si dəyişən termocütləri; işıq selinə uyğun elektrik cərəyanı yaradan fotoelementləri; sürüngəcin xətti və ya bucaq yerdəyişməsinə uyğun olaraq müqaviməti dəyişən reostat çeviricilərini aid etmək olar.

Qeyri – xətti X kəmiyyətinin elektrik cihazı ilə ölçülməsi prinsipinə təyyarənin (avtomobilin) bakındakı benzinin səviyyəsinin ölçülməsi təmsalində baxmaq olar (şəkil 6.1)



Şəkil 6.1. Benzin bakında səviyyənin ölçülməsi sxemi

Bakdakı benzinin səviyyəsi, yəni X kəmiyyəti, üzgəc (1) vasitəsi ilə müəyyən edilir. Üzgəcin şaquli vəziyyətdə yerinin dəyişməsi R reostatının dəstəyinin (2) otürücüsü vasitəsilə yerdəyişməsinə səbəb olur. Beləliklə, qurğunun bu hissəsi ölçülən X kəmiyyətinin qiymətinin reostatın dəstəyinin ℓ yerdəyişməsindən birqiymətli asılılığını təmin edir, yəni $R = \varphi(\ell)$. Qurğunun elektrik ölçü dövrəsi cərəyanın R müqavimətindən birqiymətli asılılığını təmin edir. Odur ki, elektrik ölçü cihazının göstəricisi bilavasitə ölçülən kəmiyyətin X qiymətlərinə uyğun olaraq bölünə bilər.

Əgər E mənbəyi gərginliyin sabitliyini təmin etmirsə, bu halda, göstərici kimi loqometrdən istifadə etmək olar. Bu halda reostat çeviricinin R müqaviməti ilə şkalanın α fərqlənməsi arasındakı birqiymətli əlaqə (əlavə R_D müqavimətinin sabitliyi şərti daxilində) E gərginliyinin dəyişməsi hallarında da gözləniləcəkdir.

Qeyri – elektrik kəmiyyətlərinin elektrik cihazları ilə ölçülməsi sisteminin strukturu ayrı-ayrı ölçü çeviricilərindən təşkil edilir. Məsələn, benzinin səviyyəsinin ölçülməsi halında ölçü çeviriciləri ardıcılığı

$$X \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow I \rightarrow \alpha \rightarrow n$$

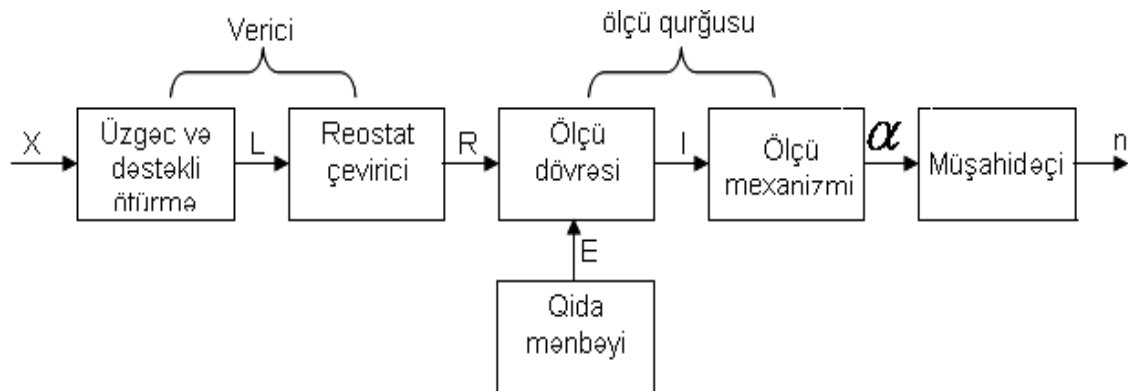
dövrəsi şəklində göstərilə bilər. Buna uyğun struktur sxem şəkil 6.2 - də göstərilmişdir.

Burada $\alpha \rightarrow n$ çevrilməsi göstərişin müşahidəçi tərəfindən vizual nəzarətdən istifadə etməklə və ya qeydedici cihazlarda insanın iştirakı olmadan avtomatik olaraq sayılmasından və qeyd edilməsindən ibarətdir.

Qeyri – elektrik kəmiyyətlərinin elektrik ölçülməsi üçün cihazlar konstruktiv cəhətdən 3 müstəqil qovşağa bölünürlər: verici (çevirici), ölçü qurğusu və göstərici (qeydedici). Bu qovşaqlar ayrı-ayrılıqda yerləşdirilə bilirlər və ya öz aralarında müxtəlif əlaqə xətti vasitəsi ilə əlaqələndirilə bilirlər.

Çevirici cihazın vericisi (datçiki) bilavasitə ölçmə obyektində yerləşdirilən müxtəlif çeviricilərin konstruktiv yığımına deyilir.

Çeviricinin xarakteristikası çıxış kəmiyyətinin giriş kəmiyyətindən olan asılılığı funksiyasından ibarətdir və analitik ifadə və ya qrafik vasitəsilə verilə bilər. Adətən, çalışırlar ki, xarakteristika xətti olsun, yəni giriş və çıxış kəmiyyətlərinin asılılığı düz mütənasib olaraq dəyişsin.



Şəkil 6.2. Qeyri – elektrik kəmiyyətlərinin elektrik cihazları ilə ölçülməsi sisteminin strukturu

Çeviricinin $\alpha = \varphi(X)$ xətti xarakteristikasını qurmaq üçün iki parametr: çıxış kəmiyyətinin giriş kəmiyyətinin sıfır qiymətinə uyğun olan başlanğıc α_0 qiyməti və xarakteristikanın nisbi meyliyin göstəricisi olan $S = \Delta\alpha / \Delta X$ dikliyi kifayətdir (şək.6.3). Nisbi meyliyin göstəricisi S, bəzən, çeviricinin

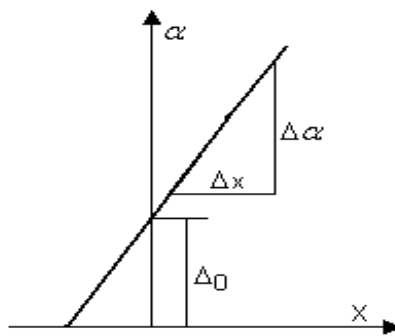
hissetmə qabiliyyəti adlanır və giriş-çıxış kəmiyyətlərinin təbiətindən asılıdır (Om/mm, mV/dər., mA/lm, Hs/V, dövr/san və s.).

Qeyri – elektrik kəmiyyətlərin ölçü çeviricilərinin növləri aşağıdakılardır:

1) Kontakt çeviriciləri. Burada ölçülən mexaniki yerdəyişmə elektrik dövrəsini idarə edən kontaktların açılıb və ya bağlanmasına çevrilir.

2) Reostat çeviriciləri. Burada reostatın dəstəyi ölçülən qeyri-elektrik kəmiyyətin qiymətinə uyğun olaraq yerini dəyişir. Reostat çeviricilərin giriş kəmiyyətləri dəstəyin xətti və ya bucaq yerdəyişməsi olur.

3) Tenzomüqavimətlər. Tenzomüqavimətlərin iş prinsipi tenzoeffekt hadisəsinə əsaslanır. Belə ki, naqıl mexaniki deformasiyaya uğradıqda (naqılın uzunluğu dəyişdikdə) onun aktiv müqaviməti dəyişir.



Şəkil 6.3. Çeviricinin xətti xarakteristikası

4) Tutum çeviriciləri. Tutum çeviricisi kondensatordan, məsələn, tutumu $c = \varepsilon \cdot S / \delta$ ilə ifadə olunan müstəvi kondensatordan ibarətdir. Tutum çeviriciləri müxtəlif qeyri – elektrik kəmiyyətlərinin 4 istiqamətdə dəyişməsi hallarında istifadə oluna bilər. Belə ki, ölçülən qeyri – elektrik kəmiyyəti kondensatorun köynəkləri arasındakı δ məsafəsi; köynəyin S səthi; dielektrik nüfuzluq ε əmsalı; kondensatorun dielektrik itkiləri ilə funksional əlaqədə ola bilər.

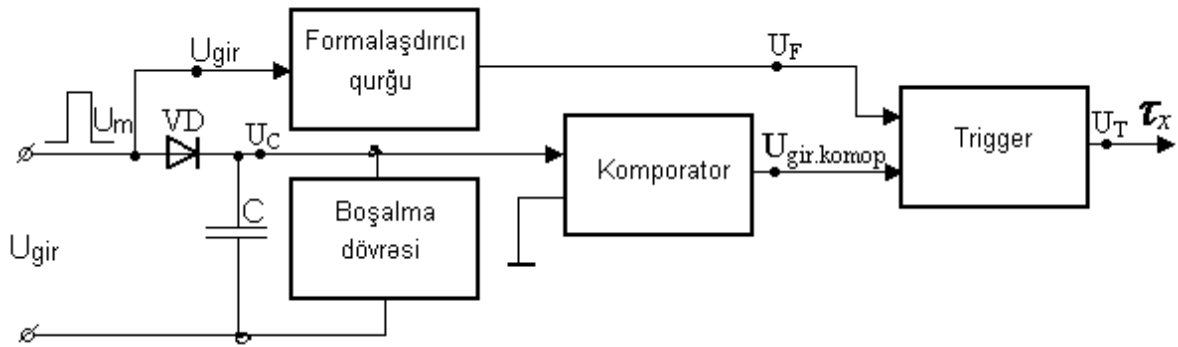
5) Pyezoelektrik çeviricilər. Bu çeviricilər pyezoelektrik effektinə əsaslanıb. Düzünə və əksinə pyezoelektrik effektlər mövcuddur. Düzünə pyezoelektrik effekti mexaniki gərginlik təsiri altında bəzi dielektriklərin tillərində elektrik yüklərinin yaranması ilə əlaqədardır. Əksinə pyezoelektrik effekt elektrik sahəsində yerləşdirilmiş pyezoelektrik materialın həndəsi ölçülərinin dəyişməsi ilə əlaqədardır. Pyezoelektrik material kimi kvars, titanat barium, seqnet duzu, dihidrofosfatammonium, kalium dihidrofosfat, turmalin, etilendiamintatrat kimi materiallardan istifadə edirlər.

6) Elektret çeviriciləri. Elektret sabit polyarizasiyaya malik dielektriklərə deyilir. Belə dielektriklər əks tərəflərində müxtəlif yüklərə malik olurlar və bu

yüklər uzun müddət ərzində saxlanılır. Elektretlər dielektrikə güclü elektrik sahəsinin təsiri ilə alınır.

6.1. Gərginlik – zaman çeviriciləri .

Gərginlik impulsunun U_m amplitudunun zaman intervalına çevrilməsi aşağıdakı struktur sxemlə həyata keçirilə bilər (şəkil 6.4).



Şəkil 6.4. Gərginlik – zaman çeviricisinin struktur sxemi

Müsbət giriş impulsu VD diodu vasitəsi ilə tutumu böyük olmayan kondensatoru doldurur. Dolmanın zaman sabiti giriş impulslarının davam etmə müddətlərindən bir neçə dəfə az olduğundan kondensator ani müddət ərzində U_m qiymətinə qədər dolur. İmpulsun kəsilməsi ilə kondensator boşalmağa başlayır və kondensatordakı U_c gərginliyi

$$U_c(t) = U_m - kt$$

qanunu ilə dəyişir. U_c gərginliyi eyni zamanda komparatorun birinci girişinə verilir. Komparatorun ikinci girişi yerin sıfır potensialına qoşulur.

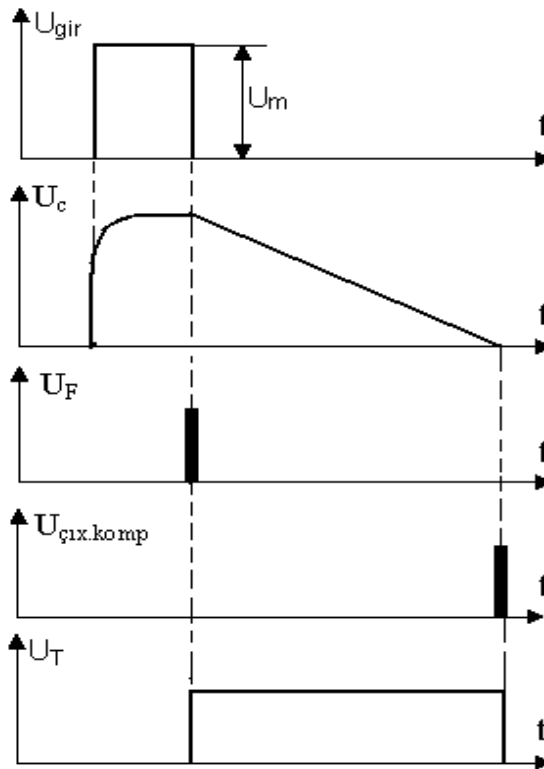
Sxemdən görüldüyü kimi, giriş impulsu eyni zamanda formalaşdırıcı qurğuya da təsir edir. İmpulsun arxa cəbhəsinə uyğun zaman anında trigger işçi vəziyyətə (çıxışında yüksək potensial) keçir. Kondensatordakı gərginlik azalaraq sıfır potensialına yaxınlaşdıqda, komparator işə düşür və özünün çıxış signalı ilə triggeri ilkin vəziyyətə qaytarır. Beləliklə, trigger, kondensatorun $t=U_m/k$ ($U_c(t)=U_m-kt=0$) boşalma müddətində işçi vəziyyətdə qalaraq $\tau_x = t = U_m / k$

zaman intervalını formalaşdırır (şəkil 6.5). τ_x zaman intervalını rəqəm formasında qeyd etmək lazım gələrsə, bu zaman intervalını nümunəvi tezliyə malik impulslarla doldurmaqla rəqəmə çevirmək olar.

İmpulsun arxa cəbhəsi ilə iş düşən triggerlərdən istifadə olunan hallarda formalaşdırıcı qurğunu sxemdən kənar etmək olar.

6.2. Gərginlik - tezlik çeviriciləri

Gərginliyin tezliyə çevrilməsinin müxtəlif üsulları mövcuddur. Gərginlik - tezlik çeviricisinin, gərginliklə idarə olunan sabit cərəyan generatoru vasitəsi ilə kondensatorun dolmasına əsaslanan struktur sxemi gərginliyi idarə olunan cərəyan generatorundan, kondensatordan, müqayisə qurğusundan, formalaşdırma sxemindən və açardan ibarətdir.



Şəkil 6.5. Gərginlik – zaman çeviricisinin zaman diaqramı

Cərəyan generatoru C kondensatorunun səviyyəsi U_D dayaq gərginliyi ilə müəyyən olunan hədd gərginliyinə qədər xətti qanunla dolmasını təmin edir. Kondensatordakı gərginlik U_D qiymətinə çatdıqda müqayisə sxemi öz vəziyyətini dəyişir və formalaşdırıcı sxemi işə salır (şəkil 6.6).

Formalaşdırıcı sxem bir dayanıqlı vəziyyətə malikdir (təkvibrator) və davam etmə müddətləri dəyişməz qalan çıxış impulslarını formalaşdırır. Müqayisə sxeminin çıxışında eyni zamanda K açarının kontaktlarını qapayan idarə impulsu da formalaşır. Qapanmış açar kondensatorun boşalması prosesini təmin edir. Sonra proses təkrarlanır. Əgər cərəyan generatorunun çıxış $I_{çix}$

cərəyanı giriş U_{gir} gərginliyinə mütənasib olarsa, belə sxem gərginliyi tezliyə çevirməyə imkan verir. İstənilən t zaman anında kondensatordakı gərginlik üçün (açar açıq olduqda)

$$U_C = i \cdot t / C$$

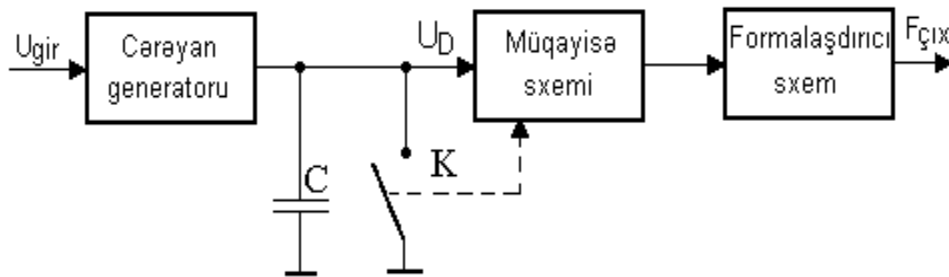
yazmaq olar. Kondensatordakı U_C gərginliyi özünün U_D hədd qiymətinə çatması üçün lazım olan τ müddəti

$$\tau = \frac{U_D \cdot C}{K \cdot U_{gir}}$$

ilə müəyyən edilə bilər. Burada K – giriş gərginliyi ilə generatorun çıxış cərəyanı arasındakı mütənasiblik əmsalıdır. τ qiymətini bilməklə çıxış tezliyinin giriş gərginliyindən asılılığını

$$F_{\text{çu}} = \frac{1}{\tau} = \frac{K \cdot U_{gir}}{U_D \cdot C}$$

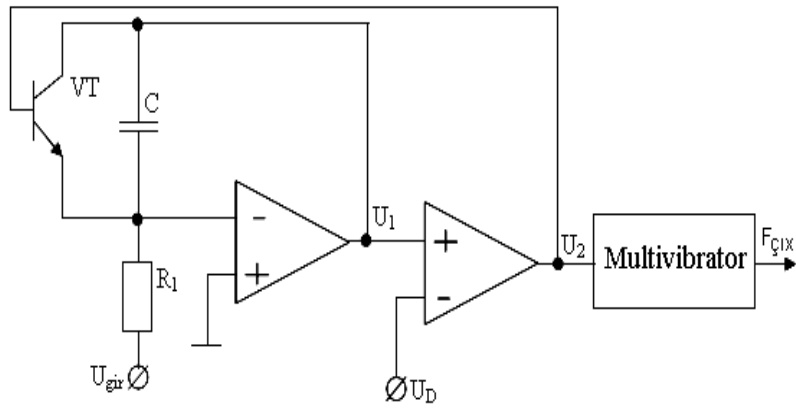
ifadəsi ilə müəyyən etmək olar.



Şəkil 6.6. Gərginlik - tezlik çeviricisinin struktur sxemi

Qeyd etmək lazımdır ki, real halda kondensatorun boşalma müddəti sıfırdan fərqlidir və hər sxem üçün dəyişməzdir (sabitdir). Bu isə verilmiş ifadə ilə tezliyin təyin edilməsində əlavə xəta yaradır. Bu xəta yüksək tezliklərdə çoxalır.

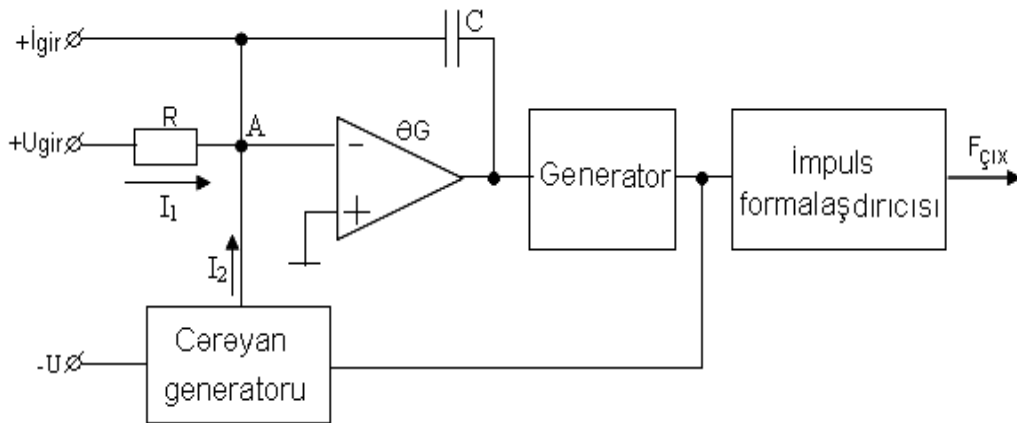
Gərginliyin tezliyə çevrilməsi üçün ƏG-lərdə yaradılan inteqrallayıcı və kondensatora paralel qoşulmuş bipolyar tranzistordan istifadə etmək olar (şəkil 6.7). Tranzistor kondensatorun sürətlə boşalmasına imkan yaradır. Burada da çıxış impulslarını formalaşdırmaq üçün bir dayanıqlı vəziyyətə malik multivibratordan istifadə etmək olar.



Şəkil 6.7. Əməliyyat gücləndiricilərində gərginliyin tezliyə çevrilməsi sxemi

Çeviricinin çıxış signalının tezliyinin dəyişməsinin yüksək xəttliliyini almaq üçün inteqrallayıcı kondensatorun dolmasının kompensasiya edilməsi üsulundan istifadə etmək lazımdır (şəkil 6.8).

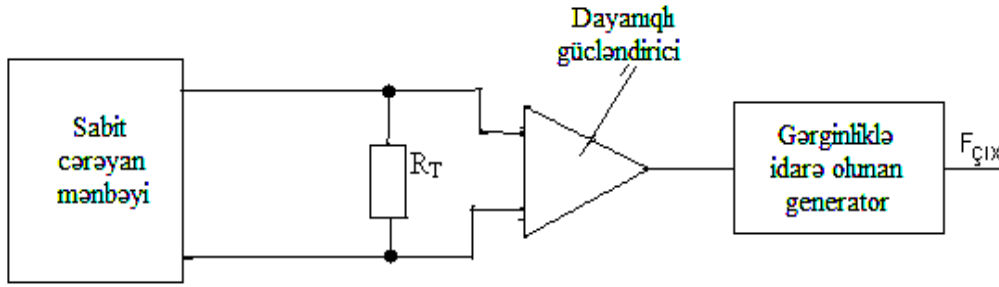
Burada əməliyyat gücləndiricisinin girişinə gərginlik və ya cərəyan (I_1) verilir. Əməliyyat gücləndiricisinin çıxış signalı çox dəqiq G generatoruna daxil olur. G işə düşür və çıxış impulsarı ilə cərəyan impulsarı generatoru idarə olunur. Cərəyan impulsarı I_2 giriş signalı ilə inteqratorun əks əlaqə signalının cəmlənməsi nöqtəsinə (A) verilir. Cərəyan impulsarı işarəcə giriş cərəyanının əksinədir. Cərəyan impulslarının təkrarlanma tezliyi elə seçilir ki, inteqrallayıcının müsbət giriş cərəyanı tamamilə kompensasiya oluna bilsin. Çeviricinin çıxışında impulsarı formalaşdırın sxem nəzərdə tutulmuşdur.



Şəkil 6.8. Yüksək xəttliliyi təmin edən çeviricinin sxemi

6.3. Temperatur – tezlik çeviricisi

Temperatur – tezlik çeviriciləri gərginlik – tezlik çeviriciləri əsasında yaradılır. Belə çeviricinin struktur sxemi şəkil 6.9 - da göstərilmişdir.



Şəkil 6.9. Temperatur – tezlik çeviricisinin struktur sxemi

Çeviricinin iş prinsipi gərginliklə idarə olunan aşağı tezlik generatorunun yaratdığı rəqslərin tezliyinin termorezistorun R_T müqavimətinin temperatur təsirindən dəyişməsindən olan asılılığına əsaslanmışdır.

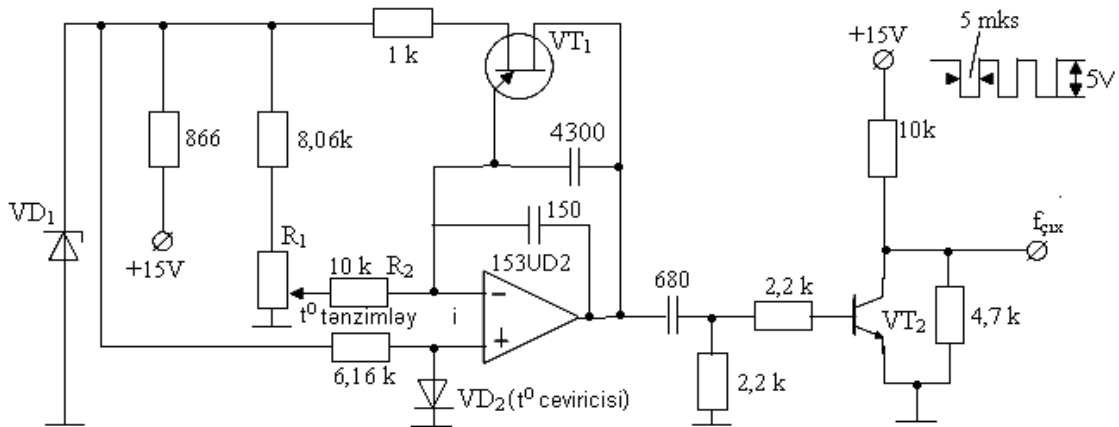
Termorezistor əvəzinə diod temperatur çeviricisindən istifadə etmək olar. Bu üsulla yaradılan temperatur – tezlik çeviricisi, məsələn, D9 tipli diod üzərində yaradılan temperatur çeviricisi $0\div 100$ °C temperatur diapazonunu $\pm 0,1$ °C dəqiqliklə ölçməyə imkan verir (şək. 6.10).

Əməliyyat gücləndiricisi (ƏG) inteqrallayıcı funksiyasını yerinə yetirir. İnteqrallayıcı dövrədəki 150 nF tutuma malik kondensatorun köməyi ilə düzünə kompensasiya (əvəzetmə) yolu ilə temperatur dəyişmələrini böyük sürətlə izləmək mümkün olur. 4300 nF tutuma malik kondensator -10 V – a qədər dolduqda inteqrallayıcı bir keçidli VT1 tranzistoru vasitəsilə ilkin vəziyyətə qaydır. VD1 diodu 6,2 V dayaq gərginliyi formalaşdırır və temperaturun “sıfır” və “maksimum” qiymətlərinə uyğun stabil dayaq gərginliyini təmin edir (bu gərginlik həmçinin birkeçidli tranzistorun açılmasının hədd gərginliyini təmin edir). Bu diod, həmçinin VD2 diodundan axan 1 mA cərəyanı da təmin edir. VT2 tranzistoru çıxış impulslarının TTM İMC – lə birgə işini razılaşıdırmaq üçündür.

Sxemin işi gərginliyin tezliyə çevirməsinə əsaslanmışdır. R1 potensiometrinin dəstəyindəki gərginlik VT1 tranzistorunu açma biləcək ana qədər inteqrallanır (cəmlənir). Kondensatorun boşalması VT1 vasitəsilə baş verir. Rəqslərin tezliyi temperaturdan asılı olur, çünki temperaturun dəyişməsi ilə VD2 diodundakı gərginlik düşküsi dəyişir və uyğun olaraq gücləndiricinin düzünə girişindəki gərginlik dəyişmiş olur.

Sxemin kalibrə olunması zamanı VD2 diodu temperaturu 100°C olan mühitdə yerləşdirilir. R2 potensiometri vasitəsilə 1 kHs tezlik təmin edilir. Sonra, diod 0°C – yə qədər soyudulur və R1 potensiometri vasitəsi ilə 0 Hs tezlik təmin edilir. Tənzimləmənin qarşılıqlı təsirini aradan qaldırmaq üçün göstərilən əməliyyat 2–3 dəfə təkrarlanır. Sxemin kalibrə olunmasından sonra

çıxış tezliyinin qiyməti 10 dəfə temperaturdan böyük olur, məsələn, 37,5°C temperaturda çıxış tezliyi 375 Hs olur.



Şəkil 6.10. Diod üzərində yaradılan temperatur çeviricisinin sxemi

6.4. Gərginlik – cərəyan çeviricisi

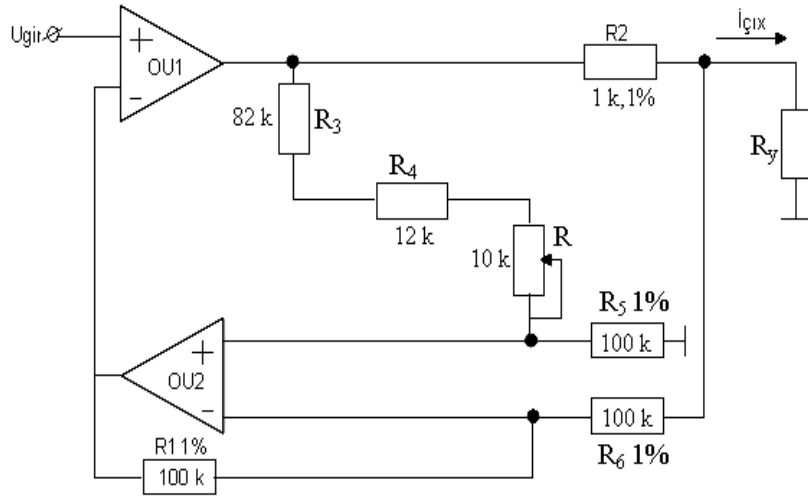
Analoq məlumatların böyük məsafələrə ötürülməsi zamanı itkiləri minimuma qədər azaltmaq üçün ötürücü qurğu kimi yüksək çıxış müqaviməti olan gərginlik – cərəyan çeviricisindən istifadə edilir. Belə çeviricidə yük cərəyanını müəyyən edən müqavimət çıxış dövrəsində yükə ardıcıl qoşulur. Bu halda müqavimətdə düşən gərginlik yük cərəyanı ilə bərabər yük müqavimətindən asılı olan sinfaz gərginliyi də müəyyən edir. Sinfaz gərginliyin olması çeviricinin çıxış müqavimətini kifayət qədər azaldır. Bu isə xətalara meydana çıxmasına səbəb olur.

İki əməliyyat gücləndiricisi üzərində yaradılmış gərginlik – cərəyan çeviricisi sinfaz gərginliyin böyük dəyişmələrində də yüksək çıxış müqavimətinə malik olur (şəkil 6.11).

Çeviricinin çıxış cərəyanının R2 müqavimətində yaratdığı gərginlik düşküsi 2–ci əməliyyat gücləndiricisinin girişinə verilir. Bu gücləndirici gərginlik təkrarlayıcısı rejimində işləyir və onun çıxışı 1–ci əməliyyat gücləndiricisinin invers girişi ilə əlaqələnib. Çıxış cərəyanının qiyməti $I_{çix} = U_{gir} / R2$ ilə təyin edilir. R_{yük} müqavimətinin qiyməti dəyişdikcə sinfaz siqnalın dəyişməsi 2–ci əməliyyat gücləndiricisi vasitəsilə söndürülür (aradan qaldırılır). Əməliyyat gücləndiricisinin girişində R potensiometrindən istifadə edilməsi R1, R3 – R6 müqavimətlərinin qiymətlərinin səpələnməsi nəticəsində sinfaz gərginliyin zəifləməsi əmsalının maksimum qiymətini təmin edir.

Düzgün tənzimlənmiş sxem 1 kOm yük müqavimətində 5 mA cərəyan təmin edir. Bu zaman çıxış müqaviməti 10 MOm olur. Əgər sxemin çıxışında

emitter təkrarlayıcısı istifadə edilərsə, çıxış cərəyanının dəyişməsi diapazonu genişləndirilə bilər.



Şəkil 6.11. Gərginlik – cərəyan çeviricisinin struktur sxemi

Qeyd: Qeyri-elektrik kəmiyyətlərin elektrik kəmiyyətlərinə çevrilməsi üçün nəzərdə tutulan qurğularda istifadə olunan elektron cihazlarının şərti qrafiki işarələnməsi **əlavə 1**-də və ən geniş tətbiq olunan cihazların əsas parametrləri, istismar şərtləri tətbiq sahələri **əlavə 2**-də, **əlavə 3**-də yarımkeçirici elektron cihazlar və onlar əsasında elektron qurğularının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlilinə aid misallar verilmişdir.

FƏSİL 7. ELEKTRİK QIDA MƏNBƏLƏRİ

Elektron qurğularının və sistemlərinin yüksək texniki-iqtisadi göstəriciləri onların elektrik qida sistemlərinin parametrlərindən çox asılıdır.

Stasionar elektron qurğularının və avadanlıqların qidalandırılması üçün elektrik enerjisinin çevrilməsini təmin funksional qovşaqların toplusundan təşkil olunmuş ikinci elektrik qida sistemləri, portativ daşınan qurğuların qidalandırılması üçün isə adətən, batareyalar, qalvanik elementlər və akkumulyatorlar istifadə olunur.

Avtonom obyektlərin qidalandırılması zamanı dizel-elektrik aqreqatları və elektrokimyəvi sabit cərəyan qida mənbələri, həmçinin, müxtəlif növ enerjinin (istilik, günəş, külək və s.) elektrik enerjisinə çeviriciləri tətbiq olunur.

Mikroelektronikanın sürətli inkişafı az güclərdə işləyən qurğuların və aparatların mikrominiatürləşdirilməsinə imkan yaratmışdır. Nəticədə sərf edilən gücün, kütləsinin və ölçülərinin xeyli azalmasına baxmayaraq, hal-hazırda yarımkeçirici cihazlar əsasında qurulan ikinci elektrik qida mənbələri 400Hz-li şəbəkədən qidalanan aparatların 30-40%-ni, 50Hz-li şəbəkədən qidalanan aparatların isə 40-60%-ni təşkil edir.

Aparatların tələb etdiyi gücün azalması ilə yanaşı eyni zamanda qida gərginliklərinin səviyyələri də azaldılmışdır. Bu isə ikinci elektrik qida mənbələrinin f.i.ə. azalmasına, ölçülərinin və kütləsinin artmasına gətirib çıxarmışdır. Bu problemlərin həlli üçün bir neçə vaddan onlarla vatta qədər işçi gücə malik olan, xüsusi növü inteqral gərginlik stabilizatorları olan güc inteqral mikrosxemlərin yaradılmasına gətirib çıxarmışdır.

Vahid elektron cihaz şəklində olan belə mikrosxemlərin meydana gəlməsi onların birbaşa elektrik enerji istehlakçısının yanında yerləşdirməyə imkan verərək qida mənbələrinin qurulmasının yeni üsullarını işlənməsinə şərait yaratmışdır. Bir çox həm sənaye, həm də məişət avadanlıqlarında f.i.ə-ni artırmaq üçün gərginliyi impulsu tənzimləyən ikinci elektrik qida mənbələrindən geniş istifadə olunur.

Son illər işlənib hazırlanmış yeni tip güclü yüksəkvoltlu, yüksək tezlikli güc elektron cihazlarının: diodların, tranzistorların, tiristorların, mikrosxemlərin əsasında yüksək qənaətcilliyə malik qida mənbələri yaradılmışdır.

7.1. İkinci elektrik qida mənbələri

Birinci elektrik qida mənbəyinin enerjisini konkret elektron qurğusunun və ya sistemin tələblərinə uyğun tezliyə, səviyyəyə və stabilliyə çevirən elektron qurğusuna ikinci elektrik qida mənbəyi deyilir.

Birinci elektrik qida mənbəyi kimi, adətən, dəyişən cərəyana malik sənaye elektrik şəbəkəsindən, müstəqil (avtonom) dəyişən (generatorlar) və sabit (akkumulyator, kimyəvi batareyalar) cərəyan mənbələrindən istifadə edilir.

Analoq inteqral sxemlərin tətbiqi ilə yaradılan elektron qurğularının qidalanması üçün birinci qida mənbələri əsasən yararlı olmur. Buna səbəb müasir element bazasının, o cümlədən inteqral mikrosxemlərin qidalanması üçün tələb olunan sabit gərginliyin səviyyəsinin aşağı olması (adətən 5 .. 15 V) və onun verilmiş normal qiymətdən fərqlənməsinin (5 ... 10) % diapazonunda olmasıdır. Çox dəqiq analoq qurğular üçün, məsələn, analoq-rəqəm və rəqəm-analoq çeviriciləri üçün qida gərginliyinin sabilliyi (0,1...0,01) % sərhədində olur. Birinci qida mənbəyi belə dəqiqliyi təmin edə bilmir. Odur ki, ayrı-ayrı elektron qurğularının qidalanması üçün lazım olan gərginliyin tezliyini, səviyyəsini və sabilliyini təmin edən xüsusi qurğulardan istifadə olunması lazım gəlir.

İkinci qida mənbələri elektron və digər qurğuların birbaşa qidalandırılması üçün zəruri olan gərginliyin alınması üçün nəzərdə tutulub. Birinci elektrik qida mənbəyi kimi sabit cərəyan mənbələri istifadə olunduqda ikinci qida mənbələrinin tərkibinə, onun çıxışında tələb olunan gərginliyi təmin etmək üçün stabilizator, gərginlik çeviricisi və bəzi hallarda süzgəc tələb oluna bilər. Birinci elektroqida mənbəyi dəyişən cərəyan mənbəyi, məsələn, sənaye elektrik şəbəkəsi olduqda çıxış gərginliyinə qoyulan tələblərdən asılı olaraq ikinci qida mənbəyinin tərkibində güc transformatoru, düzləndirici bloku, hamarlayıcı süzgəc, gərginlik, bəzən cərəyan stabilizatoru, qoruyucu dövrə və s. ola bilər.

Müasir ikinci elektrik qida sistemləri istehlakçıları stabilləşdirilmiş sabit və dəyişən cərəyan gərginlikləri ilə təmin edir, həmçinin, şəbəkə və kommutasiya maneələrinin filtrasiyasını, idarəetmə, nəzarət və qəza hallarından müdafiə məsələlərini həyata keçirir.

Ümumi halda, ikinci qida mənbələri bir neçə tamamlanmış funksional bloklardan təşkil olunur. Bu blokların sxem quruluşlarının müxtəlifliyini üç əsas qrupa - gərginliyin tələb olunan tezliyini, səviyyəsini və sabilliyini təmin edən qurğulara ayırmaq olar.

Tezliyi təmin edən qurğular çevrilən enerjinin növündən asılı olaraq, iki əsas sinfə – düzləndiricilərə və invertorlara ayrılır. Düzləndiricilər dəyişən cərəyan gərginliyini sabit toplanana malik gərginliyə (döyünən gərginliyə) çevirən qurğulardır. Invertorlar sabit gərginliyi tələb olunan forma və tezliyə malik dəyişən gərginliyə çevirən qurğulardır.

Gərginliyin səviyyəsini təmin edən qurğular həm sabit, həm də dəyişən gərginliyin bir səviyyəsini gərginliyin digər səviyyəsinə çevirir.

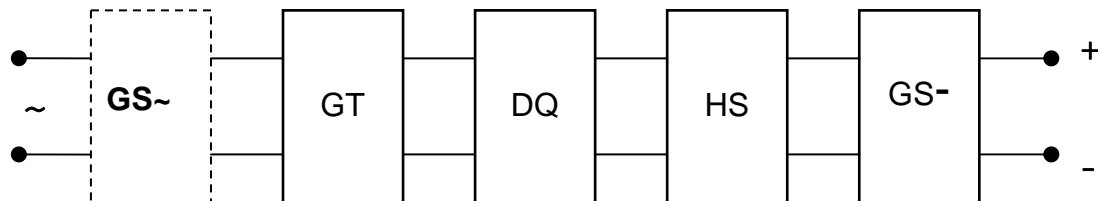
Gərginliyin stabilliyini təmin edən qurğular iki əsas sinifə – hamarlayıcı süzgülərə və stabilizatorlara ayrılırlar. Hamarlayıcı süzgülər döyünən gərginlik və ya cərəyanın ani qiymətlərini stabilləşdirən qurğulardır. Stabilizatorlar çıxış gərginlik, cərəyan və gücün orta qiymətini stabilləşdirən qurğulardır.

Struktur sxemlərindən asılı olmayaraq, ikinci qida mənbələri aşağıdakı əsas elektrik parametrlərinə malik olurlar:

- giriş və çıxış gərginliklərinin nominal səviyyələri $U_{gir.nom}$, $U_{çix.nom.}$;
- giriş və çıxış gərginliklərinin nominal qiymətlərindən maksimum fərqlənməsi (bu parametr bəzən gərginliyin nisbi dəyişməsi və ya qeyri-stabillik əmsalı (δU) adlanır);
- çıxış gücünün dəyişmə diapazonu;
- giriş və çıxış gərginliklərinin dəyişən toplananlarının amplitudalarının maksimum səviyyəsi.

Standart sənaye şəbəkəsi 50 Hz tezlikli 220V/380V, bir sıra xarici ölkələrdə isə 60 Hz tezlikli şəbəkə istifadə olunduğundan bu şəbəkəyə hesablanmış ikinci qida mənbələrinin (İQM) tipik sxemlərini nəzərdən keçirək.

Tezlik çeviricisi olmayan İQM-in struktur sxemi şəkil 7.1. – də verilmişdir. Bu tipli İQM güc transformatorundan, düzləndirici qurğudan, hamarlayıcı süzgülərdən və gərginlik stabilizatorundan ibarətdir. Güc transformatoru şəbəkə gərginliyini tələb olunan qiymətə qədər dəyişir və İQM-in şəbəkə ilə qalvanik ayrılmasını yerinə yetirir.



Şək.7.1. İkinci elektrik qida mənbəsinin struktur sxemi:

GS~ - dəyişən gərginlik stabilizatoru ; GT – güc transformatoru ; DQ –düzləndirici qurğu; HS – hamarlayıcı süzgül ; GS - - sabit gərginlik stabilizatoru.

Düzləndirici qurğu, dəyişən gərginliyi sabit döyünən gərginliyə çevirən elektron qurğudur. Hamarlayıcı süzgül düzlənmiş gərginliyin döyünlərini azaltmaq üçün nəzərdə tutulur. Zəruri olan hallarda hamarlayıcı süzgülərdən sonra qida mənbəsinin tərkibində sabit gərginlik stabilizatoru quraşdırılır. Stabilizator, şəbəkə gərginliyinin və yük cərəyanının dəyişməsindən asılı olmayaraq mənbənin çıxışında gərginliyi sabit saxlayır. Bəzi hallarda şəbəkə gərginliyinin

geniş intervalda dəyişmələrindən İQM-i qorumaq və çıxışdakı gərginliyin stabilliyini saxlamaq üçün İQM girişində dəyişən cərəyan stabilizatoru da istifadə olunur.

İQM – lərin əsas elementlərindən biri düzləndiricidir (DQ –düzləndirici qurğu). Düzləndiricinin isə əsas elementi düz istiqamətdə müqaviməti əks istiqamətdəki müqavimətindən yüzlərlə və minlərlə dəfə az olan düzləndirici diod – qeyri xətti elementdir. Düzləndirici diodların volt – amper xarakteristikalarının təhlilindən alınır ki, öz keçiriciliyinə görə ideal düzləndirici diodlara (düz istiqamətdə müqavimət sıfır, əks istiqamətdə sonsuzluq) yaxın olan yarımkeçirici element silisium və germanium diodlarıdır.

7.2. Dəyişən gərginliyi döyünən gərginliyə çevirən çeviricilər (Düzləndiricilər)

Düzləndiricilərin əsas parametrləri aşağıdakılardır:

1. Çıxış gərginliyinin orta qiyməti

$$U_{orta} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\zeta u} \cdot dt \quad (7.1)$$

2. Çıxış cərəyanının orta qiyməti

$$I_{orta} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\zeta u} \cdot dt \quad (7.2)$$

3. Çıxış gərginliyinin (cərəyanının) döyünmə əmsalı

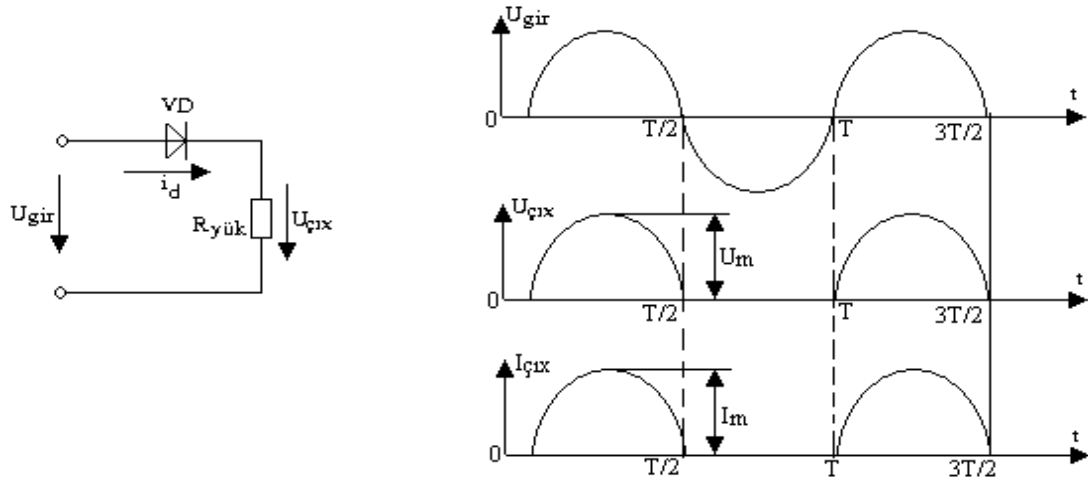
$$\varepsilon = U_{mi} / U_{nom} \quad (7.3)$$

burada U_{mi} – döyünən gərginliyin dəyişən toplananının amplitududur və onun ilk (əsas) harmonikalarının amplitudlarından ibarətdir.

Ən sadə düzləndirici birfazlı bir yarımperiodlu düzləndiricidir.

7.2.1. Bir fazlı bir yarımperiodlu düzləndirici. Sadə biryarımperiodlu düzləndirici ardıcıl qoşulmuş gərginlik mənbəyindən, dioddan və aktiv müqavimətdən (yük müqavimətindən) ibarətdir. Fərz edək ki, diod idealdır və giriş gərginliyi sinusoidal qanunla yəni, $U_{gir} = U_m \cdot \sin \omega t$ qanunu ilə dəyişir. Diodun anodunda gərginliyin müsbət qütbü olduqda dioddan yükün müqavimətinə tərs mütənasib olan cərəyan axır. Anodda mənfə qütblü gərginlik olduqda diod bağlıdır və dövrədən cərəyan axmır. Nəticədə R_y müqavimətində bir istiqamətli döyünən \dot{I}_y cərəyanı axır. R_y müqavimətində yarım sinusoidal

formalı gərginlik impulsları əmələ gəlir. $0 < t < T/2$ intervalında yarımkeçirici diod VD düz istiqamətdə sürüşüb və yük rezistorundakı gərginlik və cərəyan giriş siqnalını təkrarlayır (Şəkil 7.2). $T/2 < t < T$ intervalında D diodu əks istiqamətdə sürüşüb və yükdəki gərginlik və cərəyan sıfıra bərabər olur.



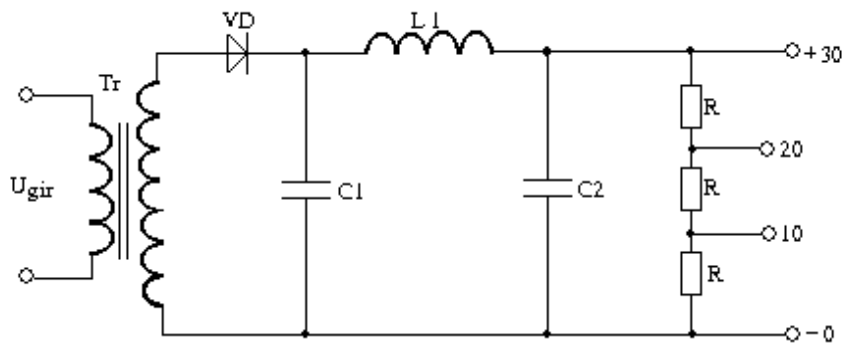
Şəkil 7.2. Bir fazalı bir yarımperiodlu düzləndirici

Verilmiş giriş gərginliyinin tək yarımperiodunda, yəni $2k\pi \leq \omega t \leq 2k\pi + \pi$ halında, düzlənmiş cərəyan yük rezistorunda gərginlik düşküsü yaradır. Bu gərginliyin orta qiyməti

$$U_{yük..ort.} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_{yük} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t \cdot dt = -\frac{U_m}{T\omega} \cos \omega t \Big|_0^{T/2} = U_m / \pi \quad (7.4)$$

olur.

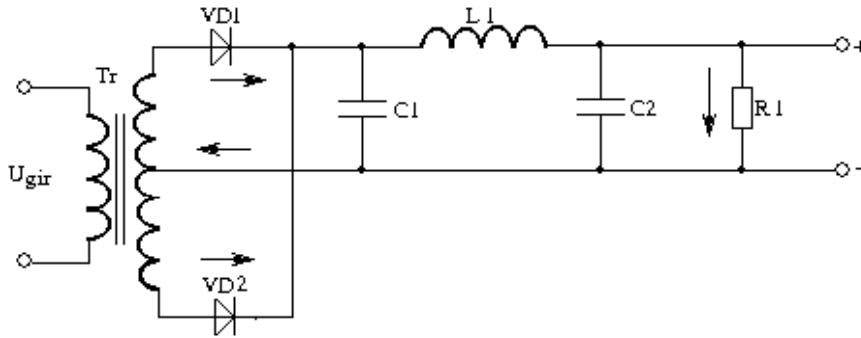
Şəkil 7.3- də göstərilən ikinci qida mənbəyi diod düzləndiricisindən və süzgəcdən ibarətdir.



Şəkil 7.3. Bir fazalı bir yarımperiodlu düzləndirici

VD diodunun katodu süzgəcin C1 kondensatoruna və L1 drosselinə qoşulmuşdur. C2 kondensatoru sabit cərəyan döyüntülərini hamarlamaq üçündür. Qida mənbəyinin çıxışına R müqaviməti qoşulmuşdur. Bəzi sxemlərdə çıxış birbaşa yükə qoşulur. R müqaviməti (bu halda R köməkçi yük müqaviməti adlanır) çox az cərəyan işlətdiyindən çıxış siqnalının stabilləşdirilməsi funksiyasını da yerinə yetirir. R müqaviməti bir neçə çıxışı olan bir rezistordan və yaxud ardıcıl qoşulmuş bir neçə rezistordan ibarət ola bilər. Real sxemlərin çıxışında siqnalın döyümləri (amplitud dəyişməsi) baş verir. Döyümlərin qiyməti süzgəcdən asılıdır.

7.2.2. Bir fazlı iki yarımperiodlu düzləndirici. İki yarımperiodlu düzləndirici sxemində dəyişən siqnalın həm müsbət, həm də mənfi hissəsi (yarımperiodu) iştirak edir, yəni yük cərəyanı giriş siqnalının hər iki yarımperiodunda axır. Ona görə də, sxem üçün iki diod və ortaq nöqtəsi olan transformator tələb olunur. Orta nöqtə sxemin ümumi nöqtəsinə qoşulur (torpaqlanır) (şəkil 7.4). Transformatorun ikinci dolağındakı tam gərginlik qida mənbəyinin çıxış gərginliyinin iki qat qiymətinə bərabər olur.



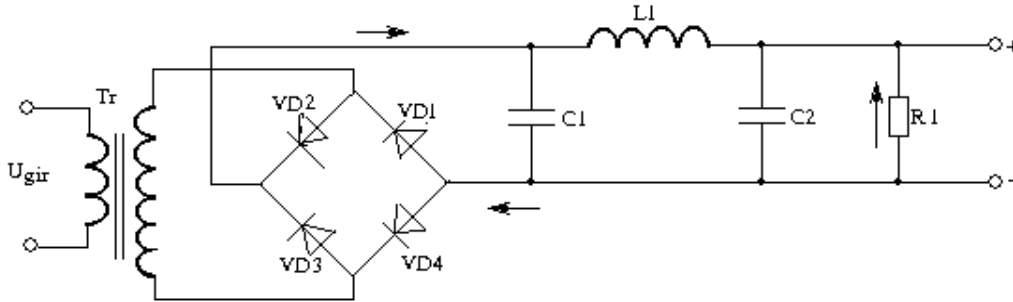
Şək. 7.4. Bir fazlı iki yarımperiodlu düzləndirici

Süzgəcin kondensatorları bir yarımperiodlu sxemə nəzərən iki dəfə tez dolurlar, çünki köməkçi R yük müqavimətindən hər iki yarımperiodda eyni istiqamətdə cərəyan axır. Ona görə də, döyümlərin tezliyi iki dəfə çox olur. Bu halda çıxış gərginliyinin hamarlanması dərəcəsi bir fazlı bir yarımperiodlu düzləndiriciyə nəzərən iki qat yüksək olur.

7.2.3. İki yarımperiodlu körpü düzləndiricisi. Körpü sxemi ortaq nöqtəsi olmayan transformatorlardan istifadə etməklə iki yarımperiodlu düzləndirmə almağa imkan verir (şəkil 7.5).

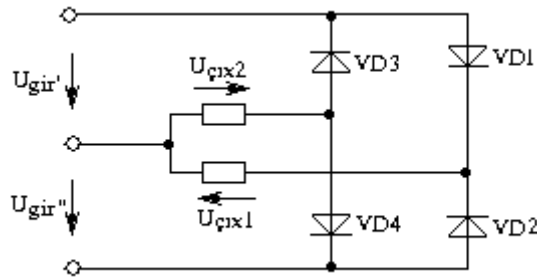
Müsbət yarımperiodda, yəni transformatorun ikinci dolağının yuxarı ucu müsbət olduqda, cərəyan ikinci dolağın yuxarı ucundan VD2 diodu vasitəsilə yükə və yaxud köməkçi R yük müqavimətindən, VD4 diodundan ikinci dolağın aşağı ucuna doğru axır. Mənfi yarımperiodda, yəni transformatorun

ikinci dolağının aşağı ucu müsbət olduqda, cərəyan dolağın aşağı ucundan VD3 diodu, R1 müqaviməti və VD1 diodu vasitəsilə dolağın yuxarı ucuna axır. Hər iki yarımperiodda R1 müqavimətindən eyni istiqamətdə cərəyan axır. Odur ki, iki yarımperiodlu düzlənmə alınır. Bu sxem döyüntünün daha yüksək tezliyini və onun səmərəli süzülməsini təmin edir. Çıxış gərginliyinin böyük qiymətlərində bu sxem daha səmərəli olur.



Şəkil 7.5. İki yarımperiodlu körpü düzləndiricisi

Əgər düzləndiricinin körpü sxemi ortaq nöqtəsi olan qida gərginliyi ilə birlikdə istifadə olunarsa, hər cüt diodların orta nöqtələrini yük müqaviməti vasitəsilə giriş mənbəyinin orta nöqtəsinə qoşduqda, düzləndiricinin çıxışında qiymətcə bərabər, işarəcə əks olan gərginliklər alınır. Orta nöqtəsi olan qida gərginliyi üçün körpü sxemi şəkil 9.6–də göstərilmişdir. Düzləndiricinin belə sxemi ƏG istifadə olunan qurğularda tətbiq edilir.



Şək. 7.6. Orta nöqtəsi olan qida gərginliyi üçün körpü sxeminin qoşulması

7.3. Hamarlayıcı süzgəclər

7.3.1. Ümumi məlumatlar. Düzlənmiş sabit gərginliyin döyünləri elektron qurğularının, həmçinin, radioelektron apparaturanın işini pisləşdirir, yaxud, onların işini qeyri mümkün edir. Müxtəlif istehlakçılar (tələbatçılar) üçün döyünmə əmsallarının yolverilə bilən qiymətləri müəyyənləşdirilmişdir.

Düzlənmiş gərginliyin döyünmə əmsalı K_{d01} aşağıdakı kimi təyin edilir:

$$K_{d01} = U_{01m}/U_0, \quad \text{yaxud} \quad K_{n01\%} = (U_{01m}/U_0) \cdot 100\% \quad (7.5)$$

Döyünmə əmsalı düzlənmiş gərginliyin əsasən, 1-ci harmonikasından asılı olduğundan, adətən, onu 1-ci harmonikaya görə təyin edirlər. Ona görə də sadələşdirmək məqsədilə döyünmə əmsalını sonrakı ifadələrdə K_d işarələmək məqsədə uyğundur.

Döyünmə əmsalı $K_d < 0,1\%$ olduqda kiçik, $0,1\%$ -dən 1% -ə qədər orta, $K_d > 1\%$ olduqda böyük hesab olunur. Məlum düzləndirici sxemlərinin döyünmə əmsalı 157% -dən (biryarımpriodlu birfazlı sxem üçün) $5,7\%$ -ə qədər (üçfazlı körpü sxemi üçün) həddə yerləşir. Bu qiymətlər, adətən, yol verilə bilən qiymətlərdən çox böyükdür. K_d – nin qiymətini yol verilən qiymətlərə qədər azaltmaq üçün hamarlayıcı süzgəc tətbiq olunur. Süzgəcin düzlənmiş gərginliyin döyünmələrini azaltmaq qabiliyyəti q ilə işarə olunan hamarlama əmsalı ilə təyin olunur.

Ümumi halda

$$q = K_{d.gir.}/K_{d.çix.} \quad (7.6)$$

burada $K_{d.gir.}$ və $K_{d.çix.}$ - süzgəcin girişində və çıxışındakı döyünmə əmsalıdır.

Süzgəclərə qoyulan əsas tələbdən – düzlənmiş gərginliyin döyünmələrinin hamarlanması vəzifəsindən başqa süzgəcə aşağıdakı tələblər qoyulur:

1) Süzgəcdə gərginlik itkisi və gərginliyin sabit toplanmasının düşküsi minimal olmalıdır, yəni o, minimal ölçülərdə, kütlədə və qiymətdə ən böyük f.i.ə.-yə malik olmalıdır;

2) Süzgəc tələbatçının işinə təsir etmir;

3) Süzgəcin yaratdığı xarici elektromaqnit sahələri elektron qurğularının, radio qurğuların işini pozmamalıdır.

4) Keçid prosesləri zamanı süzgəc elektroqida mənbəyinin və tələbatçının elementləri üçün yol verilə bilən hədləri aşmayan gərginlik artmaları və ifrat cərəyanlar yaratmamalıdır;

5) Süzgəcin müxtəlif budaqlarında (mənzillərində) düzlənmiş gərginliyin döyünmələrinin kəskin artmasına gətirib çıxaran rezonans hadisələrinin yaranmasından qaçmaq üçün onun məxsusi tezliyi döyünmələrin əsas tezliyindən olduqca az olmalıdır;

6) Verilmiş temperatur diapazonunun həddlərində süzgəc yüksək etibarlılığa malik olmalıdır.

Hamarlayıcı süzgəcləri təşkil olunduğu elementlərə görə, onların birləşmə sxeminə görə və budaqlar adlanan bu elementlərin sayına görə fərqləndirirlər.

Sadə birbudaqlı (birmanqalı) süzgəclər kondensatordan, yaxud, induktivlik sarğacından, mürəkkəb süzgəclər induktivliklərin, kondensatorların, rezistorların birləşməsindən ibarətdir. Mürəkkəb çoxbudaqlı süzgəc bir neçə sadə süzgəcdən ibarət olur.

Ən geniş tətbiq olunan süzgəclər C – tutum, L – induktiv, LC – induktiv-tutum, RC – rezistiv-tutum süzgəcləridir.

7.3.2.Tutum süzgəci. Düzləndirici blokun çıxışında yükə paralel qoşulan kondensator C sadə tutum süzgəcidir. Qida gərginliyinin qiymətinin artdığı zaman kondensator periodik yüklənir və qida gərginliyi onun uclarındakı gərginlikdən az olduqda yük dövrəsinə boşalır. Belə ki, kondensator boşalma zamanı, əvvəlcədən toplanmış enerjini yükə verir və nəticədə yükdə gərginlik kondensatorun olmadığı hal ilə müqayisədə nisbətən daha az hüdudlarda dəyişir. Tutum süzgəcinin hamarlayıcı təsiri məhz bundan ibarətdir.

Kondensator dəyişən cərəyan üçün, düzləndirici blokun çıxışında qoşulduğu halda isə düzləndirilmiş cərəyanın dəyişən toplananı üçün tutum müqavimətidir, yəni

$$X_C = 1/m\omega_q C \quad (7.7)$$

burada m – düzləndirmə sxemindən asılı olan, $m = f_{01}/f_q$ -ə bərabər olan əmsəldir, f_{01} – düzlənmiş gərginliyin 1-ci harmonikasının tezliyi; f_q – qida şəbəkəsinin tezliyi; $\omega_q = 2\pi f_q$ - qida şəbəkəsinin dairəvi tezliyidir.

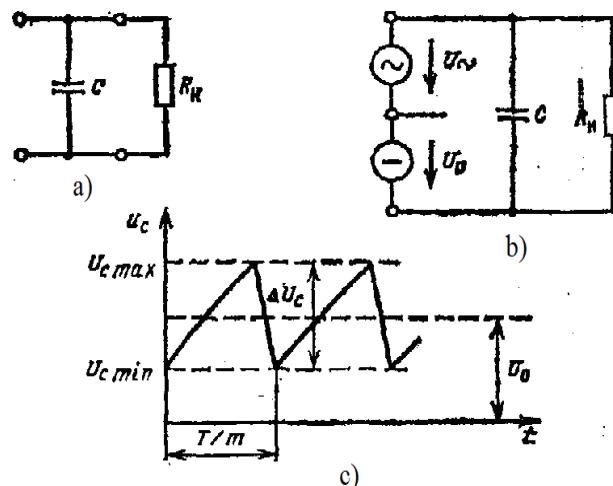
Yükə paralel qoşulma zamanı dəyişən cərəyana görə kondensatorun şuntlayıcı təsiri döyünlərin hamarlanmasını aşağıdakı şərt ödəndikdə təmin edir:

$$X_C \ll R_y \quad (7.8)$$

Yaxud (7.7) nəzərə alınsa

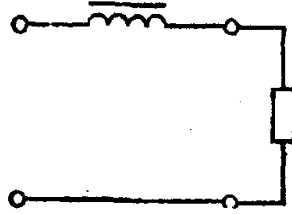
$$(1/m\omega_q C) \ll R_y \quad (7.9)$$

Bu şərt ödənilmədiyi halda düzlənmiş cərəyanın dəyişən toplananının böyük bir hissəsi kondensatordan yerə qapanmış olur.



Şək.7.7. Tutum süzgəcinin sxemi (a), ekvivalent sxemi (b), kondensatorda gərginliyin dəyişməsi qrafiki (c).

7.3.3. İnduktiv süzgəc. İnduktiv süzgəc, drossel adlanan, ferromaqnit içlikli yüklə ardıcıl qoşulan induktivlik sarğacıdır (şək. 12.8). Düzlənndirilən cərəyanın dəyişən toplananı drosselin maqnit içliyində, dövrənin cərəyanının dəyişmələrinə əngəl yaradan əks-E.H.Q. induksiya edən maqnit seli yaradır. Düzlənndirilən cərəyanın dəyişən toplananının amplitudunun azalması yüklə gərginlik döyünlərinin azalmasını əmələ gətirir. Yüklə ardıcıl qoşulmuş drosselin hamarlama təsiri məhz, bundan ibarətdir.



Şək.7.8. İnduktiv süzgəci

Məlumdur ki, $q_L = m\omega_c L / R_H$ artdıqca ventillərin (diodların) qoşulu vəziyyətinin zaman müddəti artır, və düzlənmiş gərginliyin döyünlələri azalır. Bu düsturda sürət $m\omega_c L$ drosselin X_L induktiv müqavimətidir, yəni

$$X_L = m\omega_c L \quad (7.10)$$

Beləliklə düzlənndirilmiş gərginliyin döyünlələrini azaltmaq üçün drosselin induktiv müqaviməti X_L , yükün müqaviməti R_y -dən çox böyük olmalıdır, yəni

$$X_L \gg R_y, \text{ yaxud } m\omega_c L \gg R_y \quad (7.11)$$

(7.11) şərti ödənildikdə L drosselinin uclarında düzlənndirilmiş gərginliyin çox böyük bir hissəsi ayrılır, adətən drosselin aktiv müqaviməti r_L az olduğundan drosseldəki aktiv gərginlik düşküsünü nəzərə almamaq olar, və onda düzlənmiş gərginliyin sabit toplananı bütövlükdə R_y yük müqavimətində ayrılmış olur. Bu süzgəc üçün hamarlama əmsalı $q = K_{n.əx} / K_{n.əyx}$ -nin hesablanma düsturunu almaq üçün süzgəcin girişindəki $K_{d.gir}$ və çıxışındakı $K_{d.çix}$ döyünləmə əmsallarını müqayisə etmək lazımdır.

Süzgəcin girişindəki döyünləmə əmsalı:

$$K_{d.gir.} = U_{01m} / U_0 \quad (7.12)$$

Süzgəcin çıxışındakı döyünləmə əmsalı:

$$K_{d.çix.} = U'_{01m} / U'_0 \quad (7.13)$$

(7.12), (7.13) ifadələrində və aşağıda verilmiş ifadələrdə U_{01m} və U'_{01m} – süzgəcin girişindəki və çıxışındakı düzlənmiş gərginliklərin 1-ci harmonikalarının amplitudlarının qiymətləridir; U_0 və U'_0 – süzgəcin girişində və çıxışında düzlənmiş gərginliklərin orta qiymətləridir. Süzgəcin çıxışında U'_{01m} və U'_0 gərginliklərinin qiymətləri $U'_{01m}=I'_{01m}R_H$, ifadəsi ilə təyin edilir. Burada

$$I'_{01m} = \frac{U_{01m}}{\sqrt{(R_y + r_L)^2 + X_L^2}}; \quad (7.14)$$

$$U'_0 = I'_0 R_y, \text{ burada } I'_0 = \frac{U_0}{(R_y + r_L)}.$$

Göstərilən ifadələrdə I'_{01m} və I'_0 – yükdəki düzlənmiş cərəyanın qiymətləri uyğun olaraq əsas harmonikanın və düzlənmiş cərəyanın orta qiymətləridir.

(7.13) ifadəsində gərginliyin və cərəyanın alınmış qiymətlərini daxil etməklə, həmçinin, (7.12) ifadəsini nəzərə almaqla aşağıdakı ifadələri alırıq:

$$K_{d,\text{çix}} = \frac{U_{01m} \cdot (R_y + r_L)}{U_0 \sqrt{(R_y + r_L)^2 + X_L^2}} = K_{d,\text{gir}} = \frac{(R_y + r_L)}{\sqrt{(R_y + r_L)^2 + X_L^2}} \quad (7.15)$$

(7.12) ifadəsindən $K_{d,\text{gir}}$ –i və (7.13) ifadəsindən $K_{d,\text{çix}}$ –i (7.6) -ya daxil etməklə, bu süzgəcin hamarlama əmsalını aşağıdakı şəkildə alırıq:

$$q = K_{d,\text{gir}} / K_{d,\text{çix}} = \frac{\sqrt{(R_y + r_L)^2 + X_L^2}}{(R_y + r_L)} \quad (7.16)$$

$R_y \gg r_L$ olduğundan, onda $q \approx \sqrt{R_y^2 + X_L^2} / R_y$ yaxud $q = \sqrt{R_y^2 + (m\omega_c L)^2} / R_y$ və buradan da

$$L = \sqrt{R_y^2 \cdot (q^2 - 1)} / m\omega_c \quad (7.17)$$

Yaxşı hamarlama $q \gg 1$ qiyməti ilə təyin olunduğundan, bu halda drosselin induktivliyi aşağıdakı kimi təyin olunur

$$L = R_y q / m\omega_c \quad (7.18)$$

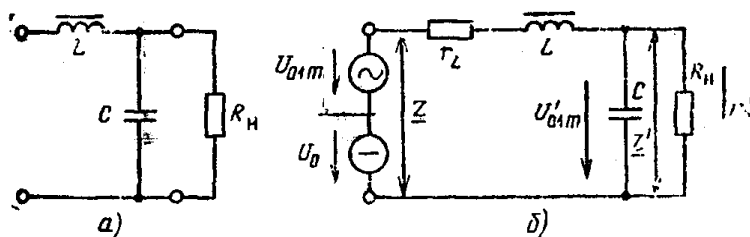
Bu ifadəyə uyğun olaraq induktiv süzgəcin hamarlama əmsalı

$$q = m\omega_C L / R_H \quad (7.19)$$

olacaq

(7.19)-dan göründüyü kimi, mümkün qədər böyük hamarlama əmsalı almaq üçün drosselin L induktivliyini və fazaların m sayını artırmaq olar. Ona görə də induktiv süzgəcləri çoxfazlı böyük güclü düzləndiricilərdə (R_y müqavimətinin çox da böyük olmadığı halda böyük yük cərəyanları) tətbiq etmək daha məqsədə uyğundur.

7.3.4. LC – süzgəclər. Nəzərdən keçirilən sadə tutum və induktiv süzgəcləri böyük hamarlama əmsalı almağa imkan vermirlər, ona görə də praktikada bu süzgəclərin birləşdirilmiş variantı istifadə edilir və nisbətən sadə sxemlə böyük hamarlama əmsalını təmin etmək mümkün olur. Ən sadə induktiv-tutum, Γ -şəkilli LC - süzgəcinin sxemi şəkil 7.9 – da verilmişdir. Bu süzgəcin giriş elementi drossel, çıxış elementi isə tutumdur. $X_L \gg R_y \gg X_C$ şərti ödənildikdə drossel və kondensator birlikdə belə qoşulma zamanı daha effektiv olur, nəinki hər biri ayrılıqda qoşulduqda.



Şək.7.9. LC – süzgəcin sxemi a) və onun ekvivalent sxemi b)

(7.6) ifadəsinə uyğun olaraq süzgəcin hamarlama əmsalı bu halda $U_0 = U_0'$ olduğunu nəzərə almaqla (belə ki, $r_L \approx 0$ olduğundan cərəyanın sabit toplananından (təşkiledicisindən) drosseldə yaranan düşkünü nəzərə almamaq olar) aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$q = K_{n.ex} / K_{n.əbx} = U_{01m} U_0' / U_{01m}' U_0 \approx U_{01m} / U_{01m}' \quad (7.20)$$

burada

$$U_{01m} = I_{01m} Z; \quad U_{01m}' = I_{01m}' Z' \quad (7.21)$$

Z və Z' – uyğun olaraq süzgəcin girişində və çıxışında tam müqavimətlərin modullarıdır (şək. 7.9, b).

Nəzərə alsaq ki, $Z = r_L + X_L + Z'$, burada $Z' = R_y X_C / (R_y + X_C)$ $X_L \gg R_y \gg X_C$ şərtini nəzərə alsaq

$$\underline{Z} = jX_L - jX_C \quad \text{və} \quad \underline{Z}' = -jX_C \quad (7.22)$$

yazmaq olar.

Beləliklə (7.20) ifadəsini (7.21) və (7.22) ifadələrini nəzərə almaqla aşağıdakı kimi çevirmək olar:

$$q = U_{01m} / U'_{01m} = I_{01m} Z / I_{01m} Z' = Z / Z' = |jX_L - jX_C| / |-jX_C| = X_L / X_C - 1 \quad (7.23)$$

(7.23)-də $X_L = m\omega_c L$ və $X_C = 1/m\omega_c C$ yazsaq,

$$Q = m^2 \omega_c^2 LC - 1 \quad (7.24)$$

alırıq.

Belə ki, adətən hesablamalar zamanı lazım olan hamarlıma əmsalı q verilmiş olur və axtarılan kəmiyyətlər L və C olur, ona görə də (7.24) ifadəsini aşağıdakı şəkllə çevirmək məqsədə uyğundur

$$LC = (q+1) / (m\omega_c)^2 \quad (7.25)$$

Drosselin induktivliyini Henri, kondensatorun tutumunu isə mikrofaradlarla ifadə edərək aşağıdakı hesabat düsturlarını alırıq:

$f_s = 50$ Hs olduqda

$$LC = 10(q+1) / m^2 \quad (7.26)$$

$f_s = 400$ Hs olduqda

$$LC = 0,16(q+1) / m^2 \quad (7.27)$$

Bu ifadələrdən q -nin məlum qiymətini nəzərə alaraq, məsələn, C tutumunun qiymətini verərək, L induktivliyi, yaxud əksinə tapmaq olar.

Drossel və kondensatorlardan ibarət olan süzgəclərdə rezonans hadisələri baş verə bilər, bunu aradan qaldırmaq üçün süzgəcin məxsusi tezliyinin döyünmələrin tezliyindən aşağı olması lazımdır, yəni $\omega_0 \leq 0,5m\omega_c$ şərtinin ödənilməsi lazımdır. Süzgəcin məxsusi tezliyi $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ olduğundan, rezonansın olmaması şərtini aşağıdakı kimi yerinə yetirmək olar:

$$LC \geq 4/m^2 \omega_c^2 \quad (7.28)$$

(7.25)-dən (7.28)-ə LC -nin əvəzinə q ilə ifadəsini daxil etsək,

$$q \geq 3 \quad (7.29)$$

alırıq

Beləliklə rezonansın olmaması şərti bu süzğəclərdə hamarlaşma əmsalının üçdən az olmamasını təmin edən L və C qiymətləri ilə müəyyən olunur.

50Hz tezlikli şəbəkə üçün q və m -in verilmiş qiymətlərində LC-nin zəruri qiymətini sorğu kitablarında verilən qrafiklərdən təyin etmək olar. LC-ni təyin etdikdən sonra L və C -nin qiymətlərini qənaətcillik, minimal qabarit ölçüləri və qiyməti nəzərə almaqla seçmək olar.

Drosselin induktivliyinin minimal qiymətini, süzğəcin $m\omega_c L > R_y$ və $m\omega_c L > 1/m\omega_c C$ - induktiv reaksiyası şərtini nəzərə almaqla aşağıdakı düsturla hesablamaq olar:

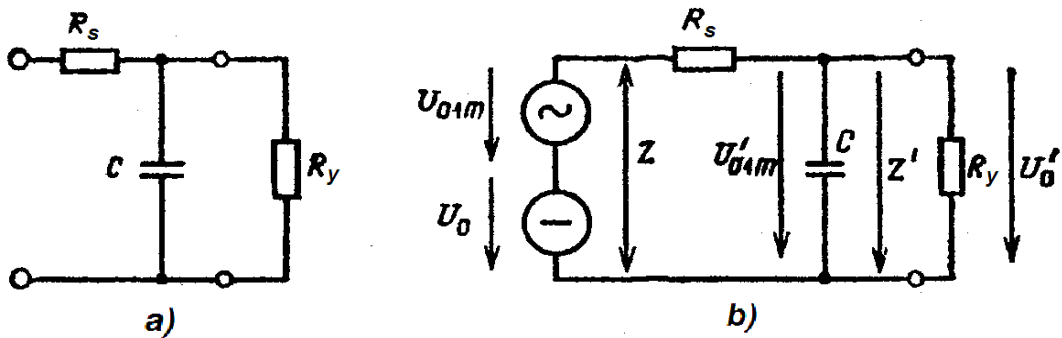
$$L_{min} = 2R_H / (m^2 - 1) m \pi f C \quad (7.30)$$

7.3.5. Rezistiv-tutum süzğəcləri. RC-süzğəclər adlanan rezistiv tutum süzğəclərini azgüclü düzləndiricilərdə (10Vt-a qədər), yük müqavimətinin kiloomlarla ölçülən qiymətlərində tətbiq etmək məsləhət görülür. Bu halda süzğəcin kütləsi, qabarit ölçüləri və onun qiyməti azalır.

Γ -şəkilli RC - süzğəcinin (şək.7.10) hamarlaşma əmsalı $I_{01m} = I'_{01m}$ bərabərliyini nəzərə almaqla

$$q = \frac{K_{\Pi.BX}}{K_{\Pi.BBIX}} = \frac{U_{01b} \cdot U_0}{U'_{01m} \cdot U'_0} = \frac{U'_0}{U_0} \cdot \frac{Z}{Z'} \quad (7.31)$$

kimi təyin edilir.



Şək. 7.10. Rezistiv-tutum süzğəcinin sxemi (a) və onun ekvivalent sxemi (b).

Adətən, $R_s \geq 0,2R_y$ qəbul olunduğundan U_0 və U'_0 gərginlikləri biribirindən 20 %-dən çox fərqlənirlər.

Kifayət qədər böyük hamarlaşma əmsalı almaq üçün aşağıdakı şərt ödənilməlidir:

$$R_y \gg X_C \quad (7.32)$$

və

$$R_s \gg X_C \quad (7.33)$$

Qeyd olunan şərtləri nəzərə almaqla

$$Z \approx \sqrt{R_s + X_C^2} \approx R_s; Z' = X_C$$

yazmaq olar və onda (7.31) aşağıdakı şəkil alır

$$q = U'_0 R_s / (U_0 X_C).$$

$U_0 = I_0(R_s + R_y)$ və $U'_0 = I_0 R_y$ olduğunu nəzərə alaraq

$$q = \frac{R_s}{X_C} \cdot \frac{R_s + R_y}{R_y} = \frac{R_s}{R_y} \cdot (R_s + R_y) m \varpi_c C \quad (7.34)$$

alırıq.

R_s и R_y –ni omlarla, C -nin tutumunu mikrofaradlarla ifadə edərək $f_s = 50$ Hs üçün

$$R_s C \frac{R_y + R_s}{R_y} \approx 3200 \frac{q}{m} \quad (7.35)$$

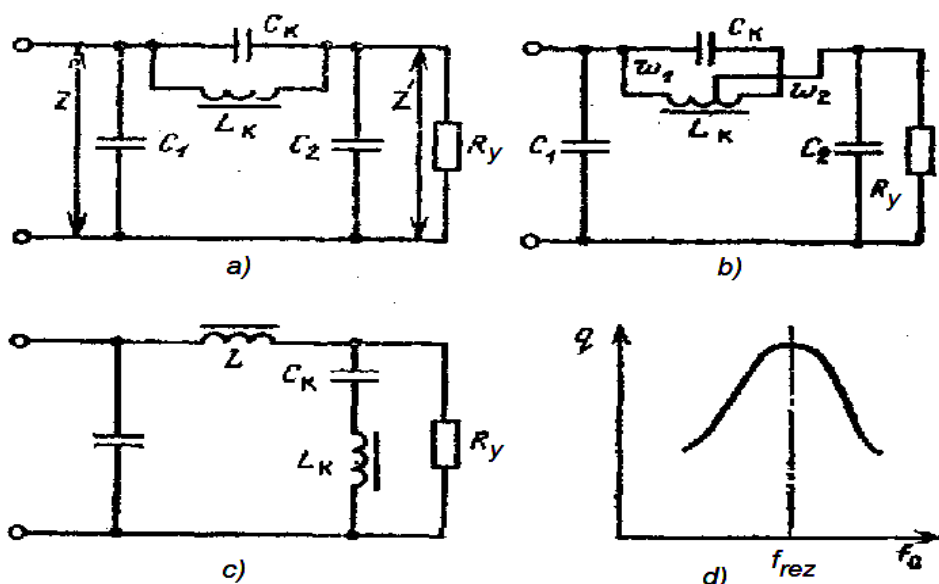
$f_s = 400$ Hs üçün

$$R_s C \frac{R_y + R_s}{R_y} \approx 400 \frac{q}{m} \quad (7.36)$$

olur. RC - süzgəcinin hesabatı zamanı hamarlaşma (filtrasiya) əmsalının, həmçinin, süzgəcin elementlərindən birinin: ya rezistorun $R_s = (0,2 \dots 1,0) R_y$ şərtinə ödəyən müqavimətinin, ya da C kondensatorunun tutumunun qiymətini verərək, sonra (7.35), yaxud (7.36) düsturundan məlum olmayan parametrin qiymətini (C tutumunu, yaxud, R_s müqavimətini) təyin edirlər. RC - süzgəclərinin əsas çatışmazlığı R_s rezistorunda düşən $\Delta U_s = I_0 R_s$ gərginlik itkisinin hesabına F.İ.Ə.-nin azalmasıdır ki, bu da yalnız azgüclü düzləndiricilər üçün yol verilə bilər.

7.3.6. Rezonans konturlu süzgəclər.

Paralel rezonans konturlu II-şəkilli süzgəc (filtr-probka) $C_K L_K$ (şək.7.11,a) yüklə ardıcıl qoşulur. LC konturunun rezonansa köklənməsi zamanı, döyümlərin tezliyi ilə dəyişən cərəyan üçün onun müqaviməti kəskin artır (onlarla kiloomlara qədər), süzgəcin çıxışındakı Z' –müqavimətindən olduqca çox olur və bu filtrasiya əmsalının yüksək qiymətini təmin edir.



Şək.7.11. Rezonans konturlu süzgeçlər: a) və b) paralel konturlu (cərəyan rezonansı); c) ardıcıl konturlu (gərginlik rezonansı); d) rezonans əyrisi.

$C_K L_K$ konturundan və C_2 kondensatorundan təşkil olunmuş Γ -şəkilli süzgecin hamarlaşma əmsalı (7.20) və (7.21) nəzərə alınmaqla aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$q = \frac{Z}{Z'} = \frac{\sqrt{Z_{K.pe3}^2 + Z'^2}}{Z'} \quad (7.37)$$

burada $Z_{K.rez.}$ – paralel konturun, $Z_{K.pe3} = L_K / C_K r_L$ ifadəsi ilə təyin olunan müqavimətidir və burada r_L – konturun (drosselin dolaqlarının) aktiv müqavimətidir; $Z' = X_{C2} = 1 / m \omega_C C_2$.

(7.37) ifadəsində $Z_{K.pe3}$ və Z' -in ifadələrini yazsaq və nəzərə alsaq ki, $Z_{K.rez.} \gg Z'$, onda aşağıdakı yekun ifadəni alarıq

$$q = \frac{Z_{K.rez.}}{X_{C2}} = \frac{L_K}{C_R \cdot r_L} \cdot m \omega_C C_2 \quad (7.38)$$

Bu ifadədə L_K – Hn ilə; r_L – Om-la; C_K və C_2 – mikrofaradlarla verilir.

Bu süzgecin hesabı aşağıdakı qaydada aparılır. İlk əvvəl C_1 kondensatorunun tutumu verilir və (7.9) ifadəsi əsasında süzgecin Γ -şəkilli hissəsinin girişində döyünmə əmsalı müəyyən olunur və sonra paralel konturun C_K tutumunun, yaxud L_K induktivliyinin qiyməti verilərək bu konturdakı rezonans şərtindən

$$m \omega_C L_K = 1 / m \omega_C C_K \quad (7.39)$$

uyğun olaraq induktivliyin, yaxud tutumun qiymətini tapırlar. Hamarlama əmsalı, C_2 tutumunun verilmiş qiyməti nəzərə alınmaqla, (7.38) ifadəsi ilə təyin olunur.

Konturun avtotransformatorlu qoşulması (şək. 7.11, b) C_K tutumunu, və deməli, həm də kondensatorun qabarit ölçülərini azaltmağa imkan verir. Belə qoşulmada konturun C_K tutmu ekvivalent tutumun ifadəsini nəzərə almaqla təyin olunur.

$$C_{K.ek} = C_K \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1} \right)^2 \quad (7.40)$$

Ekvivalent tutum öz növbəsində rezonans şərtindən təyin olunur

$$1/m\omega_C C_{K.ek} = m\omega_C L_K \quad (7.41)$$

burada ω_1 и ω_2 – uyğun olaraq drosselin əsas və əlavə dolaqlarının sayıdır. Əlavə dolaq ω_2 diametri olduqca kiçik olan məftildən sarınır, çünki bu dolaqdan yük cərəyanı keçmir və ona görə də əlavə dolağın daxil edilməsi hesabına drosselin qabarit ölçüləri çox böyümür.

Ardıcıl rezonans konturlu, yükə paralel qoşulmuş II-şəkilli süzgəc (rejektor süzgəc) (şək 7.11,c). Rezonans zamanı konturun müqaviməti tam aktiv olur, yəni $Z_{K.rez.} = r_L$. Süzgəcin Γ -şəkilli hissəsinin (L və $C_K L_K$) hamarlama əmsalı (7.20)-yə uyğun olaraq, və (7.21) nəzərə alınmaqla aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$q = Z/Z' = \sqrt{X_1^2 + Z_{K.rez.}^2} / Z' = \sqrt{X_1^2 + Z_{K.rez.}^2} / Z_{K.rez.} \quad (7.42)$$

$X_L \gg Z_{K.rez.}$, a $Z_{K.rez.} = r_L$ olduğundan, onda (7.42) əsasən Γ -şəkilli hissənin hamarlama əmsalı

$$q \approx X_L / r_K = m\omega_c L / r_L \quad (7.43)$$

Kontur döyünlərin tezliyinə kökləndikdə, onun müqaviməti olduqca böyük olur və ondan axan döyünmə tezlikli və L drosseli ilə olduqca zəiflədilmiş cərəyan, əsasən, $C_K L_K$ konturu üzrə qapanır. Göstərilən xassə nəticəsində II-şəkilli süzgəcdə ardıcıl konturu rezonans şuntu adlandırırırlar, belə ki, onun olması adi LC-süzgəclərə nəzərən daha yüksək hamarlama əmsalını almağa imkan verir.

Yük cərəyanı konturun drosselindən keçmədiyindən, R_y yük müqaviməti dəyişdikdə, filtr-probkadan fərqli olaraq, bu konturda rezonans pozulmur.

Adi rezonans süzgəcləri düzlənmiş gərginlikdə döyünmələrin əsas harmonikasını üstünlük təşkil etdiyi, qida şəbəkəsinin isə tezliyinin stabil olduğu halda birfazlı düzləndiricilər üçün tətbiq olunur.

7.4. Qida gərginliyinin stabilləşdirilməsi qurğuları

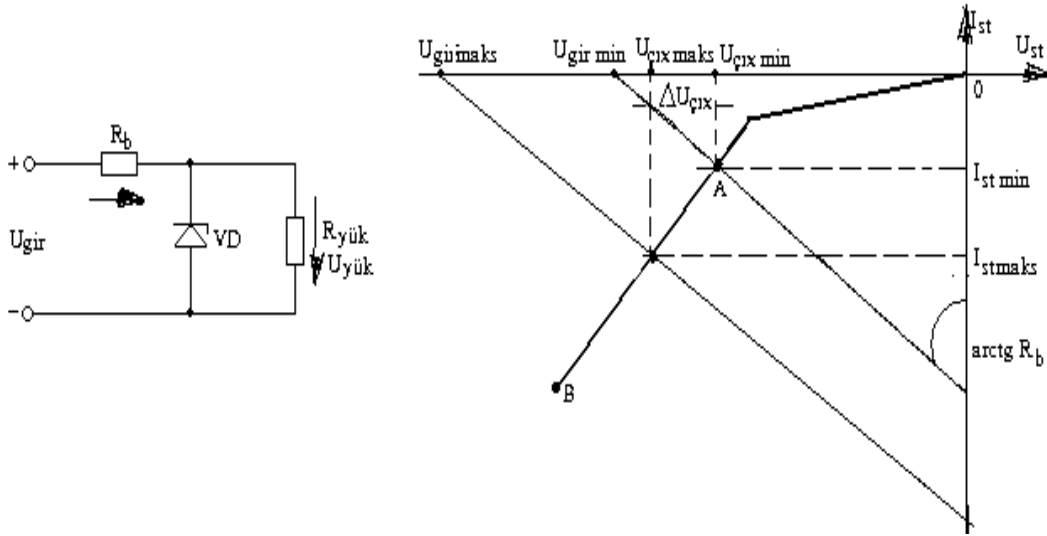
Düzləndirilmiş gərginliyin orta qiymətinin dəyişməsi və döyünmə əmsalı bir çox hallarda müasir element bazası üçün buraxıla bilən qiymətlərdən böyük olur. Odur ki, ikinci qida mənbələrinin çıxış gərginliklərinin tələb olunan stabilliyini təmin etmək üçün əlavə qurğulardan istifadə etmək lazım gəlir. Çıxış gərginliyinin stabilliyinin təmin olunmasına iki ayrıca məsələ kimi baxmaq olar. Bu məsələləri çıxış gərginliklərinin ani qiymətlərinin stabilləşdirilməsi (gərginliyin dəyişən toplananının (təşkiledicisinin) - gərginliyin döyünməsinin azalması) və çıxış gərginliyinin orta qiymətinin verilmiş səviyyədə stabilləşdirilməsi kimi formalaşdırmaq olar.

Çıxış gərginliyinin ani qiymətinin stabilləşdirilməsi gərginliyin ötürülməsi dövrəsinə əlavə manqa daxil etməklə həyata keçirilir. Bu manqanın gərginliyin dəyişən toplananına görə ötürmə əmsalı sabit toplananına görə ötürmə əmsalından kəskin az olur. Nəticədə gərginliyin sabit toplananı yükə demək olar ki, dəyişməz ötürülür, dəyişən toplananı isə daxil edilən manqa ilə yükədən ibarət olan bölücü vasitəsilə zəiflədilir.

Çıxış gərginliyinin orta qiymətinin stabilləşdirilməsi, sabit toplanana görə ötürmə əmsalı dəyişən əlavə manqanın köməyi ilə həyata keçirilir. Manqanın ötürmə əmsalı elə dəyişir ki, çıxış gərginliyinin verilmiş qiymətdən fərqlənməsi azalmış və yaxud tamamilə aradan götürülmüş olsun. Bu funksiyanı yerinə yetirən manqa stabilizator adlanır. Müasir stabilizatorlar iki sinfə – parametrik və kompensasiyalı stabilizator siniflərinə ayrılır.

7.4.1. Parametrik gərginlik stabilizatoru. Parametrik stabilizatorlarda çıxış gərginliyinin stabilliyi yarımkeçirici elementin məxsusi qeyri-xəttiliyi hesabına təmin edilir. Belə stabilizatora nümunə olaraq stabilitronda yaradılan qurğunu göstərmək olar (şəkil 7.12). Bu sxemdə çıxış gərginliyinin stabilliyini təmin etmək üçün VD1 stabilitronunun əks elektrik deşilməsi zonasından istifadə edilir. Fərz edək ki, çıxış gərginliyi $U_{çix}$, yük müqaviməti $R_{yük}$ və giriş gərginliyinin dəyişmə diapazonu ($U_{gir.max}$ və $U_{gir.min}$) verilmişdir. Gərginlik oxunda giriş gərginliyinin $U_{gir.max}$ və $U_{gir.min}$ qiymətləri qeyd edilir və bu nöqtələrdən ballast R_b müqavimətinin qiyməti ilə təyin olunan bucaq altında düz xətlər çəkilir. Stabilitronun xarakteristikasının bu xətlərlə kəsişmə nöqtələri qurğunun çıxış gərginliyinin qiymətlərini müəyyən edir. Burada $I_b = I_{st}$ və $R_y \gg R_b$ qəbul edilir. Stabilitronun VAX-nın qeyri-xəttiliyi üzündən giriş

gərginliyinin $\Delta U_{gir} = U_{gir.maks} - U_{gir.min}$ dəyişməsi çıxış gərginliyinin $\Delta U_{cu} = U_{cu.maks} - U_{cu.min}$ dəyişməsinə uyğun gəlir, belə ki, $\Delta U_{gir} \gg \Delta U_{cu}$ olur.



Şəkil 7.12. Parametrik gərginlik stabilizatoru

Qurğunun stabilləşmə əmsalını $\Delta U_{gir} \gg \Delta U_{cu} = 0$ və $R_{yük} = \text{const}$ şərtlərinə görə təyin etmək olar. Bu halda

$$\Delta I_{gir} = \Delta U_{gir} / R_b \quad \text{və} \quad \Delta U_{cu} = \Delta I_{gir} \cdot r_d ,$$

burada r_d – stabiltronun diferensial müqavimətidir.

$$\Delta U_{cu} / \Delta u_{gir} = \Delta I_{gir} \cdot r_d / \Delta I_{gir} \cdot R_b ;$$

$$(K_u)_{st} = (\Delta U_{gir} / U_{gir}) / (\Delta U_{cu} / U_{cu}) = U_{cu} \cdot R_b / (U_{gir} \cdot r_d) ,$$

burada $U_{gir} = (U_{gir.maks} + U_{gir.min}) / 2$.

Parametrik stabilizatorun hesablanması $I_{st.min} \leq I_{st} \leq I_{st.maks}$ şərtində aşağıdakı ifadələrlə yerinə yetirilə bilər:

$$\begin{aligned} (U_{gir.min} - U_{çix}) / R_b &= U_{çix} / R_{yük.min} + I_{st.min}; \\ (U_{gir.max} - U_{çix}) / R_b &= U_{çix} / R_{yük.max} + I_{st.max}. \end{aligned}$$

7.4.2. Stabiltron əsasında stabilləşdirmə. Yarımkəçirici cihazlarda gərginliyin stabilləşdirilməsinin ən mühüm üsulu stabiltronlardan istifadə olunmasıdır. Müəyyən hədlərdə stabiltronun çıxış gərginliyi ondan axan cərəyanın qiymətindən asılı olmayaraq sabit qalır. Sadə halda belə sxem ardıcıl

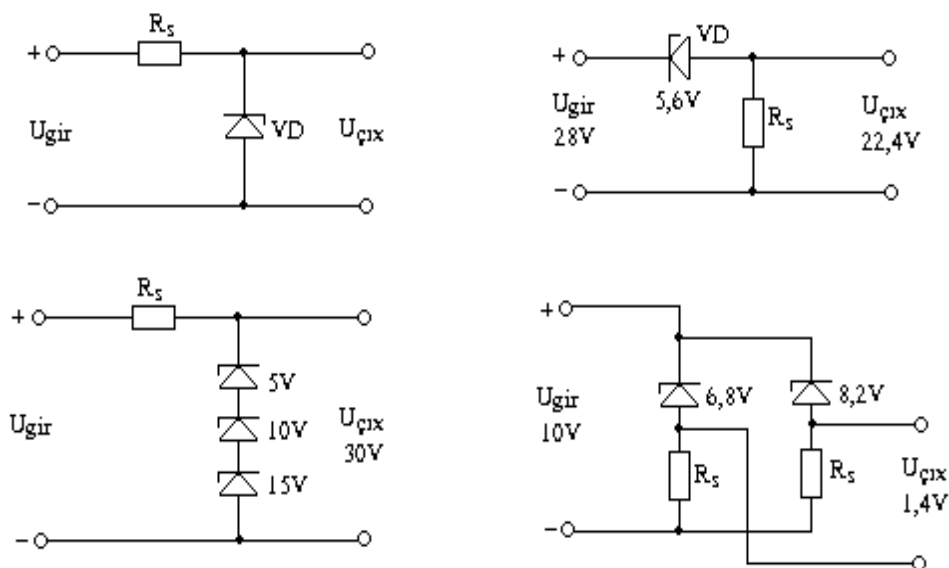
qoşulmuş R_s müqavimətindən və paralel qoşulmuş VD stabilitronundan ibarət olur (şəkil 7.13). R_s müqavimətinin qiyməti tələb olunan yüklənmə qabiliyyətindən asılı olaraq seçilir. Əgər R_s çox böyük olarsa, stabilitron böyük yük cərəyanlarında stabilləşməni təmin edir. Əgər R_s kiçik olarsa, stabilitronun səpələnmə gücü yük cərəyanının kiçik dəyişmələrində buraxıla bilən qiymətdən böyük ola bilər.

Stabilitronların standart gərginliklərindən böyük olan gərginliklərin stabilləşdirilməsi hallarında ardıcıl qoşulmuş stabilitronlardan istifadə edilir. Bu halda ümumi stabilləşdirmə gərginliyi ayrı-ayrı stabilitronların gərginliklərinin cəminə bərabər olur. Sxemdəki stabilitronların nominal gərginlikləri 5,10 və 15 V-dur. Bu stabilitronların işçi cərəyanları və güc parametrləri eyni olmalıdırlar. Stabilitronların ardıcıl qoşulması zamanı müxtəlif stabilləşmə gərginlikləri almaq olar.

Stabilitrondan ardıcıl qoşulmuş sxemlərdən kiçik gərginlik düşküsi təmin etmək lazım gəldikdə istifadə olunur.

Stabilitronları paralel qoşmaqla stabilləşdirilən çıxış gərginliyinin qiymətini stabilitronun gərginliyindən az olan qiymətini almaq olar. Belə sxem çıxış gərginliyinin yaxşı temperatur kompensasiyasını təmin edir. Hər iki stabilitronun gərginlikləri temperaturdan eyni dərəcədə fərqləndiyindən gərginliklərin fərqi dəyişməz qalır.

7.4.3. Paralel və ardıcıl tranzistorlu gərginlik stabilizatorları. Stabilizatorun köməyi ilə tranzistorun işçi nöqtəsini tənzimləməklə çıxış gərginliyini idarə etmək olar. Tranzistorlu stabilizatorlar paralel və ardıcıl olurlar.

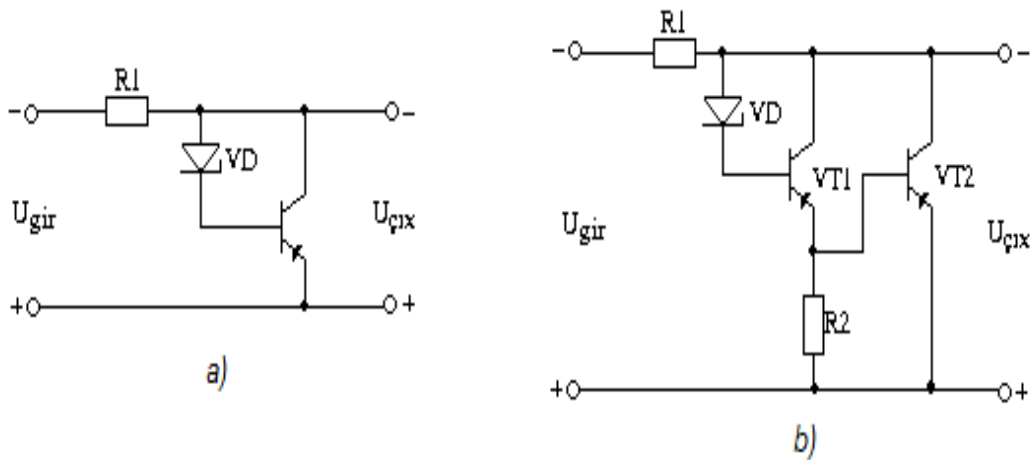


Şəkil 7.13. Stabilitron əsasında stabilləşdirmə sxemləri.

Paralel stabilizatorlarda VT1 tranzistoru qida mənbəyinin çıxışına paralel qoşulur. Burada cərəyan emitter-kollektor keçidindən, baza cərəyanı isə stabilitrondan axır (şəkil 7.14, a). Qida mənbəyinin yüklənməsi artdıqca, R1 müqavimətindən daha böyük cərəyan axır, çıxış gərginliyi azalır. Bu halda stabilitrondan axan cərəyan da azalır. VT1 tranzistorunun bazasındakı düzünə sürüşmə gərginliyi azalır və o, bir qədər bağlanır. Bu isə R1 müqavimətində çıxış gərginliyinin artmasına səbəb olur və beləliklə də, çıxış gərginliyinin azalması kompensasiya olunur.

Qida mənbəyindən tələb olunan cərəyan geniş diapazonda dəyişdiyi hallarda paralel stabilizatorlarda VT1 və VT2 tranzistorları kaskad şəklində qoşulurlar və onlar qida mənbəyinin çıxışında yerləşdirilir. Bu tranzistorlar özlərini dəyişən rezistorlar kimi aparırlar. VT1 tranzistorunun baza cərəyanı VD stabilitronundan axır, VT2 tranzistorunun baza cərəyanı isə R2 müqavimətindən axan cərəyandan asılıdır. R2 müqavimətində ayrılan gərginlik ondan axan cərəyanla müəyyən edilir (şəkil 7.14, b).

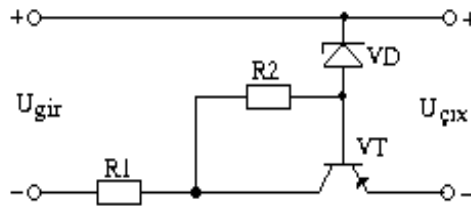
Qida mənbəyinə qoşulan yük azaldıqca R1 müqavimətindən axan cərəyan azalır, çıxış gərginliyi isə artır. Bu halda stabilitrondan və VT1 tranzistorunun baza-emitter keçidindən böyük cərəyan axır. Bu VT1 tranzistorunun bazasında düzünə sürüşmə gərginliyini artırır, nəticədə VT1 tranzistoru açılır, onun kollektor-emitter keçidindən böyük cərəyan axır. Bu cərəyan R2 müqavimətindən axaraq, onda böyük gərginlik düşküsü yaradır ki, bu da öz növbəsində VT2 tranzistorunu daha çox açır, onun kollektor-emitter keçidindən daha böyük cərəyan axır. Artmış cərəyan VT1 və VT2 tranzistorları vasitəsilə R1 müqavimətində gərginlik düşküsünü artırır, bu isə çıxış gərginliyinin azalmasına səbəb olur və gərginlik əvvəlki qiymətinə qaydır.



Şəkil 7.14. Paralel gərginlik stabilizatorları

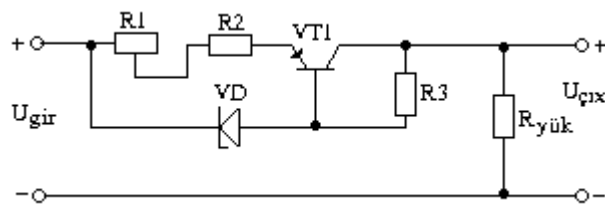
Ardıcıl gərginlik stabilizatorları böyük cərəyan dəyişmələri zamanı gərginliyin stabilləşdirilməsini təmin edir (şəkil 7.15). VT1 tranzistoru R1 rezistoruna nəzərən qida mənbəyinin çıxışına ardıcıl qoşulub. VT1 tranzistoru özünü dəyişən rezistor kimi aparır. Qida mənbəyindən axan cərəyan həm tranzistordan, həm də R2 müqavimətindən və stabilitrondan axır. R2-VD dövrəsi ilə axan cərəyan VT1 tranzistorunun bazasında gərginlik yaradır. Bu gərginlik qida mənbəyinin müsbət qütübünə nəzərən dəyişməz qalır, mənfi qütübünə nəzərən isə dəyişir. VT1 tranzistorunun baza-emitter keçidində düzünə sürüşmə gərginliyi artdıqda bu keçidin müqaviməti azalır, keçiddə düşən gərginlik azaldığından çıxışdakı gərginlik artmış olur.

Qida mənbəyinin yüklənməsi artdıqda böyük cərəyan ardıcıl qoşulmuş R1 rezistorundan və VT1 tranzistorunun kollektor-emitter keçidindən axır. Bu isə qida mənbəyinin çıxış gərginliyini azaldır. Bu şəraitdə cərəyanın kiçik bir hissəsi R2 və VD elementlərindən axır. Bu isə VT tranzistorunun bazasında düzünə sürüşmə gərginliyini artırır. Nəticədə kollektor – emitter keçidi daha çox açılır və onda ayrılan gərginlik azaldığından çıxış gərginliyi artmış olur.



Şəkil 7.15. Ardıcıl gərginlik stabilizatoru.

7.4.4. Cərəyan stabilizatoru. Yarımkəçirici cihazların köməyi ilə qida mənbələrini elə stabilləşdirmək olar ki, o sabit qiymətə malik cərəyan vermiş olsun. Sxemdəki VT tranzistoru (şəkil 7.16) qida mənbəyinin çıxışına ardıcıl qoşulmuş dəyişən rezistor rolunu oynayır. Sxemdə cərəyan iki paralel budaqdan axır. Budaqlardan biri ardıcıl qoşulmuş VD və R3, digər budaq isə R1 və VT elementlərindən təşkil edilmişdir. Əgər qida mənbəyinin çıxış cərəyanının fərqlənməsi baş verərsə, R3 müqavimətindən axan cərəyan və VT tranzistorundakı düzünə sürüşmə gərginliyi də dəyişir. VT tranzistorunun kollektor – emitter keçidinin müqaviməti dəyişərək ondan axan cərəyanın qiymətini korreksiya edir.



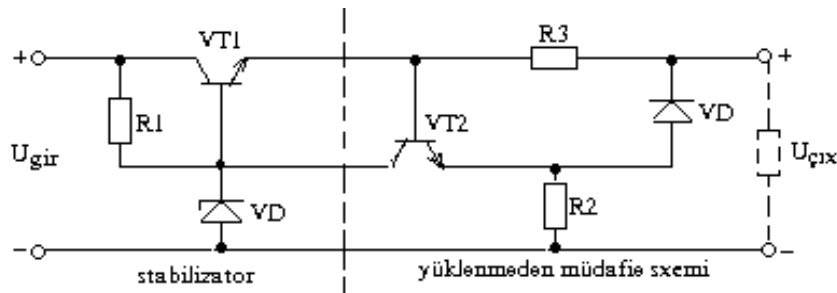
Şəkil 7.16. Cərəyan stabilizatoru

Bu cür qoşulmanın müsbət cəhəti ondan ibarətdir ki, R3 müqavimətindən axan cərəyanın istənilən dəyişməsinə VT tranzistorundan axan cərəyanın əks və bərabər dəyişməsi baş verir. Sxemin çıxış cərəyanı R1 potensiometri vasitəsilə verilir. Çıxış cərəyanının qiyməti yükün dəyişməsindən asılı olmayaraq sabit qalır. Sxemin çıxış gərginliyi isə yükdən asılı olaraq dəyişir.

7.4.5. Yüklənmədən müdafiə sxemləri. Girişə böyük gərginlik verilən və çıxış çox yüklənən hallarda stabilizator sıradan çıxa bilər. Bu hallarda, adətən, ardıcıl qoşulmuş tranzistor sıradan çıxır. Ardıcıl stabilizatorları artıq yüklənmədən qorumaq üçün müxtəlif sxemlər mövcuddur.

Şəkil 7.17-də göstərilən artıq yüklənmədən mühafizə sxeminin işi R3 rezistorundakı gərginliklə müəyyən edilir. Yük cərəyanının hamısı R3 rezistorundan axaraq onda uyğun gərginlik düşküsü yaradır. Yük cərəyanı müəyyən qiymətdən az olduqda R3 rezistorundakı gərginlik düşküsü VT2 tranzistorunun bazasına düzünə sürüşmə gərginliyi verməyə kifayət etmir. Odur ki, yük cərəyanının təhlükəsiz səviyyədə olduğu müddətdə VT2 tranzistoru kəsmə rejimində qalır.

VD2 kimi silisium diodundan istifadə etdikdə çıxış kontaktı ilə VT2 tranzistorunun emitteri arasında gərginlik düşküsü 0,5 V olur. VT2 silisium tranzistorunun işləməsi üçün də 0,5 V gərginlik lazımdır. Beləliklə, R3 rezistorunda gərginlik düşküsü 1V və yaxud bir qədər çox (1,1V) olmalıdır ki, VT2 tranzistoru işə düşə bilsin. R3 rezistorunun nominal qiyməti çıxış yük cərəyanının maksimum təhlükəsiz səviyyəsində gərginlik düşküsünün 1,1V qiymətinə uyğun seçilir. VT2 tranzistoru işə düşən halda cərəyanın bir hissəsi R1 rezistorundan və VT2 tranzistorundan axır və beləliklə də VT1 tranzistorunun baza cərəyanı bir qədər azalmış olur. VT1 tranzistoru kəsmə rejimində işləyir və beləliklə də yükdən axan cərəyanın çoxalması təhlükəsini aradan qaldırır.



Şək. 7.17. Stabilizatorun artıq yüklənmədən müdafiə sxemi

Yükün parametrləri stabilləşdikdə R3 müqavimətindəki gərginlik düşküsü 1,1V qiymətindən az olur və VT2 tranzistoru bağlanır. Tam çıxış gərginliyi

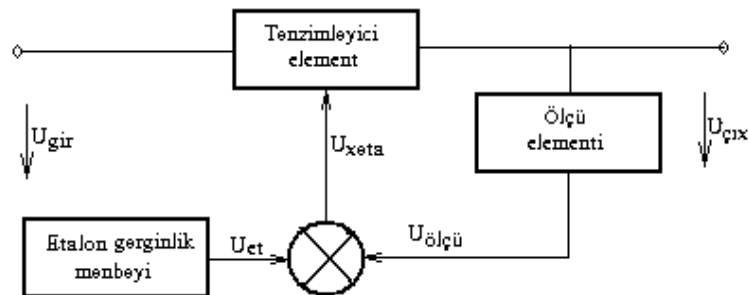
halında VT2 tranzistoru işləyir. Lakin cərəyana görə (və ya gücə görə) tələbat VT1 tranzistoruna olan tələbatdan yuxarı olmur.

Çox yüklənmə halında VT1 tranzistorundan axan cərəyan R2 müqaviməti vasitəsilə məhdudlanır. R2 müqaviməti maksimum cərəyan halında yük müqavimətindən 10 dəfə çox olur.

7.4.6. Kompensasiyalı stabilizator. Kompensasiyalı stabilizatorunun iş prinsipi mənfi əks əlaqə dövrəsindən istifadə olunmasına əsaslanmışdır. Bu prinsipin yerinə yetirilməsi üçün qurğuda tənzimləyici elementdən (TE) başqa ölçü elementindən (ÇE), müqayisə elementindən (ME) və etalon gərginlik mənbəyindən (U_{et}) istifadə edilir (şəkil 7.18).

Ölçü elementinin stabilləşdirilən parametərə mütənasib olan çıxış gərginliyi etalon mənbəyin gərginliyi ilə müqayisə edilir. Müqayisədən alınan xəta (fərq) gərginliyi ($U_x = U_{et} - U_{ölçü}$) tənzimləyici elementin ötürmə əmsalını idarə edir. Çıxış parametresinin azalması ilə U_x gərginliyinin artması tənzimləyicinin ötürmə əmsalını artırır ki, bu da çıxış gərginliyinin ilkin qiymətinin qərarlaşmasını təmin edir. Çıxış gərginliyinin artması isə xəta (fərq) gərginliyini azaldaraq tənzimləyici elementin ötürmə əmsalını azaldır.

Tənzimləyici elementin növündən asılı olaraq stabilizatorlar fasiləsiz və açar tipli kompensasiyalı stabilizatorlara ayrılırlar. Fasiləsiz kompensasiyalı stabilizatorlarda tənzimləyici element kimi aktiv iş rejimində işləyən bipolyar və sahə tranzistorlarından istifadə edilir. Açar tipli kompensasiyalı stabilizatorlarda tənzimləyici element kimi açar rejimində işləyən impuls güc gücləndiricilərindən istifadə edilir.



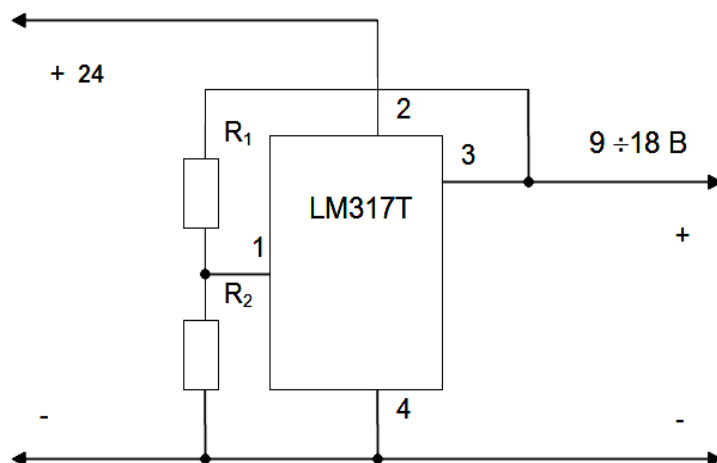
Şəkil 7.18. Kompensasiyalı stabilizatorun struktur sxemi

7.4.7. İS əsasında gərginlik stabilizatoru.

Gərginlik stabilizatorunun stabilizasiya əmsalının kifayət qədər olması və geniş intervalda tənzimlənən olması üçün onun əməliyyat gücləndiricisi əsasında qurulması, yaxud K142EN2 tipli inteqral mikrosxemlər əsasında qurulması tələb olunur. Ona görə də stabilizatorun nisbətən sadəliyini və eyni zamanda

parametrlərinin dayanıqlığını təmin etmək üçün stabil qida gərginliyinin qiymətinin əvvəlcədən göstərilən diapazon üçün konkret seçilməsi daha məqsədə uyğundur. Bir tərəfdən gərginliyin qiymətinin böyük seçilməsi güc dövrlərində axan cərəyanın qiymətinin az olmasını təmin edir, digər tərəfdən isə həmin dövrlərdəki elementlərə tətbiq olunan işçi və sıçrayış gərginliklərinin yüksək olmasına gətirib çıxarır. Mövcud analoqlarda qida gərginliyinin 9-18V intervalında fiksə olunmuş qiymətini təmin edən LM317T markalı stabilizatorlar tətbiq olunur. Bu stabilizatorların analoqu KREN markalı stabilizatorlar da istismar xarakteristikalarına görə əlverişli hesab oluna bilər. LM317T markalı mikrosxem əsasında qurulmuş stabilizatorun sxemi şəkil 7.19-da göstərilmişdir.

Sürüşmə dövrəsinin köməyi ilə verilmiş intervalda gərginliyin qiymətini qoymaq olar. Bu stabilizator giriş gərginliyinin $24V \pm 10\%$ qiymətində çıxışda R_1 və R_2 rezistorlarının köməyi ilə $9 \div 18V$ volt intervalında gərginliyin fiksə olunmuş qiymətini $200 \div 500$ stabilləşdirmə əmsalı ilə təmin edir.



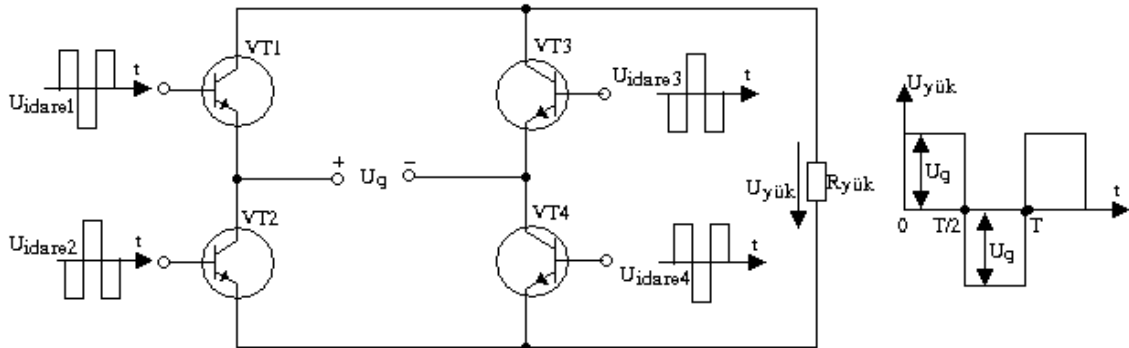
Şək.7.19. İS əsaslı gərginlik stabilizatoru

7.5. Sabit gərginliyin dəyişən gərginliyə çevrilməsi qurğuları

Sabit cərəyan gərginliyini dəyişən cərəyan gərginliyinə çevirən elektron qurğusuna inverter deyilir. İnvertor sabit cərəyan mənbəyini dövrü olaraq yükə qoşan kommutatordan ibarətdir. Bu zaman qoşulmanın polyarlığı daimi olaraq dəyişməlidir. Belə çeviricinin körpü tipli sxemi və onun çıxış gərginliyinin forması şəkil 7.20 - də göstərilmişdir.

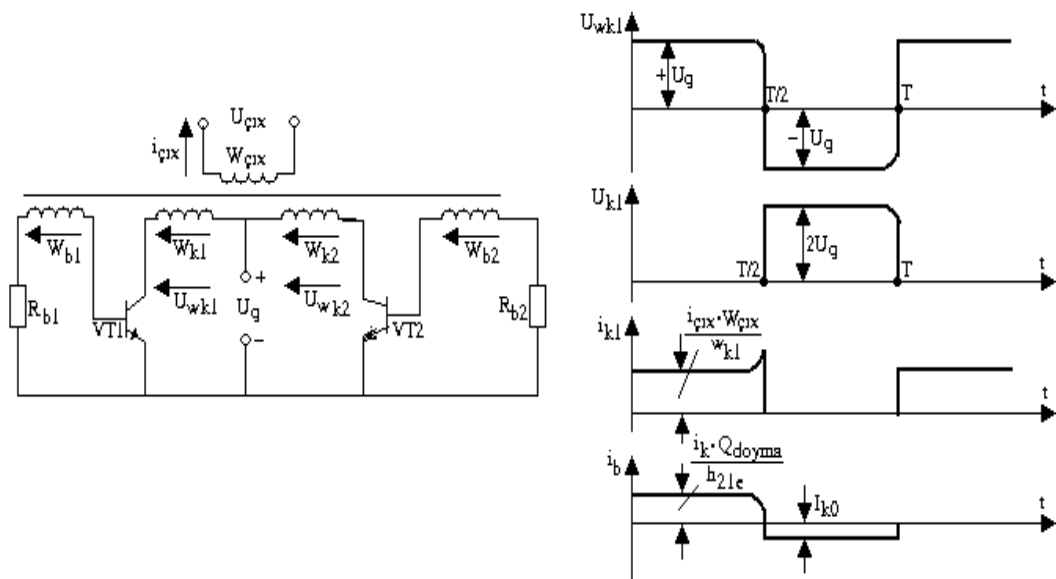
Fərz edək ki, açar rejimində işləyən tranzistorlar müəyyən T dövrü (taktı) ilə cüt-cüt əks fazada işləyirlər. $0 \dots T/2$ müddətində VT_1 və VT_2

tranzistorları qoşulur və $R_{yük}$ yükünə U_n gərginliyinin müsbət polyarlığı təsir edir. $T/2 \dots T$ intervalında isə $VT3$ və $VT2$ tranzistorları qoşulur və $R_{yük}$ yükünə U_n gərginliyinin mənfi qütblülüyü təsir edir. Nəticədə yükdə dəyişən düzbucaqlı gərginlik alınır.



Şəkil 7.20. Körpü çeviricili inverter

İnvertorun kommutatorunun konkret yükü kimi kommutatorla funksional əlaqədə olan transformatorun dolağı istifadə olunur. Odur ki, hər iki qurğu vahid tamlıq təşkil edir. Orta nöqtəsi olan iki yarımpriodlu düzləndirici əsasında yaradılan çeviriciyə baxaq (şəkil 7.21). Bu qurğuda transformatorun ikinci W_{k1} və W_{k2} yarımdolaqları $VT1$ və $VT2$ tranzistorlarında yaradılan kommutatorun yükü olur. Yaradılmış qurğu mahiyyət etibarilə qoşan və bağlayan tranzistora malik impuls güc gücləndiricisinin sxemindən ibarətdir.



Şək. 7.21. Orta nöqtəsi olan iki yarımpriodlu düzləndirici əsasında yaradılan çevirici

Transformator içliyinin histerezis ilgəyinin düzbucaqlıya yaxın olduğunu fərz edərək sxemin iş prinsipinə baxaq. Fərz edək ki, müəyyən zaman anında VT1 tranzistoru doyma rejimindədir və W_{k1} dolağına U_n qida gərginliyi tətbiq olunub. Bu gərginlik transformatorun nüvəsinin yenidən maqnitləşməsini təmin edir. Transformatorun bütün dolaqlarında, onun nüvəsinin doyması anına qədər, dolağın sarğılarının sayına mütənasib olan $U_w = U_n \cdot W_i / W_k$ gərginliyi yaranır. Transformatorun W_{b1} və W_{b2} dolaqları elə qoşulub ki, onlarda yaranan gərginliyin qütblülüyü tranzistorların ilkin vəziyyətlərini (VT1 doyub, VT2 bağlıdır) təmin etmiş olsun. Transformatorun nüvəsinin doymasından sonra onun bütün dolaqlarında gərginlik sıfıra qədər azalır və VT1 tranzistoru bağlanmağa başlayır. Bu halda elektromaqnit induksiyası qanununa əsasən transformatorun dolaqlarında əks elektrik hərəkət qüvvəsi yaranır. Bu gərginlik VT1 tranzistorunun cəld bağlanmasını, VT2 tranzistorunun isə cəld açılmasını təmin edir. Qida gərginliyi W_{k2} dolağına tətbiq edildikdə, transformatorun nüvəsinin əks maqnitləşməsi baş verir. Nəticədə transformatorun dolaqlarında düzbucaqlı formada dəyişən gərginlik yaranmış olur. Bu gərginliyin tezliyi transformatorun parametrləri ilə müəyyən olunur. Göstərilən sxem mahiyyətə maqnit əlaqəli multivibratorun sxemidir.

P.S. Süzgəc vasitəsilə stabilləşdirmə: Süzgəc elementləri (C, L) müəyyən dərəcədə qida gərginliyinin stabilləşməsini təmin edirlər. Əgər çıxış gərginliyi azalarsa, kondensator boşalaraq bu gərginliyi sabit saxlamağa çalışır. Eyni ilə, çıxışda gərginliyin azalması süzgəcin drosseli ətrafındakı maqnit selinin azalmasına səbəb olur. Maqnit selinin dəyişməsi isə öz növbəsində sarğıda bu dəyişməni yaradan cərəyanın əksinə olan cərəyan yaradır. Odur ki, süzgəcin drosseli gərginliyin amplitudunun istənilən dəyişməsinə əks təsir göstərir.

Böyük güclərə hesablanmış düzləndiricilərin, invertorların digər güc qurğularının qurulma prinsiplərinə, element bazası və sxemotexnikasına növbəti paraqrafda baxılır.

7.6. Güc elektron qurğuları və onların sxemotexnikası

Güc elektron qurğuları böyük güclərə hesablanmış elektrik qida sistemlərinin tərkib hissəsi olub, güclü elektrik proseslərini idarə etmək üçün nəzərdə tutulub. Bu qurğuların əsasını güc elektron cihazları təşkil edir. Güc elektron cihazlarının malik olduqları məxsusi üstünlükləri güc qurğularında güclü cərəyanlı və zəif cərəyanlı dövrlər və elementlər arasında əlaqə yaratmağı xeyli asanlaşdırır. Bu qurğularda güc elektron cihazları bir qayda olaraq açar rejimində işləyirlər.

İlk vaxtlar güc qurğuları tiristorlar əsasında qurulurdu. Lakin bağlanmayan tiristorların idarə impulsları ilə söndürülə bilməməsi bu cihazların əsas çatışmazlığı olub, tiristorun söndürülməsi üçün kifayət qədər mürəkkəb sxemin istifadə olunmasını tələb edir.

Sonralar işlənib hazırlanmış güc bipolyar tranzistorları da tam mükəmməl elektron açar sxemləri qurmağa imkan vermirdi.

Yalnız güc sahə tranzistorlarının və İGBT-lərin yaranmasından sonra tam idarə oluna bilən və öz xassələrinə görə ideal açarlara yaxın olan elektron açarları qurmaq mümkün olmuşdur. Bu isə güclü elektrik proseslərinin idarə olunması ilə bağlı müxtəlif məsələləri xeyli asanlaşdırmağa imkan vermişdir.

Ən geniş yayılmış tipik güc qurğuları aşağıdakılardır:

- kontaktsiz dəyişən və sabit cərəyan dəyişdirən qurğular (*cərəyan kəsiciləri*);
- dəyişən gərginliyi birqütblü sabit gərginliyə çevirən *düzləndiricilər*;
- sabit gərginliyi dəyişən gərginliyə çevirən *invertorlar*;
- Bir tezlikli gərginliyi digər tezlikli gərginliyə çevirən *çeviricilər*;
- bir sabit gərginliyi digər qiymətli sabit gərginliyə çevirmək üçün nəzərdə tutulmuş sabit gərginlik çeviriciləri (*konvertorlar*);
- bir sayda fazalı gərginliyi digər saylı fazalı gərginliyə çevirmək üçün nəzərdə tutulmuş *fazalar sayı çeviricisi* ;
- şəbəkədəki reaktiv gücü, və cərəyan və gərginliyin formasını kompensə etmək üçün nəzərdə tutulan *kompensatorlar (güc əmsalının korrektoru)*

Mahiyyətə güc qurğuları güclü elektrik siqnallarının çevrilməsini yerinə yetirirlər. Ona görə də texnikanın bu sahəsini çevirici texnikası da adlandırırlar.

Həm tipik, həm də xüsusişdirilmiş güc qurğuları texnikanın çox sahəsində və həm də praktiki olaraq istənilən mürəkkəb elmi avadanlıqda istifadə olunur.

Güc qurğularının geniş istifadə olunduğu bir sıra avadanlıqları və qurğuları nəzərdən keçirək:

- elektrik intiqalı;
- akkumulyatorların doldurulması üçün elektrik avadanlığı;
- kompüterlər;
- avtomobillərin elektrik avadanlığı;
- təyyarələrin və kosmik aparatların elektrik avadanlığı;
- radorabitə qurğuları;
- teleyayım avadanlığı;
- elektrik işıqlandırma qurğuları (lüminofor lampaların qidalandırılması və s.);
- elektrik alətləri;
- məişət texnikası avadanlıqları.

İnformativ elektronikanın, xüsusən də mikroprosessor texnikasının nailiyyətləri güc qurğularının geniş tətbiq olunmasında böyük rol oynayır.

Güc qurğularının qurulması zamanı aşağıda sadalanan prinsiplər və məsələlər nəzərə alınır:

1. Faydalı iş əmsalının artırılması vacib məsələlərdən biri olub elektrik enerjisinə yüksək qənaət əldə etməyə imkan verir;

2. Böyük gücə malik olan qurğularda güc cihazları yalnız açar rejimində istifadə olunmalıdır, əks halda bu cihazlarda enerji itkiləri çox yüksək olur.

3. Güc dövrlərində bir qayda olaraq rezistorlar istifadə olunmamalıdır, rezistorlarda böyük güc səpələnir və bu isə faydalı iş əmsalını azaldır;

4. Güc qurğularının texniki-iqtisadi göstəricilərinin yaxşılaşdırılması üçün ən effektiv və çox istifadə olunan üsullardan biri güc cihazlarının dəyişdirilmə tezliyinin artırılmasıdır;

5. Bir qayda olaraq idarəetmə dövrləri və güc dövrləri arasında qalvanik ayrılma nəzərdə tutulmalıdır;

6. Elektrik şəbəkənin və yükün biri-birindən qalvanik ayrılması transformatorlarla təmin edilir;

7. Güc qurğusunun işlənilib hazırlanması zamanı onun qəza hallarında qorunması üçün tədbirlər həyata keçirilməlidir.

7.6.1. Kontaktsız dəyişdirici qurğular (Cərəyan kəsiciləri). Bu qurğular həm də tənzimləyicilər və dəyişdirici açarlar da adlandırılır.

Cərəyan kəsiciləri öz sxemotexniki həllinə və iş prinsipinə görə sadə olub, yükü qidalandırıcı şəbəkəyə qoşub ayırmağa imkan verən effektiv qurğudurlar. Bundan əlavə bəzi cərəyan kəsiciləri yükdəki gərginliyin tənzimlənməsini təmin edirlər.

Dəyişən cərəyan kəsiciləri. Bu qurğularda adətən, bağlanmayan tiristorlar, yaxud simistorlar istifadə olunur.

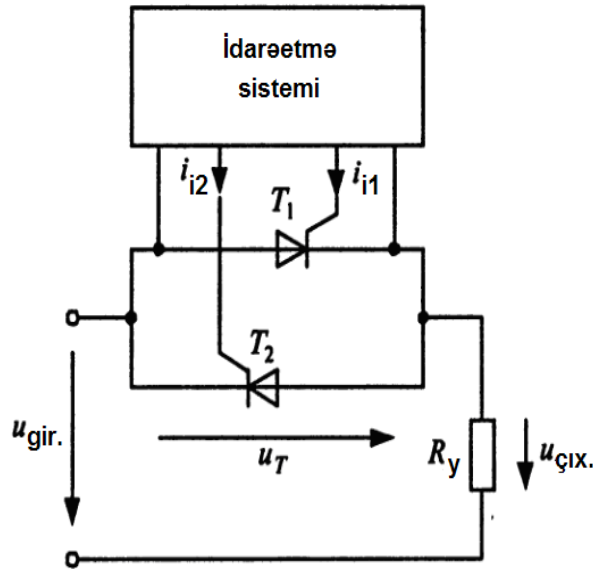
Şəkil 7.22-də verilmiş. R_y aktiv yükünə qoşulmuş tiristorlu cərəyan kəsicisinin sxemini nəzərdən keçirək

Fərz edək ki, giriş gərginliyi sinusoidaldir.

İdarəetmə sistemi lazım olan zaman anlarında tiristorların qoşulması üçün impulslar formalaşdırır. Sxemdə i_{i1} və i_{i2} ilə idarəedici elektrodların cərəyanları işarə olunmuşdur.

Güc qurğularında idarəetmə bucağı anlayışından geniş istifadə olunur. İdarəetmə bucağı dedikdə giriş siqnalının hər müsbət yarımdalğasının başlanğıcı ilə tiristorun uyğun qoşulma məqamı arasındakı fazaya görə bucaq sürüşməsi, həmçinin, eynilə ona bərabər olan hər mənfi yarımdalğanın başlanğıcı ilə T_2

tiristorunun uyğun qoşulma məqamı arasındakı fazaya görə bucaq sürüşməsi başa düşülür.



Şək. 7.22. Aktiv yükə qoşulmuş tiristorlu cərəyankəsicisinin sxemi

Tutaq ki, fazaya görə sürüşmə bucağı α sifıra bərabərdir. Cərəyan kəsicisinin işini xarakterizə edən zaman diaqramları şəkil 7.23 – də göstərilmişdir.

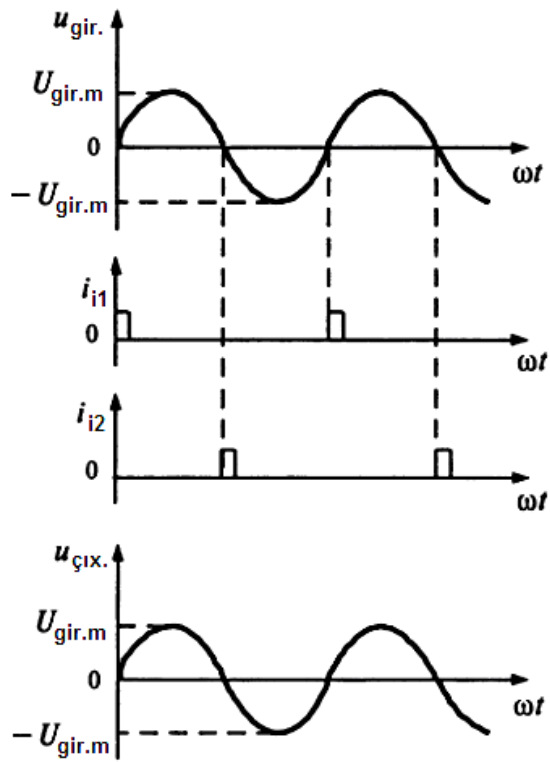
Hər yarımperiodun başlanğıcında i_{i1} və i_{i2} idarəedici impulslarının təsiri ilə uyğun tiristorlardan biri açılır. Tiristorlardakı gərginlik düşküsünü ($u_T \approx 1V$) nəzərə almasaq hesab etmək olar ki, çıxış gərginliyi giriş gərginliyinin tam təkrarı olacaq.

Diaqramlardan görüldüyü kimi $\alpha = 0$ olduqda çıxış gərginliyinin forması, amplitudu, təsir edici qiyməti və digər parametrləri giriş gərginliyinin parametrləri ilə üst-üstə düşür. $\alpha \neq 0$ olduqda isə idarəetmə impulsları yarım dalğaların başlanğıcına nəzərən α qədər sürüşdüyündən çıxış gərginliyinin forması sinusoidadan fərqli olacaq və onun təsiredici qiyməti girişdəkindən az olacaq.

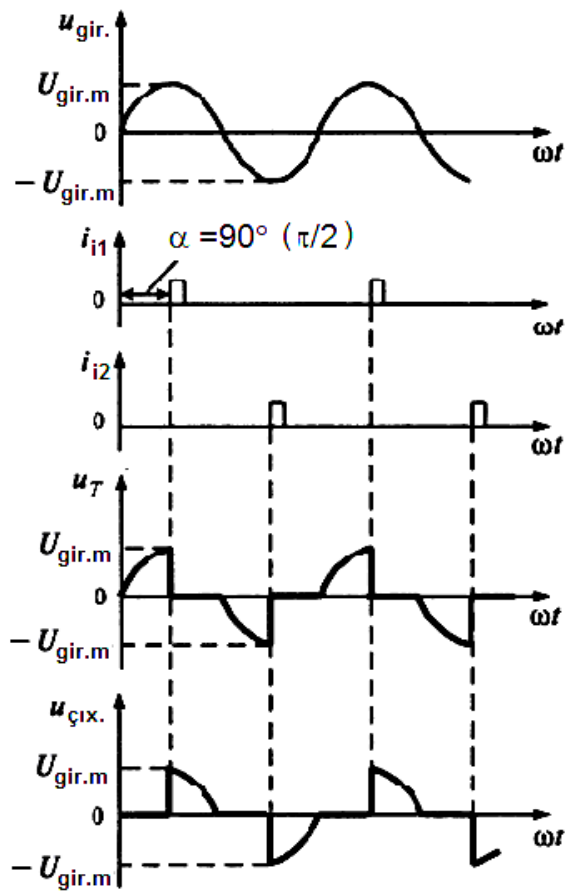
$\alpha = 90^\circ (\pi/2)$ halı üçün gərginlik diaqramları şəkil 7.24 – də verilmişdir.

Diaqramda verilən u_T asılılığı tiristorda düşən gərginliyin zamandan asılılığıdır.

$\alpha \geq 180^\circ (\pi)$ olduqda yükdəki gərginlik sıfır olacaq, bu halda hər iki tiristor bağlı vəziyyətdə qalacaq.



Şək. 7.23 Cərəyan kəsicisinin işini xarakterizə edən zaman diaqramları



Şək. 7.24. Cərəyan kəsicisinin $\alpha = 90^\circ (\pi/2)$ halı üçün gərginlik diaqramları

Çıxışdakı gərginliyin təsiredici qiyməti α bucağının $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ qiymətləri üçün

$$U_{\text{çı}} = \frac{U_{\text{gir.m}}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \sqrt{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \alpha)}$$

ifadəsi ilə təyin olunur. Bu ifadəni *tənzimləmə xarakteristikası* adlandırırlar.

Cərəyan kəsicisinin misalında nəzərdən keçirilən *faza tənzimlənməsi* güc qurğularında geniş istifadə olunur. Bu növ tənzimləmə onunla xarakterikdir ki, yükdəki gərginliyin dəyişdirilməsi idarəetmə bucağının dəyişdirilməsi hesabına təmin edilir.

Güc cihazlarının qoşulması idarəetmə impulslarının köməyiylə həyata keçirildiyindən faza tənzimlənməsini həm də *impuls-fazalı idarəetmə* adlandırırlar.

Fazalı tənzimləməli qurğuların əsas çatışmazlığı onun çıxışında yük cərəyanının sinusoidal formadan güclü fərqlənməsidir.

Sadə idarə etmə sxemlərinə malik olan tiristorlu və simistorlu cərəyan kəsicilərinin sxemi şəkil 7.25 - də verilmişdir.

S kontaktı açıq olduqda güc cihazı (tiristor, yaxud simistor) bağlı olur. Giriş gərginliyi artdıqca idarəetmə cərəyanı artır düz gərginlik altında olan tiristor açılır, əks gərginlik altında olan tiristor isə bağlı qalır. Növbəti yarımperiodda açıq tiristor bağlanır, bağlı isə açılır (şək.7.25).

Simistorlu sxemin işi analojidir. Bu sxemdə idarəetmə cərəyanının müsbət qiymətində simistor yükdən müsbət yarımperioda, mənfi olduqda isə əksinə mənfi yarımperioda uyğun cərəyan buraxır.

S kontaktı - rele kontaktı, tranzistorlu elektron açarı, qalvanik ayırma təmin edən optocüt və s. ola bilər.

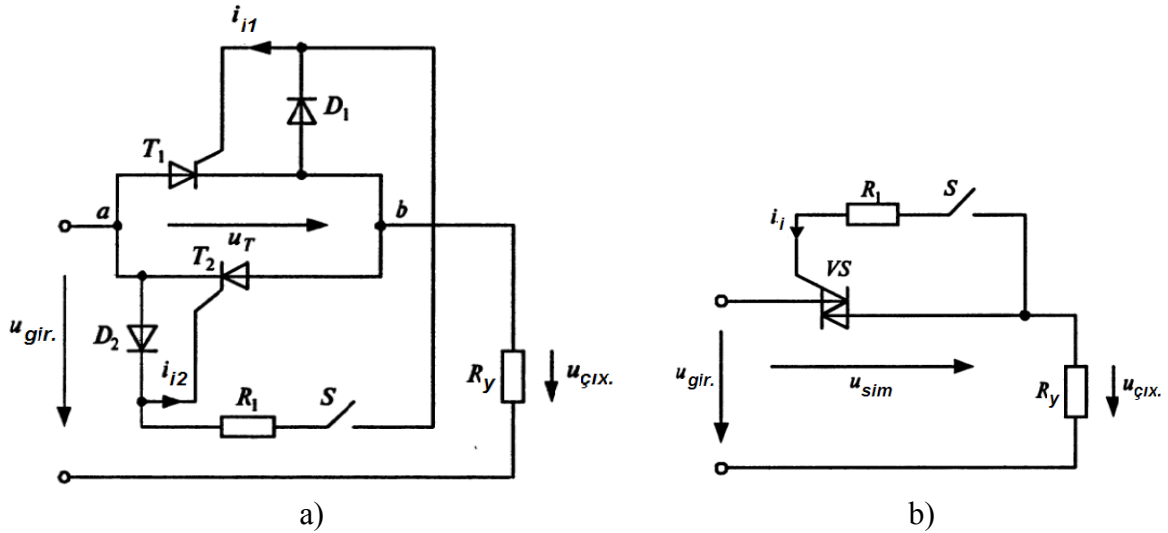
Sabit cərəyan kəsiciləri. Bu növ kəsicilər sabit cərəyan dövrəsinə qoşulan yükləri qoşub açmaq üçün nəzərdə tutulub. Yükdəki gərginliyin impulslarının davam etmə müddəti və fasilə müddəti arasındakı nisbəti dəyişməklə (yəni impuls tənzimlənməsi yerinə yetirməklə) sabit cərəyan kəsicilərinin köməyiylə həmçinin, gərginliyin orta (yaxud təsiredici) qiymətini tənzimləmək olar.

Əvvəllər güclü sabit cərəyan kəsiciləri bağlanmayan tiristorlar əsasında qurulurdu. Belə qurğular sxemlərinin mürəkkəbliyi ilə fərqlənirdilər.

Hal-hazırda sabit cərəyan dövrlərində kommutasiya üçün əsasən, sahə tranzistorları, İGBT, bağlanan tiristorlar (Gate turn – off thyristor – GTO), qoşulması və söndürülməsi üçün daxil edilmiş sahə tranzistoru istifadə olunan

sahə tranzistorlu tiristorlar (MOS – control thyristor – MCT), bəzi hallarda isə bipolar tranzistorlar istifadə olunurlar.

Müasir güc yarımkeçirici cihazları minlərlə amper cərəyanları kommutasiya etməyə və minlərlə volt gərginliyə dözməyə qabildirlər.



Şək. 7.25. Sadə idarəetmə sxeminə malik olan cərəyan kəsicisi:
a) tiristorlu; b) simistorlu.

Mahiyətə sabit cərəyan kəsiciləri güc cihazlarının qorunmasını təmin edən idarəetmə sistemləri və elementləri ilə tamamlanmış güclü elektron açarlarıdır (məsələn, tranzistorlar).

Paralel qoşulmuş diodlu İGBT əsasında olan cərəyan kəsicisinin sxemini nəzərdən keçirək (şək.7.26). Bu qurğu izolyasiya gərginliyi 4000B, kommutasiya edilən gərginliyi 0...600V, kommutasiya olunan cərəyan 120A-ə qədər, qoşulmuş vəziyyətdə qalıq gərginliyi 2,5V olan 5Π20.10GDA1-120-6 tipli bərkcisimli elektron rele əsasında qurulub.

Rele xarici D_3 diodu ilə birlikdə İGBT-nin müdafiəsini təmin edən daxil edilmiş D_1 dioduna malikdir.

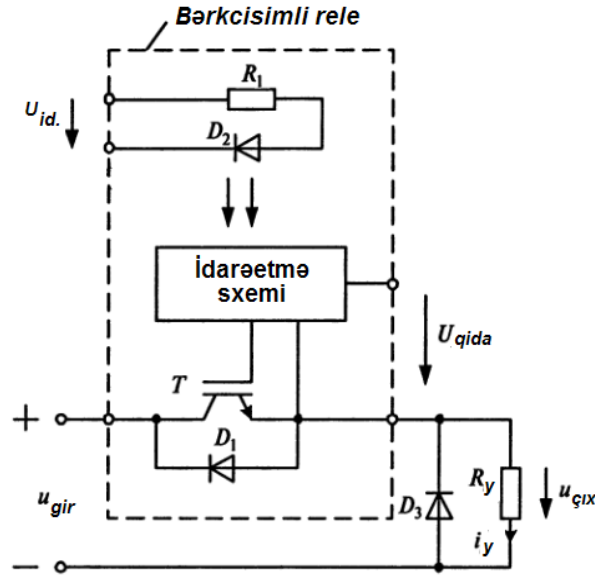
Nəzərdən keçirilən relenin əsas xüsusiyyəti qalvanik olaraq güc dövrəsi ilə əlaqəli olan U_{qida} (çıxış üzrə gərginlik) qida gərginliyinin istifadə olunması və idarəetmə dövrəsinin isə güc dövrəsindən qalvanik olaraq ayrılmış olmasıdır.

7.6.2. İdarə olunan düzləndiricilər. Qeyd olunduğu kimi düzləndirici dəyişən gərginliyi birqütblü (biristiqamətli, düzlənmiş) gərginliyə çevirmək üçün nəzərdə tutulmuşdur. Düzləndiricilər ən geniş istifadə olunan güc qurğularındandır.

Diodlar əsasında qurulan düzləndiriciləri *idarəolunmayan*, idarəolunan güc cihazları əsasında qurulan düzləndiriciləri isə *idarəolunan* adlandırırlar.

İdarəolunan düzləndiricilərin əsasını adətən bağlanmayan tiristorlar təşkil edirlər. Düzləndiricilərdə dəyişən cərəyan kəsicilərində olduğu kimi belə tiristorların natamam idarə olunması ilə bağlı olan çatışmazlığı adətən özünü büruzə vermir, çünki dəyişən gərginliyin təsiri ilə tiristorlar avtomatik bağlanır.

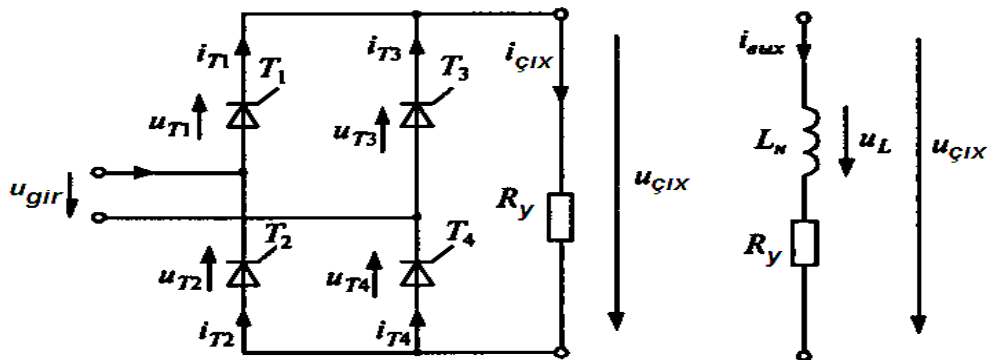
Qidalandıran gərginliyin fazalarının sayına görə düzləndiriciləri birfazlı və çoxfazlı düzləndiricilərə bölürlər. Çoxfazlı düzləndiricilər içərisində ən geniş istifadə olunanları üçfazlılardır.



Şək. 7.26. İGBT əsasında olan cərəyan kəsicisinin sxemi

Relenin idarə olunması üçün 10...30mA qədər idarəetmə cərəyanı kifayət edir.

İdarəolunan bir fazlı körpü düzləndirici. Belə düzləndirici nisbətən az güclü: yüz vatta qədər, bəzən bir kilovata qədər gücə malik olan qurğularda geniş istifadə olunur. Çıxışına qoşulan yükün növündən asılı olaraq düzləndiricinin aktiv və aktiv-induktiv yükə işi fərqli olur (şək. 7.27).



Şək. 7.27. İdarəolunan bir fazlı körpü düzləndiricinin sxemi

Aktiv yükə qoşulmuş idarəolunan düzləndiricinin işi. Baxılan düzləndirici üçün idarəetmə bucağı u_{gir} qida gərginliyinin müsbət yarım dalğası ilə T_1 və T_4 tiristorlarının uyğun qoşulma məqamları arasındakı, həmçinin, u_{gir} qida gərginliyinin mənfi yarım dalğası ilə T_2 və T_3 tiristorlarının uyğun qoşulma məqamları arasındakı fazaya görə α bucaq sürüşməsinə deyilir.

$\alpha=0$ olduqda idarəolunan düzləndiricidəki proses idarəolunmayan adi körpü düzləndiricidə baş verən elektrik prosesi ilə üst-üstə düşür. Düzləndiricinin elektrik parametrləri üçün riyazi ifadələr olduğu kimi qalır.

α idarəetmə bucağının sıfırdan fərqli qiymətində düzləndiricidə baş verən elektrik proseslərinin təhlili mürəkkəbləşir. Belə ki, idarəetmə bucağının qiymətindən asılı olaraq absis oxu boyunca bir neçə parçalarda (zaman oxu boyunca bir neçə parçalarda) sxemin bütün tiristorları bağlanmış olur və u_{gir} gərginliyinin həmin parçalarda paylanması məsələsinin həll etmək lazım olur. Həm də tiristorların ikisi düz gərginlik altında, o biri ikisi isə əks gərginlik altında olur.

7.6.3. İnvortorlar. İnvortorlar sabit gərginliyi dəyişən gərginliyə çevirmək üçün nəzərdə tutulmuş qurğulardır.

Düzləndiricilərlə müqayisədə bunlar əks funksiyanı yerinə yetirirlər. Bu qurğuların hər ikisində çox vaxt eyni sxemotexniki həllər istifadə olunur.

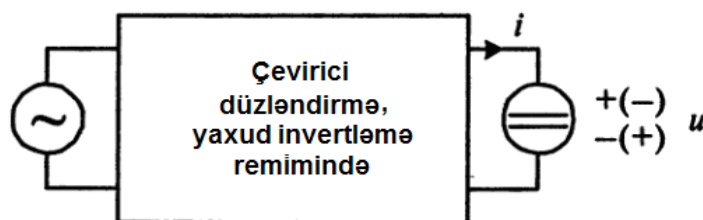
Bundan əlavə bir sıra qurğular həm düzləndirməni, həm də inversləməni yerinə yetirə bilirlər. Bunlarda enerji selinin istiqamətinin dəyişdirilməsi: ya dəyişən cərəyan dövrəsindən sabit cərəyan dövrəsinə (düzləndirici rejimi), ya da əksinə (invortor rejimi) mümkündür. Ümumi olaraq belə qurğuları çeviricilər adlandırırlar (şək.7.28).

Tutaq ki, qurğu dəyişən gərginlik mənbəyinə və u gərginliyinə malik olan sabit gərginlik mənbəyinə qoşulmuşdur, belə ki sonuncudan $i > 0$ cərəyanı axır.

Əgər sabit gərginliyin işarəsi mötərizəsiz verilən hala uyğundursa, onda sabit gərginlik mənbəyinin gücü P müsbət olacaq ($P = iu > 0$). Bu onu göstərir ki, enerji dəyişən cərəyan dövrəsindən sabit cərəyan dövrəsinə ötürülür, yəni çevirici düzləndirici rejimində işləyir. Əgər gərginliyin işarəsi mötərizədə verilən hala uyğundursa, $P = -iu < 0$ olur və bu da onu göstərir ki, enerji sabit cərəyan dövrəsindən dəyişən cərəyan dövrəsinə ötürülür, yəni çevirici invortor rejimində işləyir.

Tiristorlarda cərəyan yalnız bir istiqamətdə axa bildiyindən idarə olunan düzləndiricilərə oxşar olaraq tiristorlu çeviricilərdə cərəyanın istiqaməti dəyişə bilməz. Ona görə də invortor rejiminə keçmə yalnız sabit gərginliyin işarəsinin dəyişməsindən sonra mümkündür.

Cərəyanın istiqamətini təmin edən çeviricilər də mövcuddur. Bunlarda sabit gərginliyin işarəsini dəyişmədən invortor rejimi mümkündür.



Şək.7.28

Belə çeviricilər, məsələn, sabit cərəyan elektrik intiqalında və bu tip qurğularda geniş istifadə olunur. Çevirici düzləndirmə yerinə yetirdikdə elektrik maşını mühərrik rejimində işləyir. Əgər o, inversləmə funksiyasını yerinə yetirirsə onda maşın elektrik enerjisi generatoru rolunu oynayır.

Yalnız inversləmə funksiyasını yerinə yetirən invertorlar daha çox istifadə olunurlar. Belə invertorları tezlik çeviricilərində metalların induksion qızdırılmasında və əridilməsində, qida bloklarında və bir çox digər qurğularda tətbiq edirlər.

İdarəolunma növünə görə invertorlar iki növə bölürlər: şəbəkə ilə idarə olunan (asılı olan) və avtonom (asılı olmayan).

Şəbəkə ilə idarə olunan invertorlar tələb olunan tezliyi və invertorun çıxışındakı gərginliyin qiymətini təmin edən dəyişən gərginlik mənbəyinin olmasını tələb edir. Məsələn, elektrik intiqalı invertor rejimində məhz asılı kimi işləyir. Asılı olan invertorlar həm də sabit cərəyanda elektrik enerjisinin ötürülməsi sistemlərində də tətbiq olunur.

Avtonom (asılı olmayan) invertorlar dəyişən gərginlik mənbəyi olmadan fəaliyyət göstərir. Tələb olunan tezlikli və qiymətli dəyişən gərginlik invertorun özü ilə yaradılır. Məsələn, metalın induksion qızdırılması və əridilməsi üçün çeviricilərdə avtonom invertorlar tətbiq olunurlar.

Elektrik parametrinin növünə görə invertorlar iki növə: **cərəyan invertorları** və **gərginlik invertorlarına** bölünürlər.

Cərəyan invertoru onunla xarakterikdir ki, sabit gərginlik mənbəyindən axan giriş cərəyanı güc cihazlarının rejiminin dəyişməsi zamanı praktiki olaraq dəyişmir, yəni giriş dövrəsi cərəyan mənbəyi rejimində işləyir. Adətən, cərəyanın sabitliyini böyük induktivliyə malik olan induktivlik sarğacı təmin edir.

Gərginlik invertoru gərginlik mənbəyi rejimində işləyən giriş dövrəsinə malikdir. Güc cihazları verilmiş tezlik və gərginliyin dəyişən qütbü ilə bu mənbəni yükə qoşur və nəticədə yükə düzbucaqlı formalı dəyişən gərginlik yaranır.

Birfazlı körpülü avtonom invertorun sxemini nəzərdən keçirək (şək. 7.29). Dörd ədəd bağlanmayan tiristor əsasında qurulan avtonom cərəyan invertorunda tiristorların birləşməsi idarəolunan düzləndiricidə olduğu kimidir.

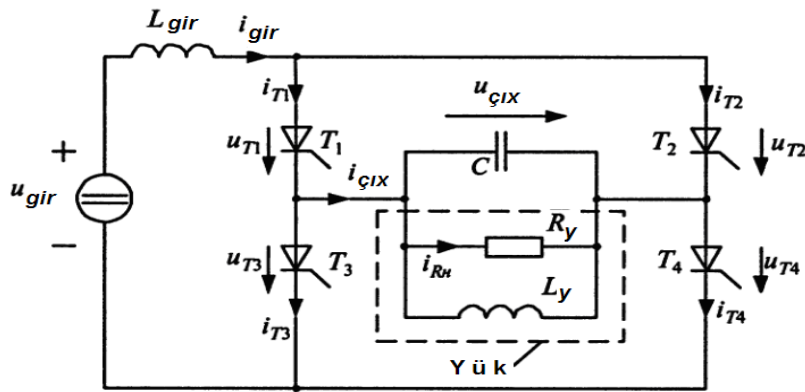
Lakin invertorun girişində gərginliyi u_{gir} olan sabit gərginlik mənbəyi var. Bu mənbənin qütbləri düzləndiricinin çıxış gərginliyinin qütblərinə əksdir, bu isə sabit gərginlik mənbəyindən yükə enerjinin ötürülməsinin zəruri şərtidir.

Aktiv-induktiv yüklü düzləndiricinin sxemində olduğu kimi nəzərdən keçirilən invertorun sxemində də induktivlik sarğacı var.

Sxemdə qəbul edilir ki, sarğac dövrəsindəki i_{gir} cərəyanı sabitdir.

İnvertorun çıxışında, yəni dəyişən cərəyan dövrəsində C kondensatoru, və R_y və L_y parametrlı aktiv-induktiv yük var.

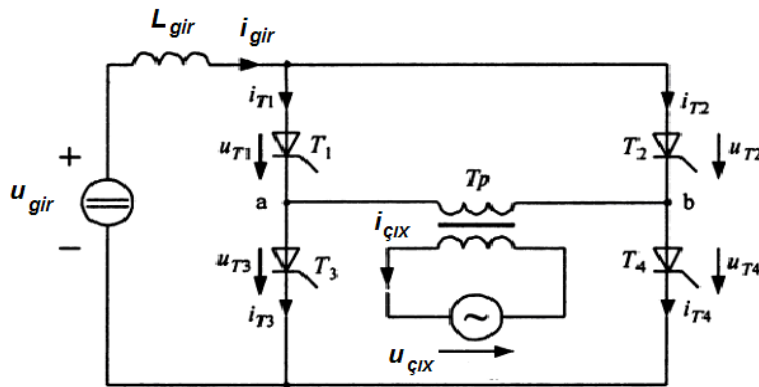
Hesab etmək olar ki, kondensator və yük ilə əmələ gəlmiş rəqs konturu yüksək keyfiyyətliyə malikdir, bunun nəticəsində də çıxış gərginliyi $u_{çix}$ praktiki olaraq sinusoidaldir.



Şək.7.29. Birfazlı körpü avtonom cərəyan invertorunun sxemi

Asılı olan invertorlar. Bağlanmayan tiristorlarda qurulan birfazlı körpü asılı invertorda tiristorlar idarəolunan düzləndiricidə olduğu kimi qoşulurlar. Lakin sxemə adətən asılı invertorlarda istifadə olunan transformatorlar daxil olunmuşdur (şək.7.30).

Bu invertorda baş verən elektrik proseslərinin ilkin təhlili zamanı sxemlərdə transformatorların hər dolağı invertora qoşulmuş sinusoidal gərginlik mənbəyi ilə əvəz oluna bilər.



Şək.7.30. Transformatorllu asılı olan invertor

İnvertorun çıxış dövrəsində $u_{çix}$ gərginlikli asılı olmayan dəyişən gərginlik mənbəyi var.

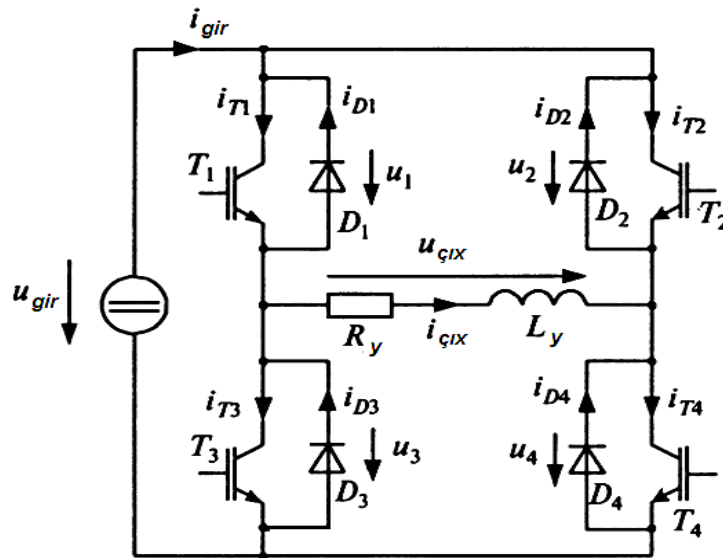
Əgər sxemdən transformatoru çıxarmaqla bu mənbəni birbaşa a və b nöqtələrinə qoşsaq, onda sxemdə baş verən elektrik prosesləri birfazlı avtonom invertorda olduğuna uyğun olacaq.

İGBT əsasında avtonom gərginlik invertoru. İGBT tam idarə olunan elektron açarları olub, bağlanmayan tiristorlardan fərqli olaraq giriş idarə siqnalları olduqda açılır, olmadıqda isə bağlanır. Ona görə də İGBT-lərin güc qurğularında istifadə olunması yükə tələb olunan siqnalların formalaşdırılması imkanlarını xeyli genişləndirir.

Birfazlı körpü gərginlik invertorunun timsalında İGBT əsasında qurulan invertorun sxemotexniki fərqli xüsusiyyətlərini nəzərdən keçirək

Sxemdə hər tranzistora paralel olaraq əks (qaytaran) adlanan diod qoşulmuşdur. İnvertorun çıxışına R_y müqavimətinə və L_y induktivliyinə malik aktiv-induktiv yük qoşulmuşdur (şək.7.31).

Sxemdə tam idarə olunan elektron açarların olması invertorun müxtəlif iş rejimlərini təmin etməyə imkan verir.



Şək.7.31. İGBT əsasında qurulan avtonom gərginlik invertoru

İnvertorun ümumi iş prinsipini nəzərdən keçirək. Tiristorlu körpülü sxemdə olduğu kimi bu sxemdə də bərabər zaman intervallarında diaqonal üzrə yerləşmiş tranzistorların cüt-cüt qoşulması hesabına yükə dəyişən cərəyan gərginliyi formalaşır.

İdarəetmə siqnalları təsir etdikdə T_1 və T_4 tranzistorları açılır, aktiv-induktiv yükə qida mənbəyinin “+” qütübündən “-” qütübünə yönəlmiş cərəyan

axır. Sarğacda baş verən öz-özünə induksiya hesabına onun uclarında e.h.q. yaranır. Bu zaman D_2 diodunun anodundakı potensial onun katodundakı, yəni qıda gərginliyinin “+” qütbündəki potensialdan çox, D_3 diodunun katodundakı potensial onun anodundakı potensialdan, yəni qıda gərginliyinin “-” qütbündəki potensialdan az olduğundan D_2 və D_3 diodları açılır, və bu hesaba sarğacda toplanmış enerji mənbəyə qaytarılır və nəticədə öz-özünə induksiya e.h.q.-si hesabına yükdə cərəyanın artmasının qarşısı alınır.

T_2 və T_3 tranzistorlarına uyğun idarə etmə siqnalları verildikdə bu tranzistorlar açılır və D_2 və D_3 diodları bağlanır. Eyni vaxtda T_1 və T_4 tranzistorlarından idarə etmə siqnalları götürüldüyündən bu tranzistorlar bağlanır, sarğacda öz-özünə induksiya yarandıqda D_1 və D_4 diodları açılır və bu hesaba sarğacda toplanmış enerji mənbəyə qaytarılır.

İGBT tranzistorların rəzələrinə (zatvorlarına) təsir edən idarə etmə siqnalları dövrü dəyişdikcə tranzistor cütlərinin dövrü açılıb-bağlanması prosesi təkrarlanır və nəticədə yükdə dövrü dəyişən gərginlik formalaşır.

İGBT və ümumiyyətlə bütün növ tranzistorlar əsasında qurulan invertorların ən ciddi problemi sxemdə ardıcıl birləşmiş tranzistorların (T_1 və T_3 , T_2 və T_4 tranzistorlarının) cərəyan qütblərinin dəyişmə anlarında bir müddət eyni vaxtda qoşulu olmasıdır. Bu halda tranzistorlardan *birbaşa keçən* adlanan kəskin cərəyan axır və bu cərəyan tranzistorları sıradan çıxara bilər. Bu problemi aradan qaldırmaq üçün idarə etmə siqnallarının sürüşdürülməsini həyata keçirən xüsusi sxemotexniki tədbirlər görülür.

İGBT tranzistorları əsasında qurulan invertorların əsas üstünlüklərindən biri də yükdə müxtəlif uzunluğa malik olan gərginlik impulslarının formalaşdırıla bilməsidir.

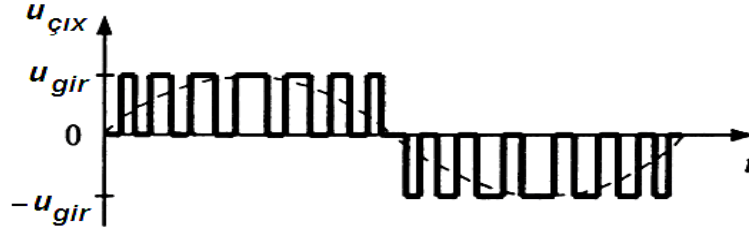
Sxemin qeyd olunan bu xassəsi müxtəlif uzunluqlu, tezlikli və işarəli impulsları istifadə etməklə yükdə orta qiyməti tələb olunan qanun üzrə dəyişən gərginlik yaratmağa imkan verir.

İmpulsun uzunluğunu dəyişməklə gərginliyin dəyişdirilməsi *eninə-impuls modulyasiyası*, tezliyinin dəyişdirilməsi hesabına gərginliyin dəyişdirilməsi isə *tezlik-impuls modulyasiyası* adlandırılır.

Modulyasiya adətən, böyük tezliklərdə yerinə yetirilir (onlarla kilohers), ona görə də yükdə alınan modulyasiyalı gərginliyin yüksək tezlikli dəyişən toplanmasının filtrasiyası elə bir böyük problem yaratmır və nəticədə gərginliyin seçilmiş qanun üzrə rəvan dəyişdirilməsi təmin olunur.

T_1 və T_4 , T_2 və T_3 tranzistor cütlərinə uyğun idarə etmə siqnallarını verməklə yükdə sinusoidal formalı gərginlik formalaşdırmaq olar (şək. 7.32). Filtrasiyadan sonra yükdə qırıq-qırıq xətlərlə göstərilmiş sinusoidal şəkilli gərginlik yaratmaq olar.

Üçfazlı körpü gərginlik invertorları quruluşuna və iş prinsipinə görə birfazlı invertorlara oxşardır. Bu invertorların əsasını 6 ədəd əks diodlu tranzistor təşkil edir. Belə invertor tələb olunan tezliyə malik olan üç fazlı sinusoidal gərginliyin formalaşdırılmasını təmin edir.



Şək. 7.32

7.6.4. Tezlik çeviriciləri. Tezlik çeviriciləri bir tezlikli dəyişən gərginliyin başqa tezlikli dəyişən gərginliyə çevrilməsini yerinə yetirirlər. Bundan əlavə bəzi çeviricilər həm də fazaların sayını dəyişirlər. Məsələn, üçfazlı gərginliyi birfazlıya, yaxud əksinə birfazlıyı üçfazlıya çevirirlər.

Tezlik çeviriciləri texnikanın müxtəlif sahələrində çox geniş tətbiq tapmışdır. Məsələn, bort aviasiya avadanlığının yerüstü texniki yoxlanması və sazlanması işlərinin həyata keçirilməsi üçün üçfazlı sənaye şəbəkə gərginliyini (220/380V, 50/60Hz) bort şəbəkə gərginliyinə (115/ 200V, 400Hz) çevirmək üçün nəzərdə tutulmuş, tələb olunan gücdən asılı olaraq birfazlı və ya üçfazlı çeviricilər istifadə olunur.

Məhz, sənaye tezlikli gərginliyin yüksək tezlikli (onlarla kilohers) gərginliklərə çevirən çeviricilərin istifadə olunması kompüterlərdə, televizorlarda və digər növ avadanlıqlarda nisbətən böyük və ağır şəbəkə transformatorlarının istifadəsindən imtina etməyə imkan vermişdir.

Elektrik intiqalları, induksion qızdırma və metalların əridilməsi, dəmir yollarındakı çevirici yarımstansiyalar üçün böyük güclərə (yüzlərlə, minlərlə kilovatt) malik olan tezlik çeviriciləri yaradılmışdır.

Çıxış gərginliyinin tezliyi giriş gərginliyinin tezliyindən yalnız çox yox həm də az ola bilər. Məsələn, asinxron mühərriklərin qidalandırılması üçün 50Hz-li gərginlik tezliyi 0...20Hz diapazonunda olan dəyişən tezlikli gərginliyə çevrilə bilər.

Çeviricilərin aşağıdakı növləri var:

1) Tərkibində düzləndirici və invertor olan *aralıq sabit cərəyan hissəli tezlik çeviricisi*;

2) *Birbaşa əlaqəli tezlik çeviricisi*. Bu çeviricilərin aralıq sabit cərəyan hissəsi, yəni düzləndiricisi yoxdur. Belə çevirici güc cihazlarının köməyiylə giriş

dəyişən gərginlik mənbəyi ilə yükü biri-birinə periodik qoşmaq yolu ilə çıxış gərginliyini formalaşdırır;

3) Təbii kommutasiyalı birbaşa tezlik çeviricisi onunla xarakterikdir ki, bunda istifadə olunan güc cihazlarının (adətən bağlanmayan tiristorlardır) bağlanması güc dövrəsinin dəyişən gərginliyi ilə təmin olunur.

4) Süni (məcburi) kommutasiyalı birbaşa tezlik çeviricisi onunla xarakterikdir ki, bunda istifadə olunan güc cihazlarının (bu bir qayda olaraq bağlanan tiristorlardır) bağlanması idarəetmə siqnalları ilə yerinə yetirilir.

Aralıq sabit cərəyan hissəli tezlik çeviricisinin əsas hissələri düzləndirici, inverter və düzləndiricinin çıxışındakı süzgəcdir.

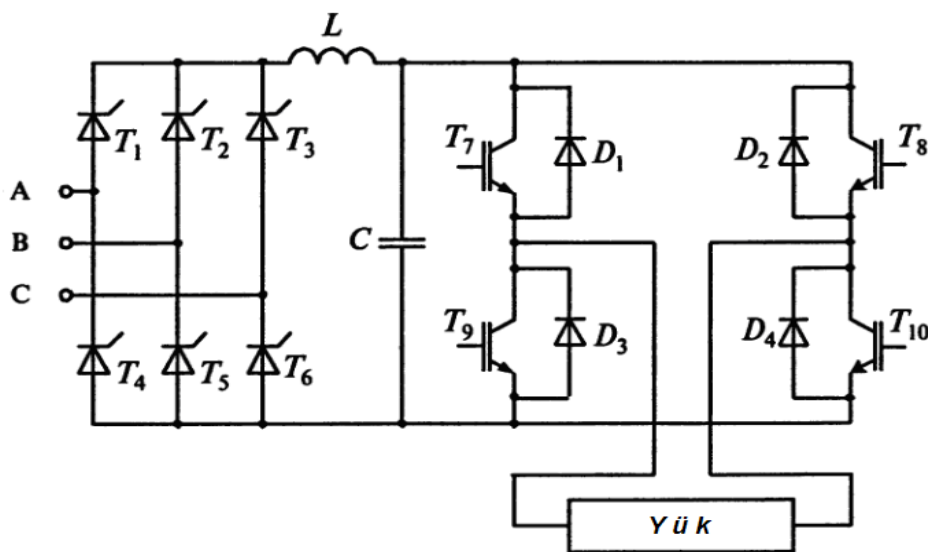
Adətən istər idarə olunan, istərsə də idarə olunmayan birfazlı, yaxud ikifazlı körpü düzləndiriciləri istifadə olunurlar.

İdarə olunan düzləndiricidə düzləndirmənin idarə olunma bucağının dəyişdirilməsi onun çıxışındakı gərginliyin orta qiymətinin, və bu hesaba tezlik çeviricisinin çıxış gərginliyinin dəyişməsinə təmin edir.

Çeviricinin təyinatından asılı olaraq onda müxtəlif inverterlər istifadə oluna bilər.

Aralıq sabit cərəyan hissəli tezlik çeviriciləri texnikada daha çox tətbiq tapmışlar. Geniş istifadə olunan, İGBT əsasında qurulan aralıq sabit cərəyan hissəli tezlik çeviricisinin sxemini nəzərdən keçirək (şək. 7.33).

Çevirici $T_1 \dots T_6$ tiristorları əsasında üçfazlı körpü düzləndiricisindən, LC-süzgəcindən və $T_7 \dots T_{10}$ İGBT tranzistorlarında və $D_1 \dots D_4$ diodlarında qurulmuş avtonom körpü gərginlik inverterundan ibarətdir. LC - süzgəc idarəolunan düzləndiricinin çıxışındakı böyük döyünləri hamarlamaq üçün nəzərdə tutulub.



Şək. 7.33. İGBT əsasında qurulan tezlik çeviricisinin sxemi

Birbaşa əlaqəli tezlik çeviricilərinin XX əsrin əvvəllərindən işlənilib hazırlanmasına baxmayaraq, bu çeviricilərin sxemini praktiki reallaşdırmağa imkan verən güc elektron cihazları olmadığından yalnız son on illiklər ərzində bu tip çeviricilərin bir çox sxemləri öz tətbiqini tapmışdır.

Adətən, nəzərdən keçirilən çeviricilər tezliyi giriş gərginliyinin tezliyindən az olan çıxış gərginliyinin alınması üçün tətbiq olunurlar.

Qeyd: Elektrik qida mənbələrinin qurulmasında istifadə olunan elektron cihaz və qurğuların şərti qrafiki işarələnməsi **əlavə 1**-də və ən geniş tətbiq olunan cihazların əsas parametrləri, istismar şərtləri tətbiq sahələri **əlavə 2**-də, **əlavə 3**-də isə yarımkeçirici elektron cihazlar və onlar əsasında elektron qurğularının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlilinə aid misallar verilmişdir.

8. ANALOQ VƏ İMPULS QURĞULARININ AVİASIYA AVADANLIĞINDA TƏTBİQİ SXEMLƏRİ

8.1. Bort avionika qurğuları və sistemləri haqda ümumi məlumat

“*Avionika*” sözü “aviation electronics” söz birləşməsindən əmələ gəlmişdir və “Aviasiya elektronikasi” deməkdir. Təyyarənin avionikası dedikdə bortunda olub, uçuşların idarə olunmasına xidmət edən bütün elektron sistemlər başa düşülür. Geniş mənada isə həm bortda, həm də yerdə uçuşların idarə olunmasını təmin edən bütün elektron sistemlər avionika sistemləri adlanır.

Digər tərəfdən avionika bir elm və texnika sahəsi olub, fizika, elektronika, ölçmə texnika və s. kimi digər elm sahələri ilə sıx əlaqədə olaraq, avionika elektron qurğularının işlənilib hazırlanması və onların aviasiya sahəsində tətbiqi məsələləri ilə bağlı olan praktiki tədqiqatları həyata keçirən bir sahədir.

Avionika sistemləri dedikdə hava gəmisinin elektron sistemləri başa düşülür. Hal-hazırda müasir təyyarələrin bütün sistemləri elektronlaşdırıldığından bütün bort sistemləri: elektrik qida sistemi, radioelektron sistemlər və cihaz sistemləri birlikdə təyyarənin **avionikası** hesab olunur.

Aviasiya elektronikasının *avioniklərinin* (mütəxəssislərinin) fəaliyyət sahəsi heç də təkcə **aerodynes** (havadan ağır uçuş aparatları) ilə məhdudlaşmır. Baxmayaraq ki, bu termin əsasən elektronika avadanlığının bortda tətbiqi və istismarını nəzərdə tutur, həm də uçuşların idarə olunması üçün nəzərdə tutulmuş yerüstü avadanlıqlara da aid edilir (məsələn, radar, məsafədən idarəetmə avadanlığı və s.).

İlk konstruksiya edilmiş təyyarələrin sürəti və sərnəşin tutumu çox məhdud olduğu halda, müasir laynerlər dəmiryolu qatarının daşıya biləcəyi qədər sərnəşin daşıya bilər, qırıcı təyyarələr səs sürətindən bir neçə dəfə çox sürətlə uçurlar. Ona görə də təyyarənin ani dəyişən vəziyyətə nəzarət etməsi və nəhəng maşını idarə etməsi olduqca çətinləşmişdir. Bir sıra məsələlərin uğuru həll edilməsi üçün pilotsuz uçuş aparatlarının (PSUA) yaradılmışdır. Hal-hazırda müxtəlif cür belə aparatlar və hətta böcəklər - may böcəyi, iynəcik, arı və s. ölçülərində mikroelektromexaniki aparatlar yaradılmışdır. Belə aparatları həm açıq havada, həm də bağlı yerlərdə müxtəlif məqsədlər üçün istifadə edirlər. Kiçikölçülü aparatlarda pilot olmadığından, onların kənardan idarə olunmasını təmin etmək lazımdır. Bununla əlaqədar olaraq, texniki elmlərin yeni sahəsi olan “avionika” sahəsi, yəni AVİasiya + elektroNİKA yaranmışdır. Başqa

sözlə desək avionika müasir uçuş aparatlarının içərisindəki elektronika ilə məşğul olur. Eyni zamanda bort elektron qurğularının bütöv kompleksi də avionika adlanır. Bu avadanlığa, yəni təyyarənin avionikasına bort radioavadanlığı, elektrik avadanlığı, ölçmə-hesablama aparaturası, bort radarları və kompüterləri, “qara qutu”, bütün növ cihaz avadanlığı aiddir. Avionika uçuşun və təyyarələrin, vertolyotların, raketlərin və PSUA-nın işinin idarə olunması üçün istifadə olunur. Hava mühiti onlar üçün qaldırıcı qüvvə mənbəyi, hərbi sahədə isə zərurət yarananda tələb olunan trayektoriyaları və uçan obyektin, məsələn idarəolunan bombanın halını təmin etməyə imkan verən hərəkəti “həyəcanlandırıcı” rolunu oynayır. Avionika müxtəlif növ aviasiya vasitələrinin, o cümlədən, məsafədə idarəolunan hava şarlarının və aviamodellərin idarəolunmasını və onlar tərəfindən qoyulmuş məsələlərin həll edilməsini təmin edir. Mülki aviasiyada avionika vasitəsilə havada hərəkətin rəşional təşkil yerinə yetirilir, sənişinlərin və heyətin təhlükəsizliyi və komfortu, hava gəmiləri ilə çatdırılan yüklərin qorunması təmin edilir. Avionika həmçinin təsərrüfat işlərinin aparılması zamanı da: böyük tikinti konstruksiyalarının quraşdırılması, kənd təsərrüfatı məhsullarının emalı, faydalı qazıntıların axtarışı, yanğınlara söndürülməsi, fəvqəladə hadisələr ocaqlarında fəaliyyət və s. hallarda böyük rol oynayır.

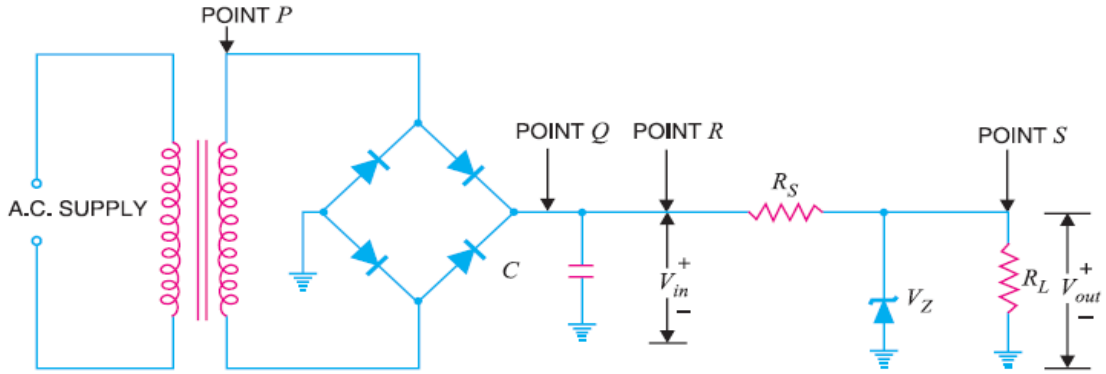
Avionika (Aviasiya elektronikas) mühərrikin işə salınması anından onun təyinat aeroportunda dayanmasına qədər pilotun baş köməkçisi rolunu oynayır. O, yer ilə müntəzəm radorabitənin yaradılmasına cavabdehlik daşıyır, hava gəmisinin yerini, onun kursunu və sürətini təyin edir, yəni naviqasiyanı yerinə yetirir. Avionika pilotları maneə - hündür dağ, yaxud digər uçuş aparatı ilə yaxınlaşmaqda xəbərdar edir və təhlükədən qaçmaq üçün necə manevr etməsini tövsiyə edir. Avionika həm də, təyyarənin bütün sistemlərinə nəzarət edir və pilotları və yerüstü dispetçerləri uçuş rejimi haqda avtomatik xəbərdar edir.

Aviasiya avadanlıqlarına qoyulan tələblər içərisində yüksək etibarlılığın təmin olunması xüsusi yer tutur. Avadanlıqların saz vəziyyətdə olması ilk növbədə onda istifadə olunan elektron qurğularının sxem həlləri və onların təşkil olunduğu elementlərin istismar-texniki xarakteristikaları ilə müəyyən olunur.

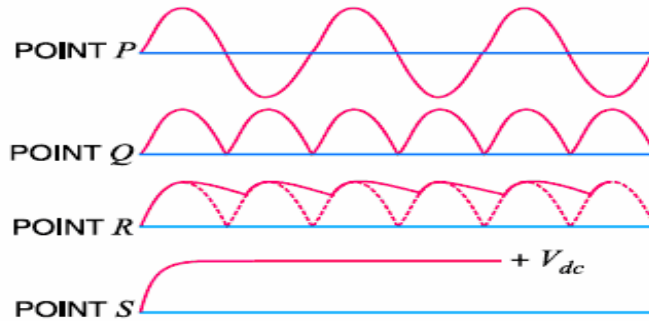
8.2. Təyyarə elektrik qida mənbələri və çeviriciləri

8.2.1. Bort düzləndirici qurğuları. Uçuş aparatlarında tətbiq olunan düzləndiricilər bir qayda olaraq ikiyarımperiodlu düzləndirici sxemləri üzrə qurulur. Böyük güclərə malik olan avionika avadanlıqlarını qidalandırmaq üçün

3-fazlı, azgüclü avionika qurğularını qidalandırmaq üçün isə bir fazlı düzləndiricilərdən istifadə olunur. Təyyarə avadanlığında, az güclü elektron qurğularının normal işini təmin edən, dəyişən gərginliyi tələb olunan sabit gərginliyə çevirən düzləndiricidən və stabiltronlu parametrik stabilizatorndan təşkil olunmuş sadə qida blokunun sxemi şəkil 8.1-də və onun işçi nöqtələrdə gərginliklərinin zaman diaqramları isə şəkil 8.2-də verilmişdir. Çıxış gərginliyinin qiyməti seçilmiş stabiltronun (Zener diodunun) stabilləşdirmə gərginliyi ilə müəyyən olunur.

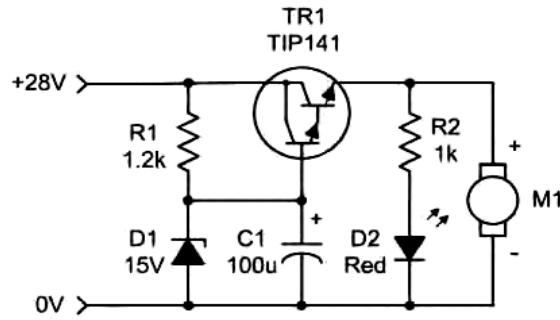


Şək. 8.1. Zener diodu əsasında azgüclü stabil gərginlik mənbəyi



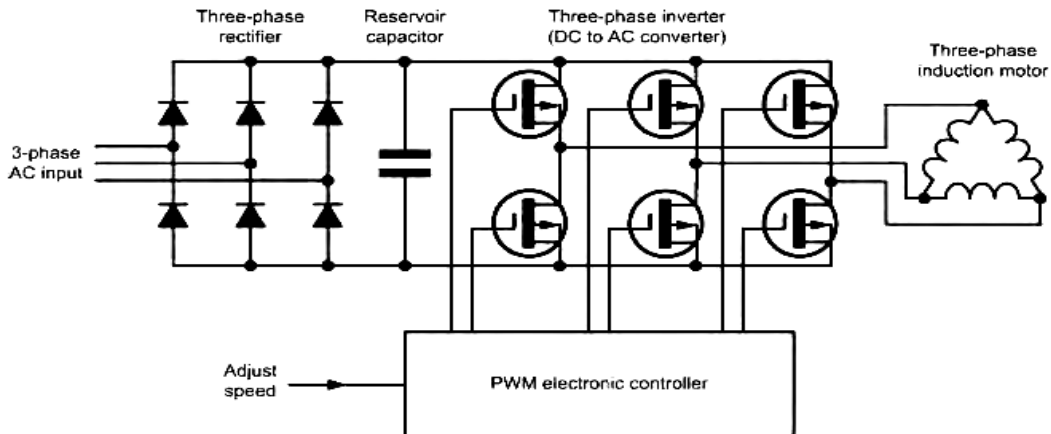
Şək. 8.2. İşçi nöqtələrdə gərginliklərin zaman diaqramları

8.2.2. Sabit gərginlik stabilizatoru. Şəkil 8.3 – də təyyarələrdə istifadə olunan 12V sabit cərəyan gərginliyi ilə qidalandırılan motorların (servomotorların) qidalanma gərginliyinin təmin olunması sxemi verilmişdir. Bu sxem tənzimləyici elementə (tranzistora) malik olan parametrik stabilizator sxemi əsasında qurulmuşdur. Sxemdə D1 diodu (stabiltron) dayaq gərginliyinin formalaşdırılmasını, yüklə ardıcıl qoşulmuş TR1 tranzistoru, bir tənzimləyici element kimi yük cərəyanı dəyişdiyi halda da çıxış gərginliyinin sabilliyini və stabilizatorun çıxışında tələb olunan yük cərəyanının olmasını təmin edir.



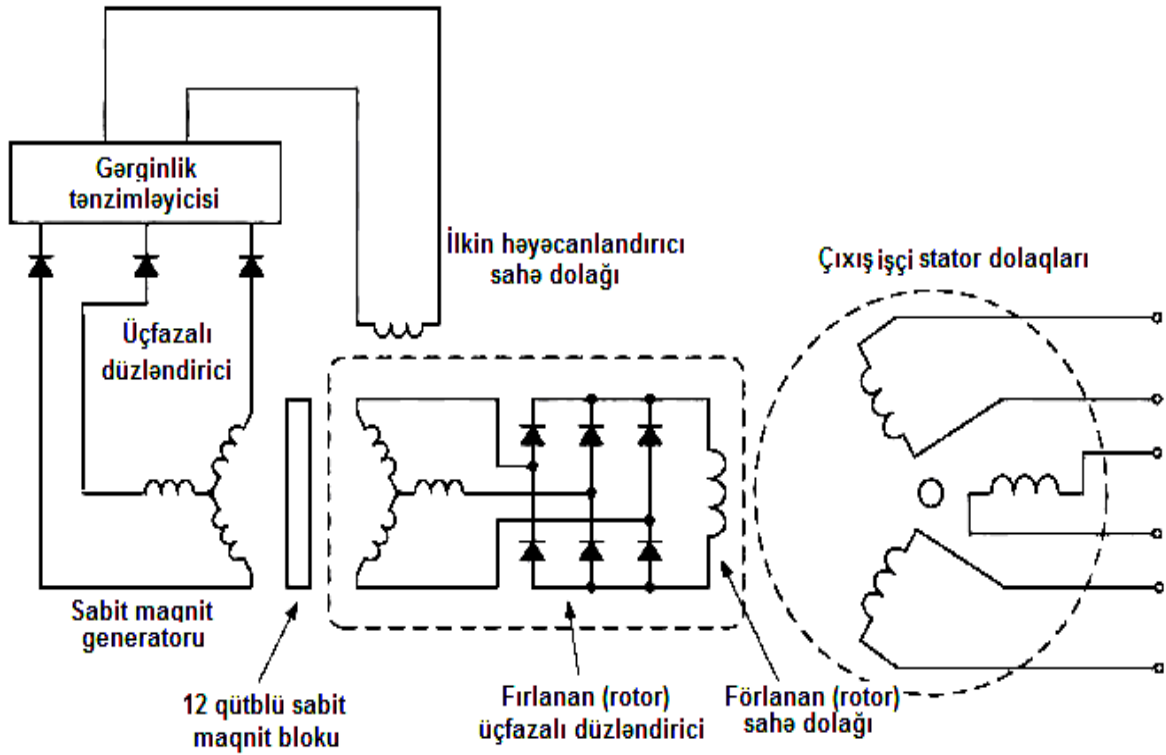
Şək.8.3. Tənzimləyici elementli gərginlik stabilizatorunun sxemi

8.2.3. Çevirici qurğu. Şəkil 8.4 – də həm sənaye, həm məişət avadanlıqlarında, eyni zamanda HG-lərin bortunda geniş tətbiq olunan 3-fazlı motorların sürətinin rəvan tənzimlənməsini təmin edən çevirici qurğularından birinin sxemi verilmişdir. Çevirici Larionov sxemi üzrə qurulmuş 3-fazlı düzləndiricidən, güclü sahə tranzistorları əsasında qurulmuş invertordan (sabit gərginliyi dəyişən gərginliyə çevirən qurğu) və onun mikrokontroller bloku əsasında qurulmuş idarəetmə blokundan təşkil olunmuşdur.



Şək.8.4. 3-fazlı motorun sürətini tənzimləmək üçün çevirici qurğunun sxemi

8.2.3. Dəyişən cərəyan generatorunun gərginlik tənzimləyicisi. Bir sıra aqreqatlarda, xüsusən aviasiya texnikasında istifadə olunan aqreqatlarda işçi gərginliyin tənzimlənməsi, onun hədudlarına nəzarət olunması və qəzalıl hallarda elektrik qida mənbələrinin və onların qidalandırdığı avadanlıqların qorunmasını təmin etmək üçün bir sıra orijinal sxem həlləri istifadə olunur. Şəkil 8.5 - də verilmiş sxemdə çıxışındakı gərginliyi ilkin həyəcanlandırıcı dolağındakı cərəyanın avtomatik dəyişdirilməsi hesabına stabilləşdirilən təyyarə dəyişən cərəyan generatorunun quruluşu təsvir olunmuşdur.



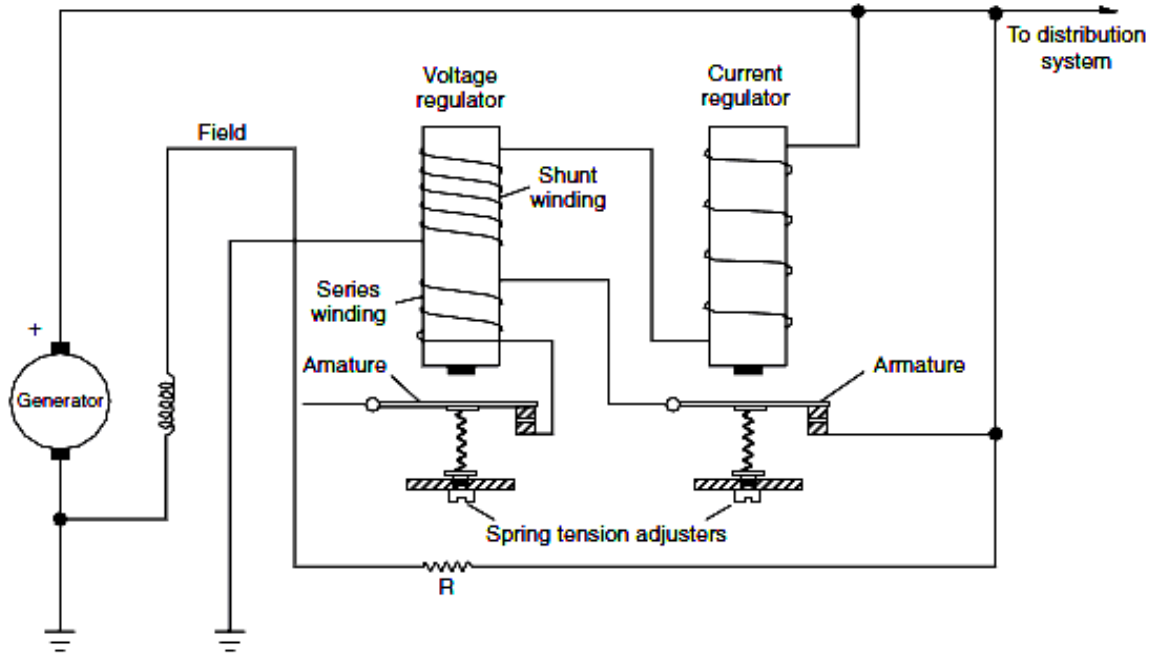
Şək.8.5. Geniş istifadə olunan dəyişən cərəyan generatorunun sxematik quruluşu

Sxemdən görüldüyü kimi generator, 12 qütblü sabit maqnit blokundan, sabit ilkin həyəcanlandırıcı sahə dolağından və 3-fazlı dolaqlardan ibarət olan sabit maqnit generatorundan, fırlanan üçfazlı düzləndirici ilə qidalandırılan rotor dolağından və çıxış stator dolaqlarından ibarətdir.

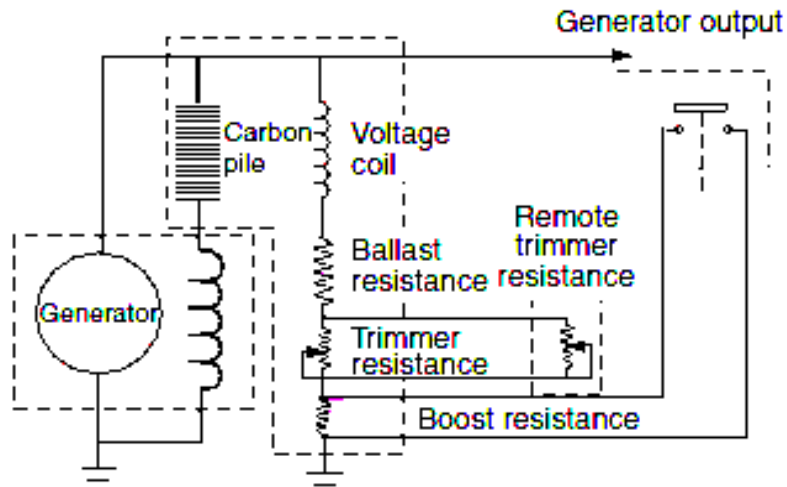
Elektron gərginlik tənzimləyicisindən ilkin həyəcanlandırıcı sahə dolağa verilən cərəyanın dəyişməsi hesabına maqnit sahəsinin dəyişməsi baş verir və bu hesaba çıxış gərginliyinin artıb azalmasına uyğun olaraq, bu cərəyanın qiymətini azaldıb artırmaqla çıxış gərginliyini böyük dəqiqliklə stabilləşdirmək mümkün olur. Adətən, müasir təyyarələrdə elektron gərginlik tənzimliyiciləri EİM (eninə impuls modulyasiya) prinsipi ilə qurulur, yəni həyəcanlandırıcı dolağa verilən cərəyan, davam etmə müddəti idarə olunan sabit impuls cərəyanı olur.

8.2.4. Sabit cərəyan generatorlarının gərginlik tənzimləyicisi. Bəzi təyyarələrdə istifadə olunan sabit cərəyan generatorlarında gərginliyin tənzimlənməsi üçün vibrasiyalı kontakt tənzimləyicisi, kömürlü tənzimləyici və s. sxemləri tətbiq edirlər.

Şəkil 8.6-da vibrasiyalı kontakt tənzimləyicisinin, şəkil 8.7 - də isə kömürlü gərginlik tənzimləyicisinin sxemi verilmişdir.

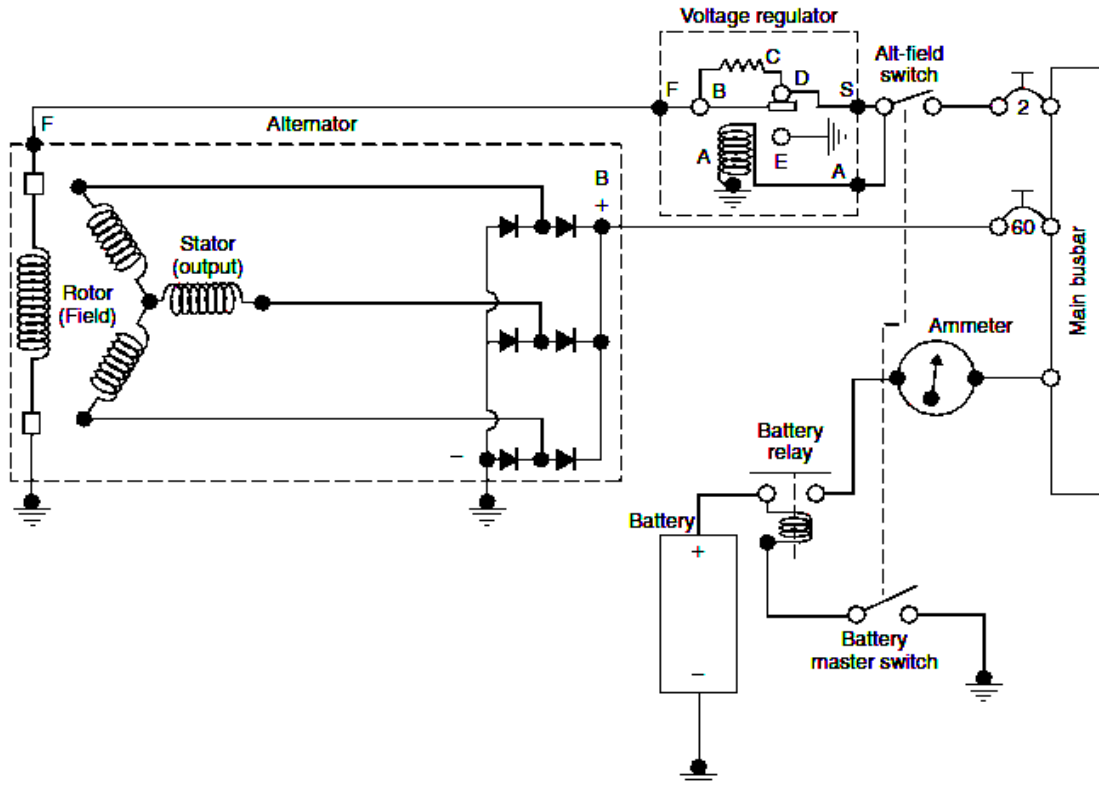


Şək.8.6. Sabit cərəyan generatorlarının vibrasiyalı kontaktlı gərginlik tənzimləyicisi



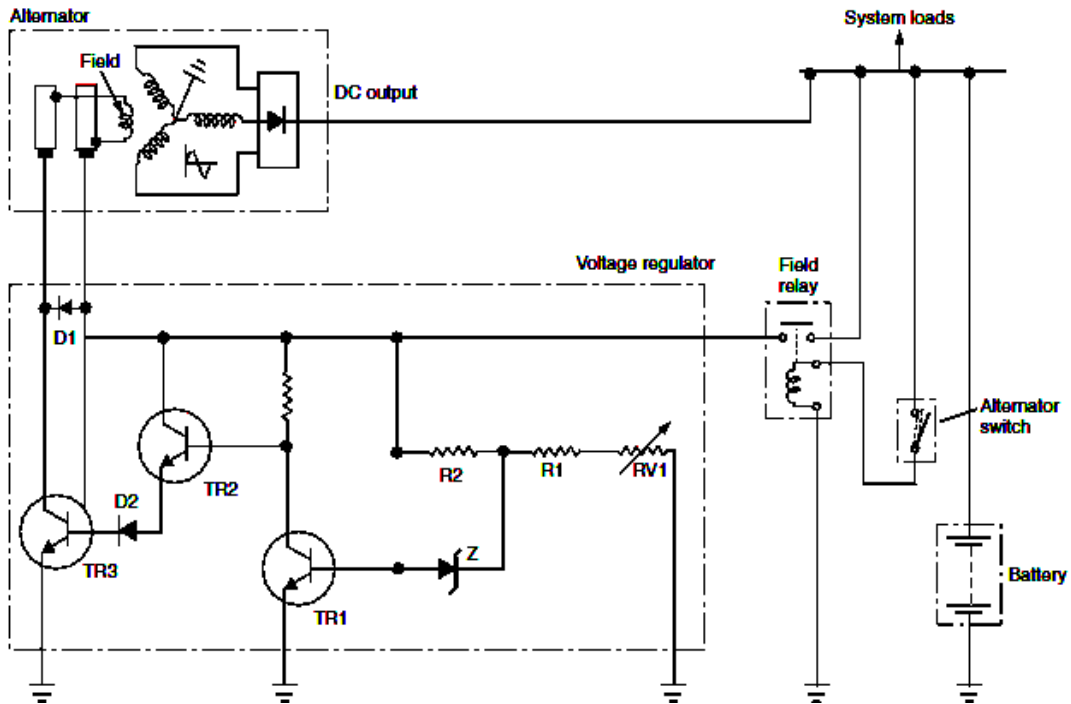
Şək.8.7. Sabit cərəyan generatorlarının kömürlü gərginlik tənzimləyicisi.

Kiçikölçülü təyyarələrdə, məsələn, Cessna 172S-də quraşdırılan avadanlıqların hamısı sabit cərəyan gərginliyinə, belə ki, köhnə buraxılış təyyarələrdə 14V-a və yenilərdə isə 28V-a hesablandığından, bu təyyarələrdə istifadə olunan diod düzləndirici bloku dəyişən cərəyan generatorunun (Alternator) daxilində quraşdırılır və bu generatorlarda elektron gərginlik tənzimləyicisi istifadə olunur. Dəyişən cərəyan generatorunun və onda tətbiq olunan düzləndirici blokun qoşulma sxemi şəkil 8.8-də göstərilmişdir.



Şək.8.8. Dəyişən cərəyan generatorunun və onun düzləndirici blokunun qoşulma sxemi

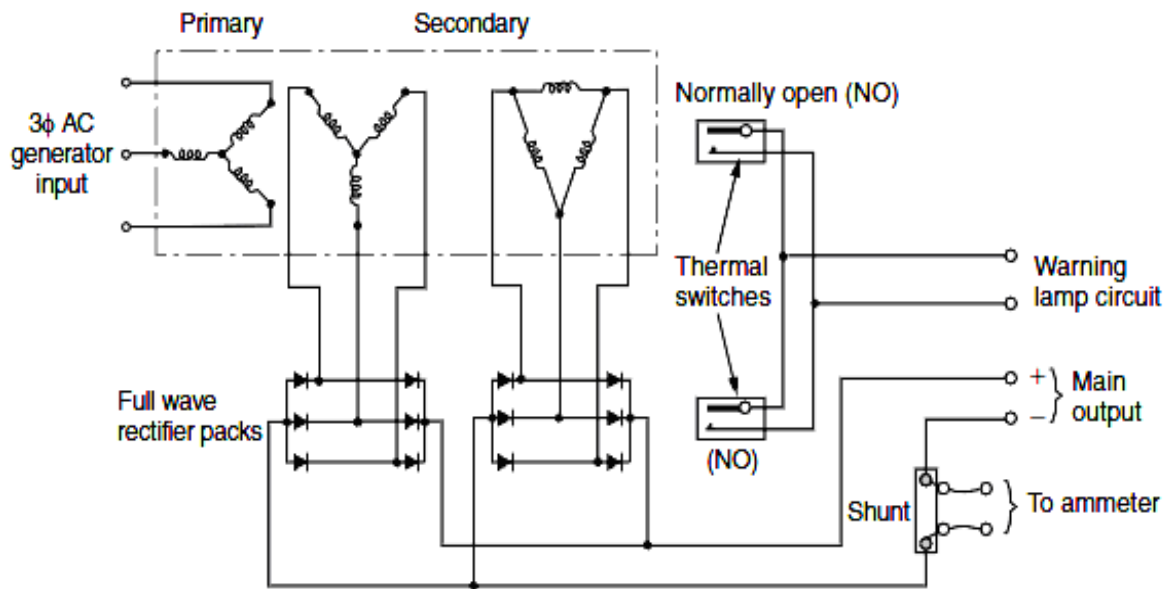
Dəyişən cərəyan generatorunun elektron gərginlik tənzimləyici blokunun sxemi isə şəkil 8.9-da göstərilmişdir.



Şək.8.9. Dəyişən cərəyan generatorunun elektron gərginlik tənzimləyicisinin sxemi

Elektron gərginlik tənzimləyicisi generatorun daxilində maqnit sahəsinin tənzimlənməsini təmin edən həyəcanlandırıcı dolağa (Field) 0...3V intervalında tənzimlənən, sabit impuls cərəyanlı gərginlik verir.

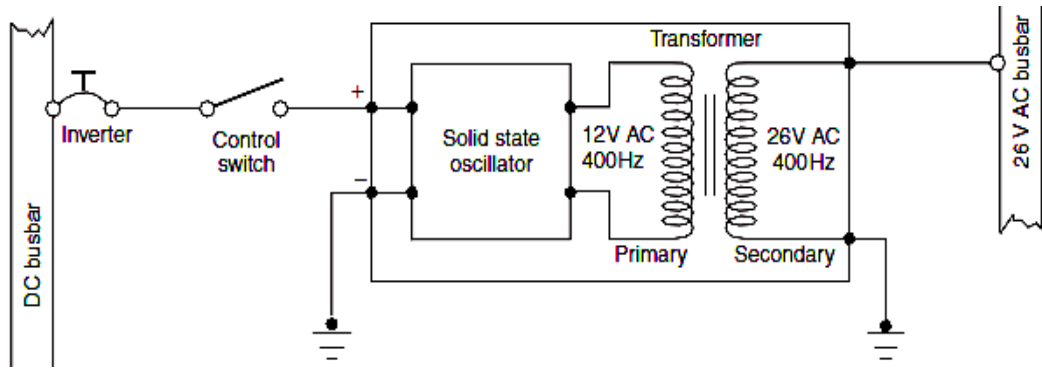
Müasir magistral təyyarələrdə tələb olunan 28V sabit gərginliyi almaq üçün mühərriklərdə quraşdırılmış (İDG – integrated engine driven generator) dəyişən cərəyan generatorlarının hasil etdiyi 3 fazalı 115/200V, 400Hz dəyişən gərginlik birinci dolağı ulduz sxemi üzrə, ikinci dolaqlarından biri ulduz, digəri isə üçbucaq sxemi üzrə qoşulan 3 fazalı transformatorndan və Larionov sxemi üzrə qoşulan 3 fazalı körpü düzləndirici bloklarından ibarət olan transformator-düzləndirici bloku (transformer – rectifier unit) vasitəsilə bu gərginliyə çevrilir (şək.8.10).



Şək.8.10. 3-fazalı təyyarə transformator-düzləndirici bloku

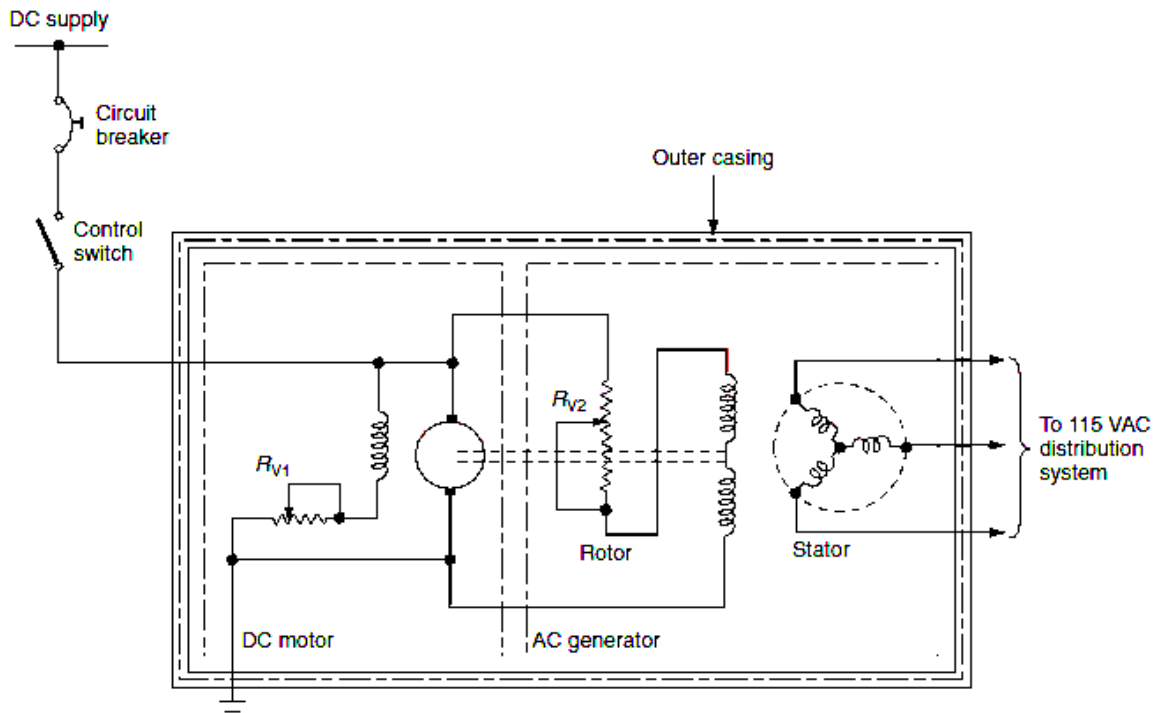
8.2.5. Bort statik inverterləri. Texnikada geniş tətbiq olunan elektron qurğularından biri də statik (elektron) gərginlik çeviriciləridir. Belə çeviricilər sabit cərəyan gərginliyini verilmiş tezlikli və tələb olunan qiymətə malik olan gərginliyə çevirmək üçün nəzərdə tutulur. Şəbəkə gərginliyi yox olduqda, belə elektron qurğu vasitəsi ilə batareyadan götürülən gərginliyin lazım olan qida gərginliyinə çevrilməsi hesabına müəyyən müddət ərzində aparaturanın (məsələn, kömpüter, televizor və s.) işləməsi təmin oluna bilər.

Hava gəmilərində, yalnız dəyişən cərəyan (A gərginliyi ilə qidalanması nəzərdə tutulan bort cihazlarının fasiləsiz iş rejimini təmin etmək üçün statik çeviricilərdən geniş istifadə olunur. Belə statik çeviricilərdən birinin funksional sxemi şəkil 8.11 - də verilmişdir.



Şək.8.11. Statik invertorun (çeviricinin) funksional sxemi

8.2.8. Elektromexaniki çeviricilər. Uçan aparatların əvvəlki modellərində elektromexaniki çeviricilərdən istifadə olunmuşdur. Bu çeviricilərdə F.İ.Ə. yüksək olmadığından (50...70%) və bir sıra digər nöqsanları olduğundan son illər praktiki tətbiq olunmurlar. Lakin bəzi hallarda bu cür çeviricilərin istifadəsi praktiki istismar baxımından daha əlverişli olur. Elektromexaniki çeviricinin sxemi şəkil 8.12 - də verilmişdir.



Şək.8.12. Elektromexaniki çeviricinin sxemi

8.3. Qoruyucu dövrələr və sxemlər

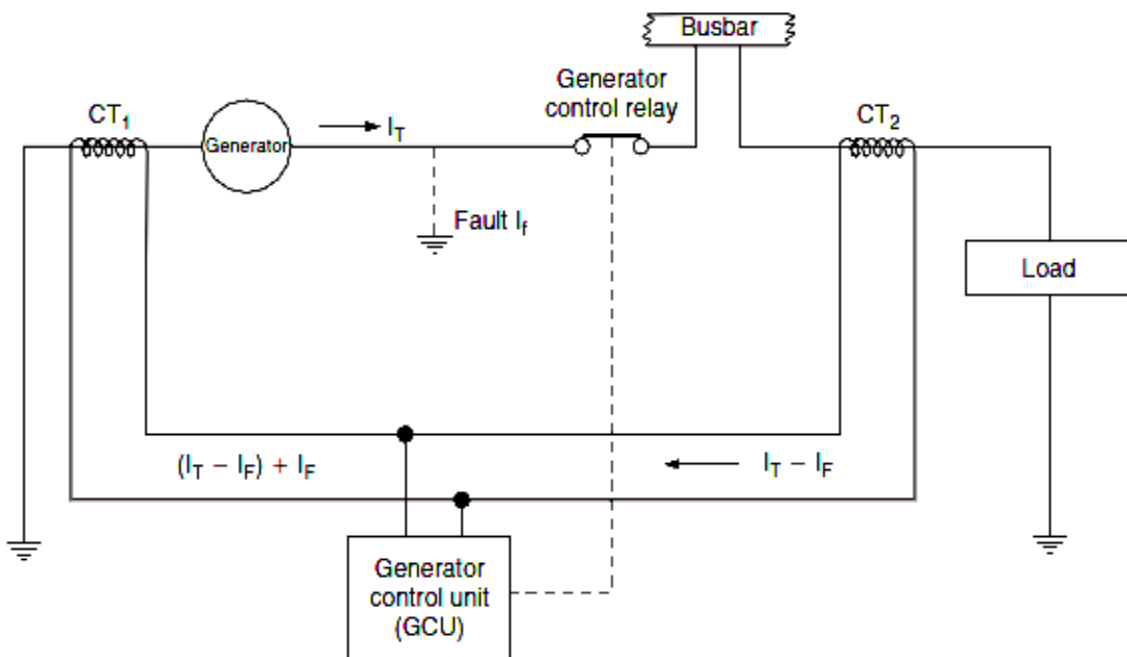
Elektrik qida sistemlərində tətbiq olunan ən vacib sxemlərdən biri də cərəyana və gərginliyə görə qoruyucu dövrələrdir. Bort avadanlığının daha

etibarlı mühafizəsi yalnız aşağıdakı bütün qəza hallarından mühafizə təmin olunduqda mümkündür:

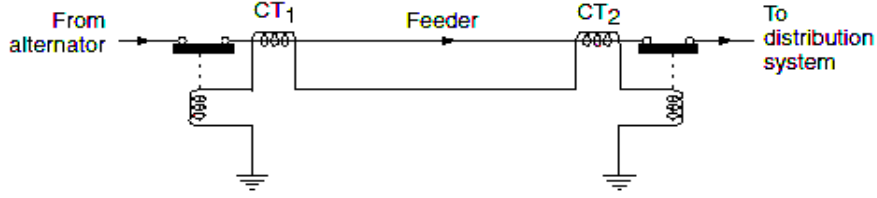
- qidalandırıcı fazalardan hər hansı biri itdikdə;
- faza gərginliklərindən hər hansı birinin yolverilən həddi aşdığı halda;
- faza gərginliklərindən hər hansı birinin yolverilən həddən aşağı enməsi halında;
- şəbəkədəki faza gərginliklərinin ardıcılığı dəyişdikdə (faza dəyişməsi);
- şəbəkə xətlərində eyniadlı fazalar olduqda (fazalar üst - üstə düşdükdə);
- yük xətlərində artıq yüklənmələr olduqda;
- şəbəkədə və yük xətlərində qısa qapanmalar olduqda;
- yükün işçi cərəyanının nominal qiymətdən aşağı olduğu halda;
- şəbəkə gərginliyinin tezliyinin dəyişdiyi halda.

Hal-hazırda müasir təyyarələrdə bütün sadalanan funksiyaları yerinə yetirən elektron bloklar tətbiq olunur. İstismarda olan təyyarələrin hamısında elektron qoruyucu bloklarla yanaşı bir qayda olaraq elektromexaniki qoruyuculardan istifadə olunurlar.

Şəkil 8.13 – də generatorun çıxış cərəyanına nəzarət etməyə imkan verən cərəyan transformatorları (CT – current transformer) əsasında qurulan diferensial cərəyan qoruyucusunun sxemi verilmişdir. Şəkil 8.14 - də isə faza itməsini təyin etmək üçün nəzərdə tutulan Merz Prays sxemi verilmişdir.

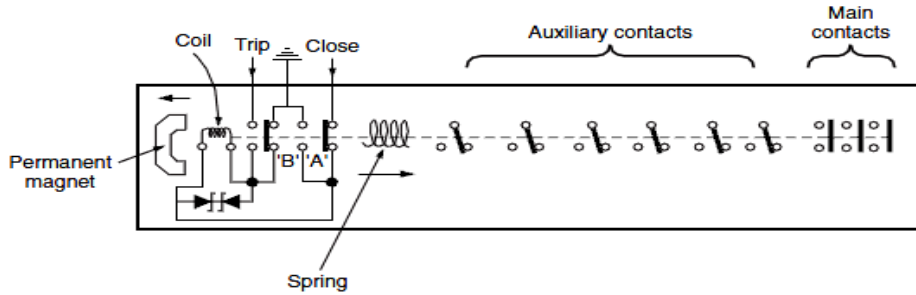


Şək. 8.13. Çıxış cərəyanına nəzarət üçün diferensial cərəyan qoruyucusunun sxemi



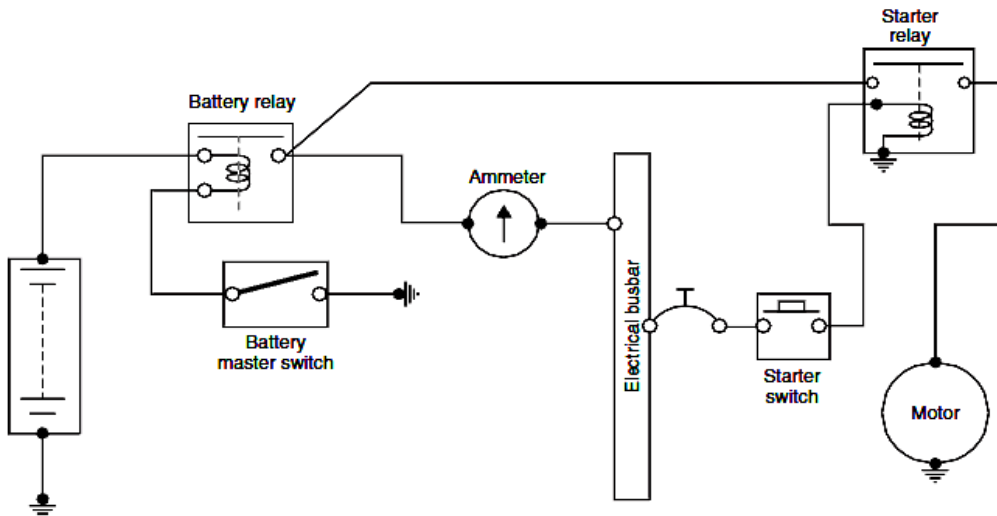
Şək.8.14. Faza itməsini təyin etmək üçün Merz Prays sxemi

Elektron qoruyucu sxemlərin bir sıra üstünlüklərinə baxmayaraq, relelər, kontaktorlar və qoruyucu avtomatlar da hal-hazırda qoruyucu qurğular kimi geniş istifadə olunur. Bu qurğular vasitəsilə avadanlıqların, onların elektrik dövrlərinin ayrı-ayrılıqda qoşulması, dövrdən ayrılması və qəzalılarda avtomatik olaraq dövrdən ayrılması təmin edilir. Şəkil 8.15-də qoruyucu avtomatın sxematik quruluşu verilmişdir.



Şək.8.15. Qoruyucu avtomatın sxematik quruluşu

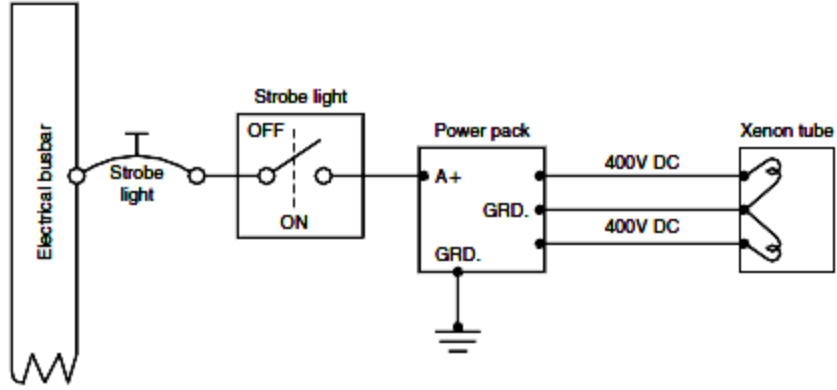
Şəkil 8.16 - də elektrik start sisteminin sxemi verilmişdir. Sxemdən görüldüyü kimi “start” düyməsi basıldıqda akkumulyatordan starter (motorun) relesinin işi dolağına cərəyan verilir və bu rele işə düşərək motora (starterə) akkumulyatordan enerji verilməsini təmin edir.



Şək.8.16. Elektrik start sisteminin sxemi

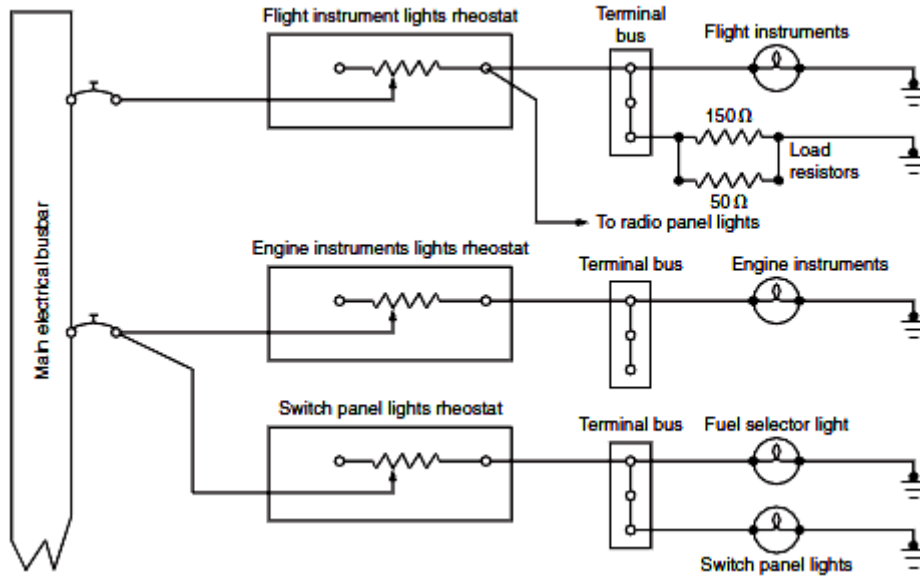
8.4. İşıqlanmanın və displeylərin idarə olunması qurğuları

8.4.1. İşıqlanmanın idarə olunması sxemləri. Təyyarələrdə işıqların qoşulması və tənzimlənməsi zamanı da əlverişli sxem həllərindən geniş istifadə olunur. Ksenon boru tipli strob lampalarının qoşulma sxemi şək.8.17 – da verilmişdir.



Şək.8.17. Boru tipli ksenon strob lampalarının qoşulma sxemi

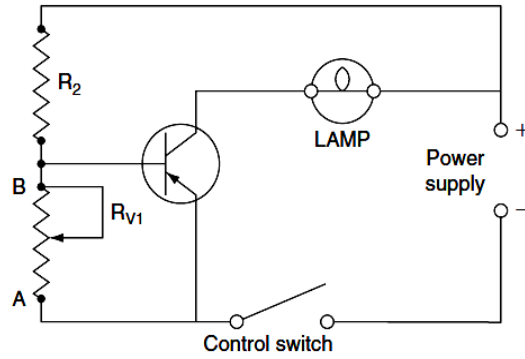
İşıqların reostatlarla tənzimlənməsini təmin edən sxem şək.8.18 – da verilmişdir.



Şək.8.18. İşıqların reostatlarla tənzimlənməsi sxem

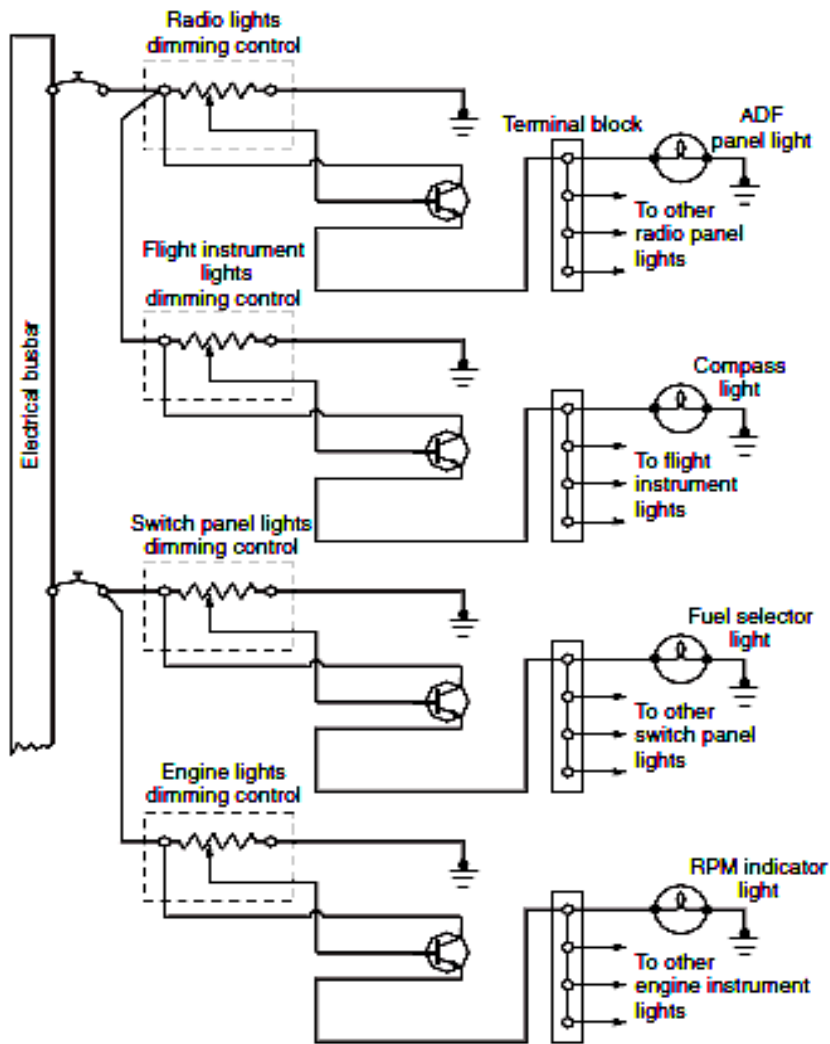
Bəzi hallarda işıqların daha rəvan və daha yüksək dəqiqliklə, həmçinin, avtomatik tənzimlənməsini təmin etmək üçün aktiv elementlər əsasında

qurulmuş elektron tənziylmə sxemlərindən istifadə olunur. Tranzistor əsasında qurulmuş elektron işıq tənziylmə sxemi şəkl.8.19 - də verilmişdir.



Şəkl.8.19. Tranzistorlu işıq tənziylmə sxemi

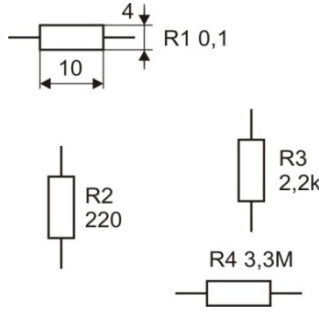
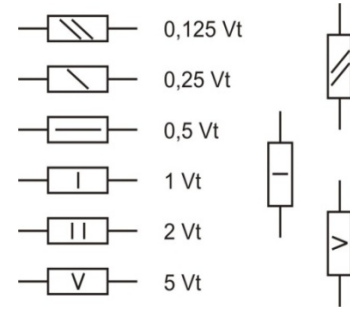
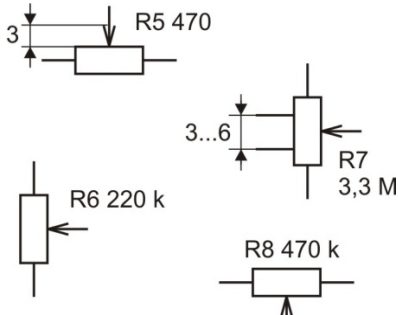
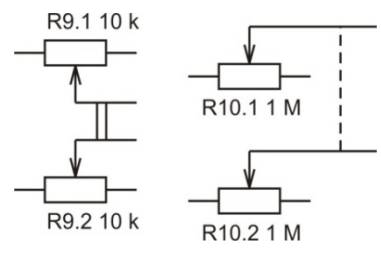
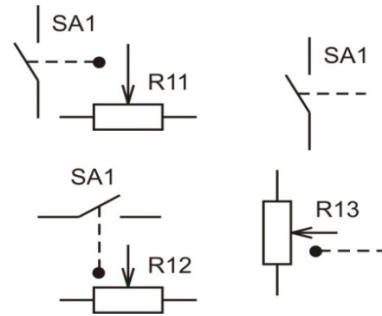
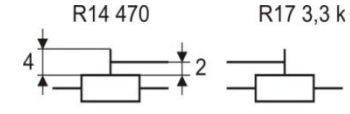
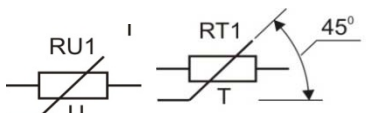
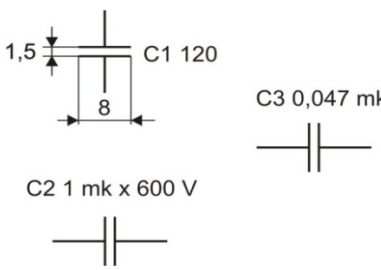
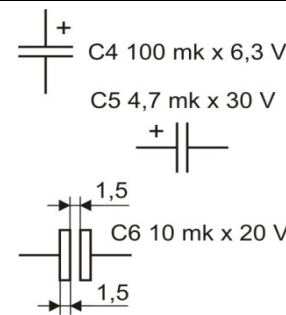
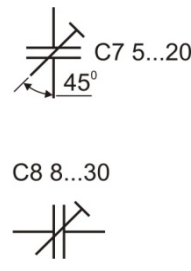
Şəkil 8.20 - də tranzistorlu işıq idarəetmə (nəzarət) sisteminin elektrik prinsiplial sxemi verilmişdir.

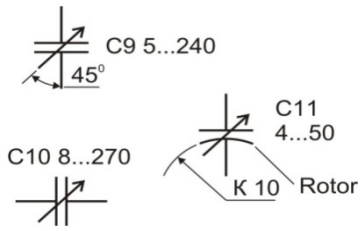


Şəkl.8.20. Tranzistorlu işıq tənziylmə sistemi

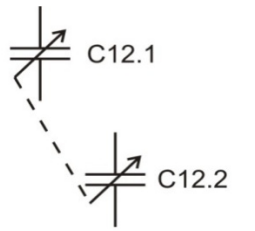
ƏLAVƏLƏR

Əlavə 1. Elementlərin şərti-qrafiki işarələri

Rezistorlar		
 <p>Sabit müqavimətli rezistorlar</p>	 <p>Sabit müqavimətli rezistorlar</p>	 <p>Dəyişən müqavimətli rezistorlar</p>
 <p>İkili dəyişən müqavimətli rezistorlar</p>	 <p>Qapayıcı kontaktlı dəyişən müqavimətli rezistorlar</p>	 <p>Kökləyici rezistorlar</p>  <p>Qeyri-xətti rezistorlar: RU1-varistor, RT1-termorezistor</p>
Kondensatorlar		
 <p>Sabit tutumlu kondensatorlar</p>	 <p>Oksidli polyar və qeyri-polyar kondensatorlar</p>	 <p>Kökləyici (sazlayıcı) kondensatorlar</p>

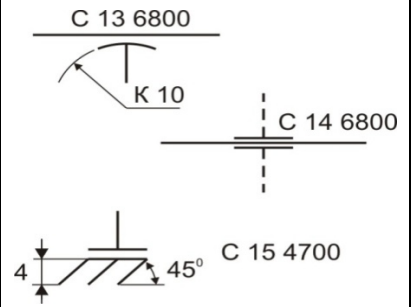


Dəyişən tutumlu kondensatorlar



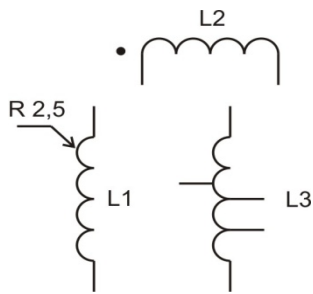
C12.1, C12.2 12...495

Dəyişən tutumlu kondensatorların ikili bloku

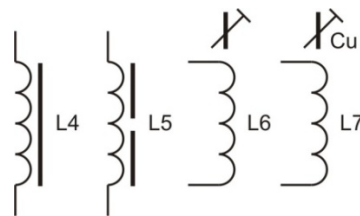


Keçid və dayaq kondensatorları

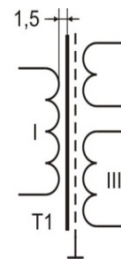
İnduktivlik sarğacı, drossellər və transformatorlar



İnduktivlik sarğacı, drossel

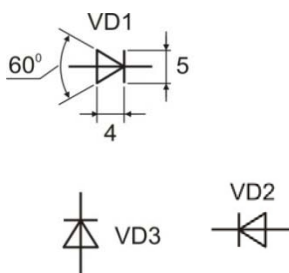


Sarğac, maqnitnaqilli drossel

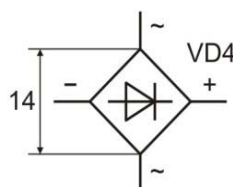


Elektrostatik ekranlı və üç dolaqlı transformator

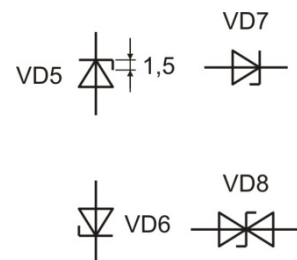
Yarımkəçirici diodlar



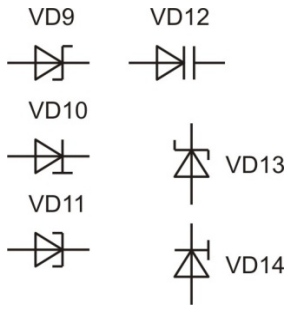
Adi (düzləndirici) diodlar



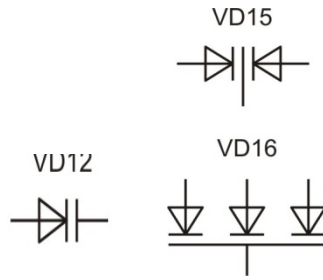
Diod körpüsü (düzləndirici)



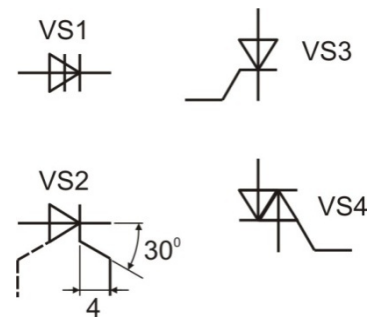
Stabilitronlar (VD8-ikianodlu)



Şottki (VD9,VD13), məhdudlaşdırıcı(VD10,VD14), tunel (VD11) diodları

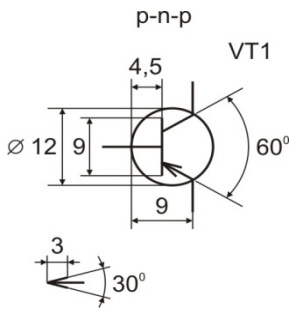


Varikap (VD12), Varikap matrisi (VD15, VD16)

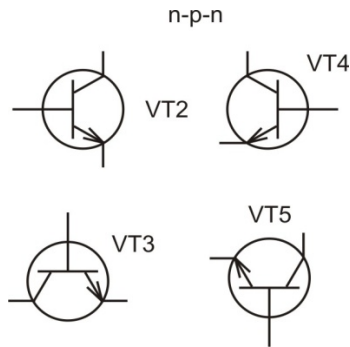


Dinistor, trinistor, simistor

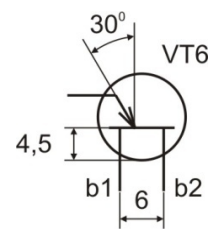
Tranzistorlar



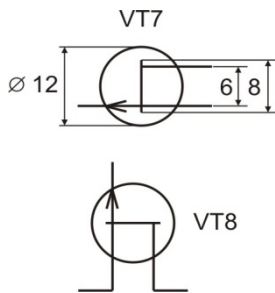
p-n-p tipli bipolyar tranzistor



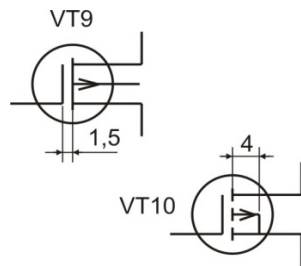
n-p-n tipli bipolyar tranzistorlar



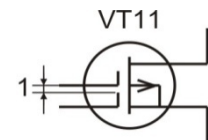
Birkeçidli tranzistor



p-kanallı sahə tranzistoru

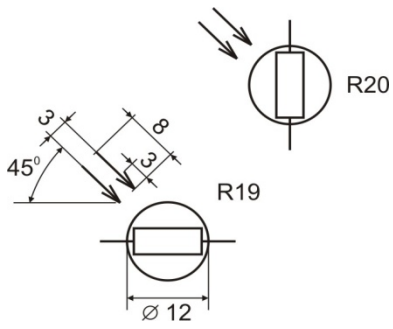


p-kanallı və izolə olunmuş zatvorlu sahə tranzistoru



n-kanallı və izolə olunmuş iki zatvorlu sahə tranzistoru

Optik-elektron cihazları



Fotorezistorlar

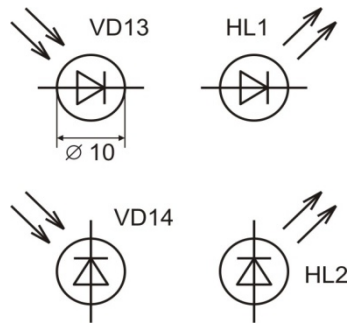
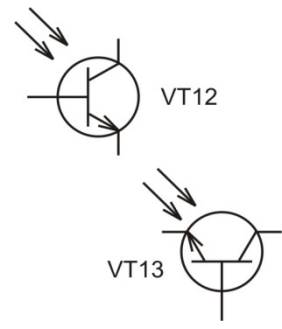
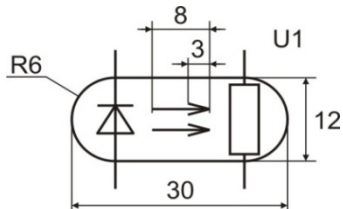


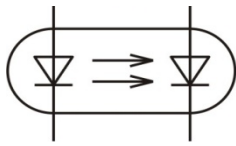
Foto və işıq diodları



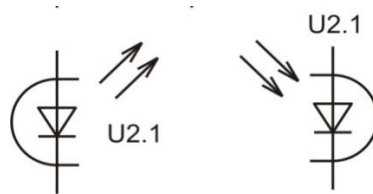
Fototranzistorlar



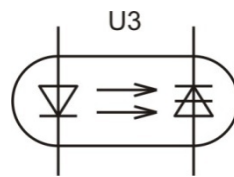
Rezistorlu optik cüt



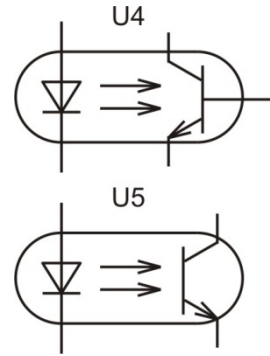
Diodlu optik cütük



Diodlu optik cütük

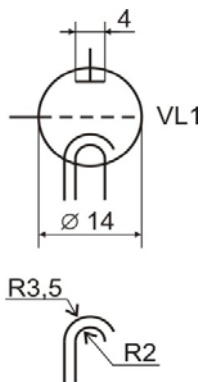


Tiristorlu optik cütük

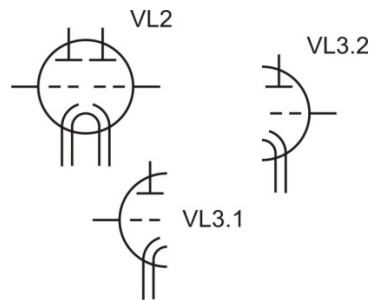


Tranzistorlu optik cütük

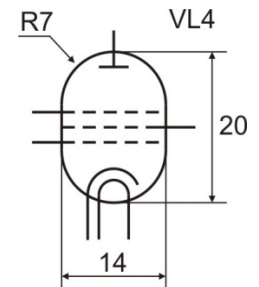
Elektrovakuum lampaları



Triod lampası

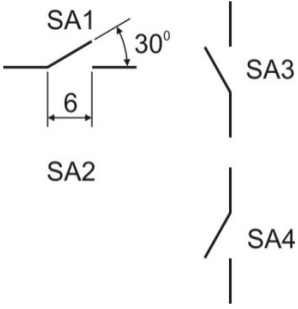
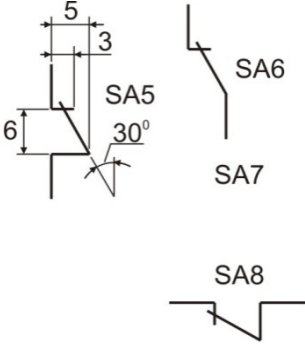
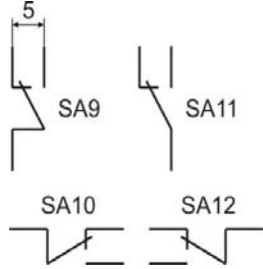
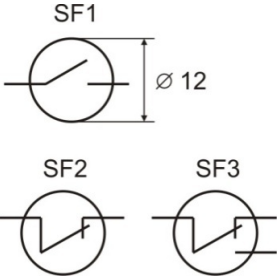
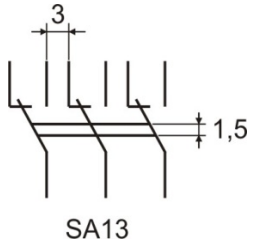
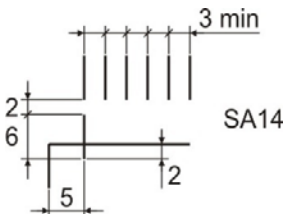
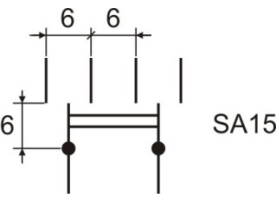
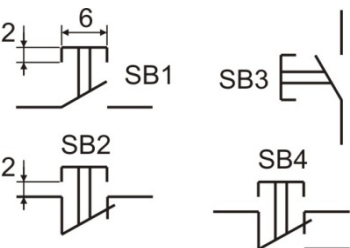
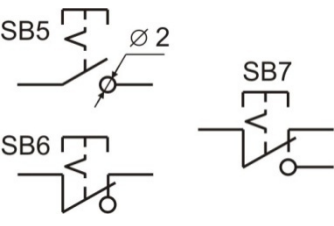
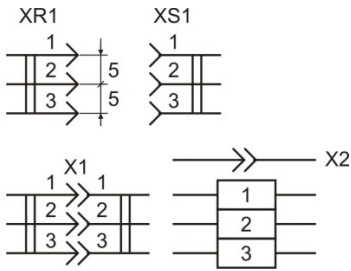
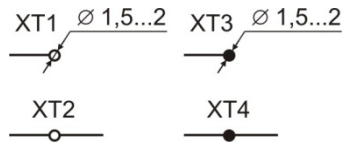
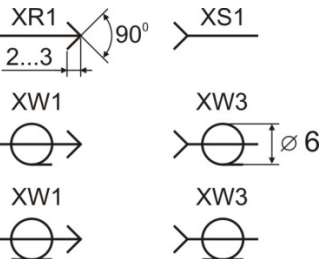


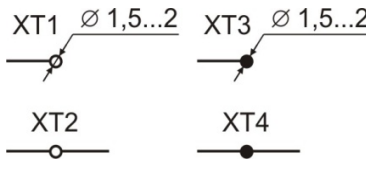
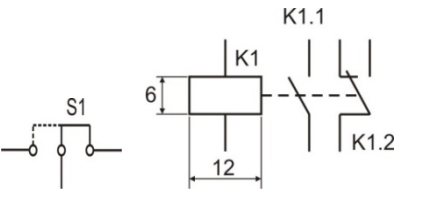
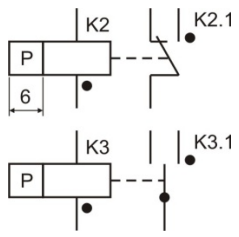
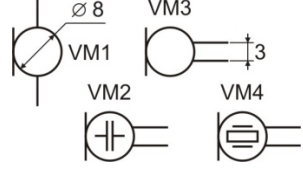
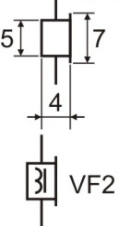
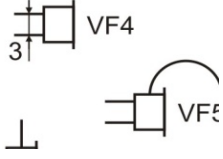
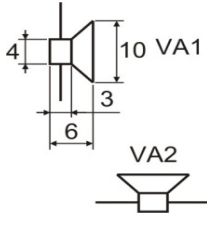
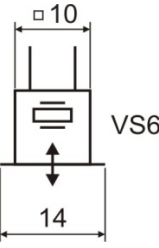
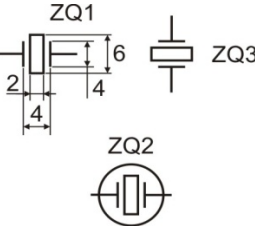
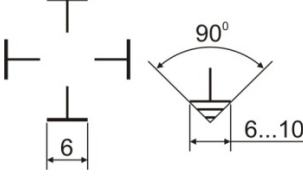
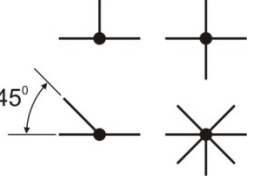
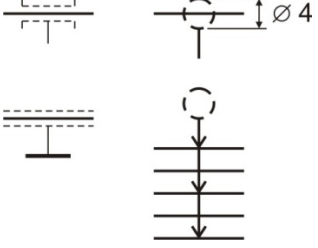
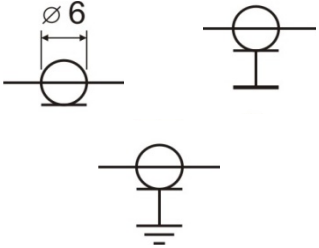
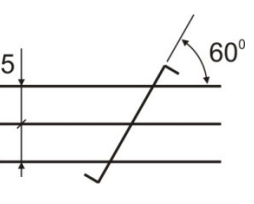
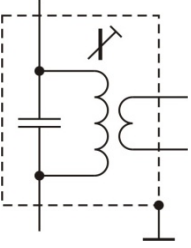
İkiqat triodlu lampa

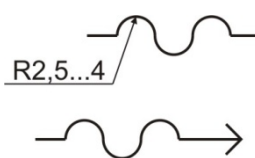
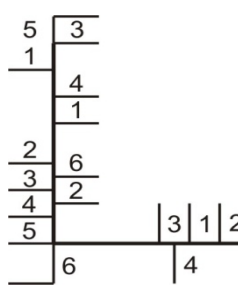
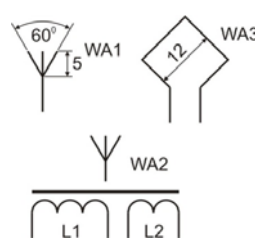


Pentod lampası

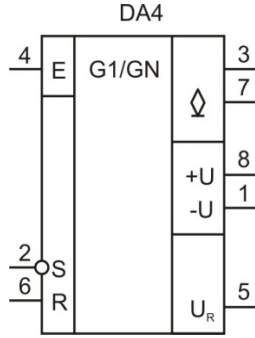
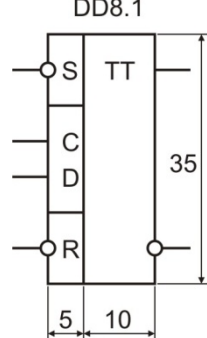
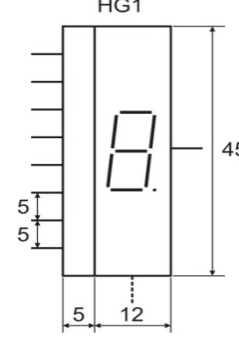
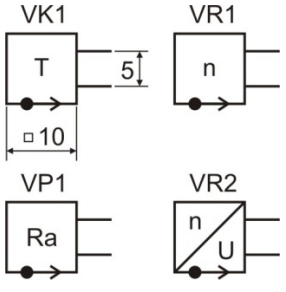
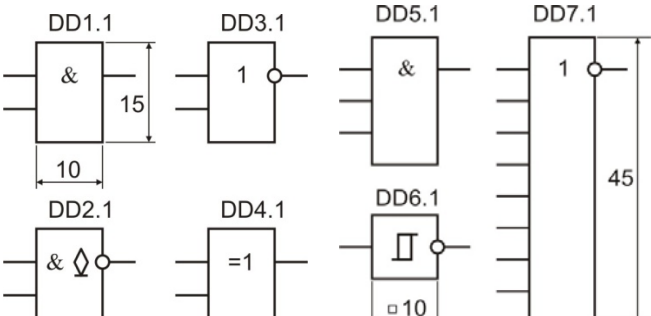
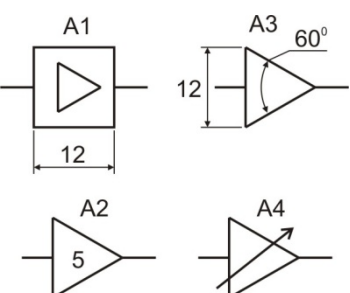
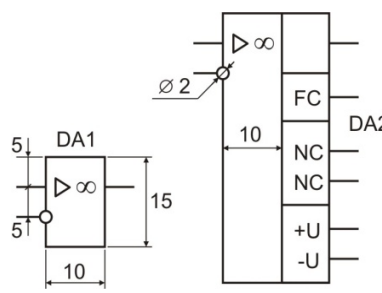
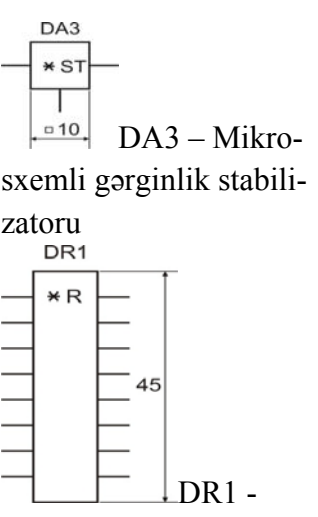
Kommutasiya qurğuları və kontakt birləşmələri

 <p>Qapanan açarlar</p>	 <p>Qapamayan açarlar</p>	 <p>Çevirici açarlar</p>
 <p>Herkon (germetik açarlar)</p>	 <p>2-vəziyyətli, 3-istiqaqətli açar</p>	 <p>6-vəziyyətli, 1-istiqaqətli açar</p>
 <p>3-vəziyyətli, 2-istiqaqətli açar</p>	 <p>Düymə və çevirgəc (öz-özünə geriyyə qayıtmalı)</p>	 <p>Düymə və çevirgəc (təkrar sıxmaqla)</p>
		

<p>Vilka və rozетка (ayrılabilən birləşdirici)</p>	<p>Sokülən və soküləbilməyən birləşməli kontaktlar</p>	<p>Çubuq və birləşmə yuvası</p>
 <p>Birləşmə nöqtələri</p>	 <p>Elektromaqnit Qapayıcı Rele</p>	 <p>Qütbləşmiş rele</p>
<p>Akustik cihazlar</p>		
 <p>Mikrofon</p>	 <p>Telefon</p>	 <p>Telefon</p>
 <p>Ucadanışan</p>	 <p>Ultrasəs verici və qəbuledici</p>	 <p>Kvars, pyezokeramik rezonatorlar</p>
<p>Rabitə xətləri və elementləri</p>		
 <p>Ümumi naqıl ilə (korpus) birləşmə, torpaqlanma</p>	 <p>Elektriki əlaqəli xətlərin paylanması</p>	 <p>Ekranlaşdırılmış rabitə xətləri</p>
 <p>Koaksial kabel</p>	 <p>Burulmuş naqıldərdən ibarət elektriki rabitə xətləri</p>	 <p>Ekranlayıcı elementlər qrupu</p>

 <p>Elastik naqillərdən ibarət elektriki rabitə xətləri</p>	 <p>Qruplaşdırılmış rabitə xətləri</p>	 <p>Elektrik və maq-nit antennaları</p>
--	---	--















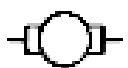





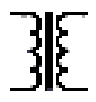














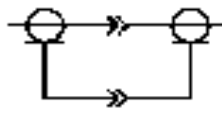




İnteqral mikrosxemlər

 <p>Taymer</p>	 <p>D-trigger</p>	 <p>Rəqəmli indikator</p>
 <p>Qeyri-elektriki kəmiyyətlər vericisi</p>	 <p>Məntiq elementləri</p>	
 <p>Gücləndirici</p>	 <p>Əməliyyat gücləndiricisi</p>	 <p>DA3 – Mikro-sxemli gərginlik stabilizatoru DR1 - Rezistorlar toplusu</p>

Rabitə qurğuları		
<p>U1 U3 U2 U4</p> <p>Çeviricilər</p>	<p>A5 dB</p> <p>A6 dB 0...40 dB</p> <p>Sabit və tənzimlənən attenyuatorlar</p>	<p>Z1 Z3 Z2 Z4</p> <p>Süzgəclər</p>
<p>DT1 DT3 DT2</p> <p>Ləngitmə xətləri: ümumi işarəsi (DT1), toplanmış parametrlili (DT2) və paylanmış parametrlili (DT3)</p>	<p>60° 4</p> <p>Siqnalın ötürülmə istiqaməti</p>	<p>G1 G3 G2 G4</p> <p>Generatorlar</p>
<p>90° 8...10 4...6</p> <p>Rəqəmli verilənlər axını</p>	<p>1.5</p> <p>Elementlərin mexaniki əlaqə xətləri</p>	<p>V1</p> <p>Holl vericisi</p>

Elektrik qida mənbələri, siqnalizasiya lampaları		
<p>G1 1,5V G1 9V</p> <p>Qalvanik, akkumulyator, batareya elementləri</p>	<p>EL1 HL1 HL2 HL3</p> <p>İşıqlandırıcı (EL1) və siqnal- edici (HL1, HL2) közərmə lampaları</p>	<p>R4</p> <p>Qazboşalma lampaları</p>
<p>Sabit gərginlik və cərəyan mənbələri</p>	<p>Dəyişən cərəyan mənbəyi</p>	<p>Dəyişən gərginlik mənbəyi</p>

Elektron qurğularının əsas elementlərinin xarici ingilis dilli ədəbiyyatda verilən işarələmələri və adları aşağıdakı cədvəldə verilmişdir.

						
Earth (ground)	Chassis (ground)	Fixed rezistor	Presed rezistor	Variable rezistor	Variable potentiometer	
						
Fxed Capacitor	Electrolytic capacitor	Preset capacitor	Variable capacitor	Quartz crystal	Fuse	
						
Aerial	Lamp	Motor	SPST switch	SPOT switch	DPST switch	
Microphone	Speaker	Iron cored Transformer	Fixed inductor	NPN transistor	PNP transistor	
						
						
Diode	Zener Diode	LED	NPN Darlington	PNP Darlington	N-channel JFET	P-channel JFET
						
Fermale Connector	Male connector	Shielded socket	Shielded plug	Coaxial plug and socket		
Open jack Socket	Closed jack socket	AC voltage source	Coaxial cable			
						

Əlavə 2. Geniş yayılmış yarımkeçirici cihazların parametrləri, istismar şərtləri və tətbiq sahələri

2.1. Yarımkeçirici diodların parametrləri, istismar şərtləri və tətbiq sahələrinə nümunələr

2.1.1. Diodların parametrlərinin təsnifatı. Diodların texniki şərtlərində və sorğu vərəqlərində verilən elektrik parametrləri arasında təsnifat parametrləri adlanan göstəricilərini ayıraraq göstərilir.

Bu parametrlərinə görə yarımkeçirici diodların qrupundan lazım olan tipi (altqrupu) seçirlər. Məsələn, 5000Hs-ə qədər tezlikli dəyişən cərəyanın düzləndirilməsi üçün nəzərdə tutulan, metalik korpusda hazırlanan orta güclü ($I_{\text{ort.düz.}}=1\text{A}$) KD202 markalı diodlarında A altqrupundan olan diodlar üçün əks gərginliyin yol verilə bilən amplitrudu 50V nəzərdə tutulduğu halda, C altqrupu üçün 600V-a qədər ola bilər.

Əgər düzləndirici diodlar üçün təsnifat parametri kimi adətən əks gərginlik nəzərdə tutulursa, impuls diodları əks müqavimətinin bərpa olunma müddətinə görə, stabiltronlar (dayaq diodları) stabilləşdirmə gərginliyinə görə və s. təsnifat olunurlar.

Bundan əlavə sorğu vərəqlərində və kitablarında əsas parametrlərlə yanaşı diodların ortalaşdırılmış statik volt-ampere xarakteristikaları da verilir. Bu xarakteristikaların köməyi ilə diodun parametrlərinin hesabatını aparmaq olar. Lakin nəzərə almaq lazımdır ki, diodların müxtəlif nümunələrinin xarakteristikaları ortalaşdırılmış VAX-dan fərqlənə bilər, ona görə də dəqiqlik 10-20%-dən çox olmur.

Bir neçə geniş tətbiq olunan yarımkeçirici diodun əsas parametrləri cədvəl 1-də verilmişdir

Cədvəl 1

Diodun markası	Növü	Əsas parametrləri				
		Maksimal əks gərginlik, V	Düz gərginlik düşküsi, V	Maksimal düz cərəyan, A	Sərhəd tezliyi, kHs	İşçi temperatür intervalı
D202	Düzləndirici	100	1	0,4	20	-55 ÷ +85°C
D217	Düzlənd.	800	1	0,1	10	-40 ÷ +100°C
D242	Düzlənd.	100	1,25	10		-60 ÷ +130°C
KD102	Düzlənd.	250	1,2	0,1		-60 ÷ +120°C
D223A	R/el. Sx. üç.	100	1	0,05	20000	-55 ÷ +100°C
D223B	R/el. Sx. üç.	150	1	0,05	20000	-55 ÷ +100°C

Düzləndirici diodların əsas parametrləri cədvəl 2-də verilmişdir

Diodun markası	T=25°C temperaturda parametrlərin son hədd qiymətləri			T=25°C-də parametrlərin qiymətləri		Maksimal işçi temperatur $T_{k.max}$ (T_s), °C
	Əks gərginlik $U_{\Delta ks.max.}$ ($U_{\Delta ks.im.m.}$), V	Maksimal düz cərəyan $I_{düz.max.}$ ($I_{d.im.max.}$), A	Düz gərginlik düşküsi, $U_{düz.}$, V	Əks cərəyan $I_{\Delta ks.}$, mA	Sərhəd işçi tezliyi $f_{i\dot{s.}}$ ($f_{max.}$), kHs	
1	2	3	4	5	6	7
Böyük güclü düzləndirici diodlar						
1	2	3	4	5	6	7
2Д2990Б	600 (600)	20	1,4	8	200	125
2Д2990В	400 (400)	20	1,4	11	200	125
КД2994А	200 (200)	20	1,4	11	200	125
КД2995А	100 (100)	20	1,4	11	200	125
КД2995Б	50 (50)	20	1,1	0,2	200	150
КД2995В	70 (70)	20	1,1	0,01	200	150
КД2995Г	100 (100)	20	1,1	0,01	200	150
КД2995Е	50 (50)	20	1,1	0,01	200	150
2Д2997А	100 (100)	20	1,1	0,01	200	150
2Д2997Б	200 (250)	30 (100)	1,0	0,01	100	125
2Д2997В	100 (200)	30 (100)	1,0	25	100	125
КД2997А	50 (100)	30 (100)	1,0	25	100	125
КД2997Б	200 (250)	30 (100)	1,0	25	100	125
КД2997В	100 (200)	30 (100)	1,0	25	100	125
2Д2998А	50 (100)	30 (100)	1,0	25	100	125
2Д2998Б	15 (15)	30 (100)	0,6	25	200	125
2Д2998В	25 (25)	30 (100)	0,68	150	200	125
2Д2999А	25 (25)	30 (100)	0,68	150	200	125
2Д2999Б	200 (250)	20 (100)	1,0	150	100	125
2Д2999В	100 (200)	20 (100)	1,0	25	100	125
КД2999А	50 (100)	20 (100)	1,0	25	100	125
КД2999Б	200 (250)	20 (100)	1,0	25	100	125

Orta güclü düzləndirici diodlar						
Diodun markası	$U_{\Delta ks.max.}$ ($U_{\Delta ks.im.m.}$) V	$I_{düz.max.}$ mA	$U_{düz.}$, V	$I_{\Delta ks.}$, mA	$f_{i\dot{s.}}$ ($f_{max.}$), kHs	Maksimal işçi temperatur $T_{k.max}$, °C

1	2	3	4	5	6	7
Д214	(100)	10,0	1,2	3,0	1,1	10,0
Д214А	(100)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д214Б	(100)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д215	(200)	10,0	1,2	3,0	1,1	10,0
Д215А	(200)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д215Б	(200)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д231	(300)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д231А	(300)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д231Б	(300)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д232	(400)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д232А	(400)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д232Б	(400)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д233	(500)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д233Б	(500)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д234Б	(600)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д242	(100)	10,0	1,25	3,0	2 (10)	10,0
Д242А	(100)	10,0	1,0	3,0	2 (10)	10,0
Д242Б	(100)	5,0	1,5	3,0	2 (10)	5,0
Д243	(200)	10,0	1,25	3,0	1,1	10,0
Д243А	(200)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д243Б	(200)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д244	(50)	10,0	1,25	3,0	1,1	10,0
Д244А	(50)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д244Б	(50)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д245	(300)	10,0	1,25	3,0	1,1	10,0
Д245А	(300)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д245Б	(300)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д246	(400)	10,0	1,25	3,0	1,1	10,0
Д246А	(400)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д246Б	(400)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д247	(500)	10,0	1,25	3,0	1,1	10,0
Д247Б	(500)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д248Б	(600)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д302	200	1,0	0,25	0,8	5,0	1,0
Д302А	200	1,0	0,3	1,2	5,0	1,0
Д303	(150)	3,0	0,3	1,0	5,0	3,0
Д303А	(150)	3,0	0,35	1,2	5,0	3,0
Д304	(100)	5,0	0,25	2,0	5,0	5,0
Д305	(50)	10,0	0,3	2,5	5,0	10,0
Д332А	400	10,0	1,0	3,0	-	10,0
Д332Б	400	5,0	1,5	3,0	-	5,0
Д333	500	10,0	1,0	3,0	-	10,0
Д333Б	500	5,0	1,5	3,0	-	5,0

Д334Б	600	5,0	1,5	3,0	-	5,0
2Д201А	(100)	5,0	1,0	3,0	1,1	5,0
2Д201Б	(100)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
2Д201В	(200)	5,0	1,0	3,0	1,1	5,0
2Д201Г	(200)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
2Д202В	70 (100)	5,0	1,0	1,0	1,2 (5)	3,0
2Д202Д	120 (200)	5,0	1,0	1,0	1,2 (5)	3,0
2Д202Ж	210 (300)	5,0	1,0	1,0	1,2 (5)	3,0
2Д202К	200 (400)	5,0	1,0	1,0	1,2 (5)	3,0
2Д202М	350 (500)	5,0	1,0	1,0	1,2 (5)	3,0
2Д202Р	420 (600)	5,0	1,0	1,0	1,2 (5)	3,0
КД202А	35 (50)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202Б	35 (50)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
КД202В	70 (100)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202Г	70 (100)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
КД202Д	140 (200)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202Е	140 (200)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
КД202Ж	210 (300)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202И	210 (300)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
КД202К	280 (400)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202Л	280 (400)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
КД202М	350 (500)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202Н	350 (500)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
КД202Р	420 (600)	5,0	0,9	0,8	1,2 (5)	5,0
КД202С	480 (600)	3,5	0,9	0,8	1,2 (5)	3,5
2Д203А	420 (600)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
2Д203Б	560 (800)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
2Д203В	560 (800)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
2Д203Г	700 (1000)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
2Д203Д	700 (1000)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
КД203А	420 (600)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
КД203Б	560 (800)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
КД203В	560 (800)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
КД203Г	700 (1000)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
КД203Д	700 (1000)	10,0	1,0	1,5	1 (10)	10,0
2Д204А	400	0,4	1,4	0,15	1,0	0,6
2Д204Б	200	0,6	1,4	0,1	5,0	0,6
2Д204В	50	1,0	1,4	0,05	5,0	0,6
КД204А	400	0,4	1,4	0,15	1,0	0,6
КД204Б	200	0,6	1,4	0,1	5,0	0,6

КД204В	50	1,0	1,4	0,05	5,0	0,6
2Д206А	400 (400)	5,0	1,2	0,7	1,0	1,0
2Д206Б	500 (500)	5,0	1,2	0,7	1,0	1,0
2Д206В	600 (600)	5,0	1,2	0,7	1,0	1,0
КД206А	400 (400)	10,0	1,2	0,7	1,0	1,0
КД206Б	500 (500)	10,0	1,2	0,7	1,0	1,0
КД206В	600 (600)	10,0	1,2	0,7	1,0	1,0
КД208А	100 (100)	1,5	1,0	0,1	1,0	1,0
КД208В	100	1,5	1,0	0,1	-	-
2Д210А	800 (800)	5,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
2Д210Б	800 (800)	10,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
2Д210В	1000 (1000)	5,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
2Д210Г	1000 (1000)	10,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
КД210А	800 (800)	5,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
КД210Б	800 (800)	10,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
КД210В	1000 (1000)	5,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
КД210Г	1000 (1000)	10,0	1,0	1,5	(5,0)	10,0
2Д212А	200 (200)	1,0	1,0	0,05	100	1,0
2Д212Б	100 (100)	1,0	1,0	0,1	100	1,0
КД212А	200	1,0	1,0	0,05	100	1,0
КД212Б	200	1,0	1,2	0,1	100	1,0
КД212В	100	1,0	1,0	0,05	100	1,0
КД212Г	100	1,0	1,2	0,1	100	1,0
2Д213А	200 (200)	10,0	1,0	0,2	(100)	10,0
2Д213А6	200 (200)	10,0	1,0	0,2	100	10,0
2Д213Б	200 (200)	10,0	1,2	0,2	(100)	10,0
2Д213Б6	200 (200)	10,0	1,2	0,2	100	10,0
2Д213В	100 (100)	10,0	1,0	0,2	(100)	10,0
2Д213Г	100 (100)	10,0	1,2	0,2	(100)	10,0
КД213А	200 (200)	10,0	1,0	0,2	(100)	10,0
КД213А6	200 (200)	10,0	1,0	0,2	(100)	10,0
КД213Б	200 (200)	10,0	1,2	0,2	(100)	10,0
КД213Б6	200 (200)	10,0	1,2	0,2	(100)	10,0
КД213В	100 (100)	10,0	1,0	0,2	(100)	10,0
КД213Г	100 (100)	10,0	1,2	0,2	(100)	10,0
2Д216А	100 (100)	10,0	1,4	0,05	100	10,0
2Д216Б	200 (200)	10,0	1,4	0,05	100	10,0
2Д217А	100 (100)	3,0	1,3	0,05	50 (100)	3,0
2Д217Б	200 (200)	3,0	1,3	0,05	50 (100)	3,0
2Д219А	15 (15)	10,0	0,55	10	200	10,0

2Д219Б	20 (20)	10,0	0,55	10	200	10,0
2Д219В	15 (15)	10,0	0,45	10	200	10,0
2Д219Г	20 (20)	10,0	0,45	10	200	10,0
2Д220А	400 (400)	3,0	1,5	0,045	10 (50)	3,0
2Д220Б	600 (600)	3,0	1,5	0,045	10 (50)	3,0
2Д220В	800 (800)	3,0	1,5	0,045	10 (50)	3,0
2Д220Г	1000(1000)	3,0	1,5	0,045	10 (50)	3,0
2Д220Д	400 (400)	3,0	1,3	0,045	10 (50)	3,0
2Д220Е	600 (600)	3,0	1,3	0,045	10 (50)	3,0
2Д220Ж	800 (800)	3,0	1,3	0,045	10 (50)	3,0
2Д220И	1000 (1000)	3,0	1,3	0,045	10 (50)	3,0
КД223А	200 (200)	2,0	1,3	10	35	6,0
КД226А	100 (100)	1,7	1,4	0,05	35	1,7
КД226Б	200 (200)	1,7	1,4	0,05	35	1,7
КД226В	400 (400)	1,7	1,4	0,05	35	1,7
КД226Г	600 (600)	1,7	1,4	0,05	35	1,7
КД226Д	800 (800)	1,7	1,4	0,05	35	1,7
КД227А	100 (150)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
КД227Б	200 (300)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
КД227В	300 (450)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
КД227Г	400 (600)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
КД227Д	500 (750)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
КД227Е	600 (850)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
КД227Ж	800 (1200)	5,0	1,6	0,8	1,2	5,0
2Д230А	400 (400)	3,0	1,5	0,045	10 (50)	3,0
2Д230Б	600 (600)	3,0	1,5	0,045	10 (20)	3,0
2Д230В	800 (800)	3,0	1,5	0,045	10 (20)	3,0
2Д230Г	1000(1000)	3,0	1,5	0,045	10 (20)	3,0
2Д230Д	400 (400)	3,0	1,3	0,045	10 (20)	3,0
2Д230Е	600 (600)	3,0	1,3	0,045	10 (50)	3,0
2Д230Ж	800 (800)	3,0	1,3	0,045	10 (20)	3,0
2Д230И	1000(1000)	3,0	1,3	0,045	10 (20)	3,0
2Д231А	(150)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д231Б	(200)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д231В	(150)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д231Г	(200)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д232А	(15)	10,0	0,6	7,5	200(200)	10,0
2Д232Б	(25)	10,0	0,7	7,5	200(200)	10,0
2Д232В	(25)	10,0	0,7	7,5	200(200)	10,0

2Д234А	100 (100)	3,0	1,5	0,1	50 (50)	3,0
2Д234Б	200 (200)	3,0	1,5	0,1	50 (50)	3,0
2Д234В	400 (400)	3,0	1,5	0,1	50 (50)	3,0
2Д251А	(50)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д251Б	(70)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д251В	(100)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д251Г	(50)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д251Д	(70)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
2Д251Е	(100)	10,0	1,0	0,05	200	10,0
Д214	(100)	10,0	1,2	3,0	1,1	10,0
Д214А	(100)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д214Б	(100)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д215	(200)	10,0	1,2	3,0	1,1	10,0
Д215А	(200)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д215Б	(200)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д231	(300)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д231А	(300)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д231Б	(300)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д232	(400)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д232А	(400)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д232Б	(400)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д233	(500)	10,0	1,0	3,0	1,1	10,0
Д233Б	(500)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д234Б	(600)	5,0	1,5	3,0	1,1	5,0
Д242	(100)	10,0	1,25	3,0	2 (10)	10,0

Az güclü düzləndirici diodlar						
Diodun markası	$U_{\text{aks.max.}}, V$ ($U_{\text{aks.imp.max.}}$)	$I_{\text{düz.max.}}, mA$	$U_{\text{düz.}}, V$	I_{aks}, mA	$f_{\text{iş.}} (f_{\text{max.}}), kHz$	Maksimal işçi temperatur $T_{\kappa.max.}, ^\circ C$
1	2	3	4	5	6	7
Д2Б	10 (30)	16	-	150	150	5,0
Д2В	30 (40)	25	-	150	150	9,0
Д2Г	50 (75)	16	-	150	150	2,0
Д2Д	50 (75)	16	-	150	150	4,5
Д2Е	100 (100)	16	-	150	150	4,5
Д2Ж	150 (150)	8	-	150	150	2,0
Д2И	100 (100)	16	-	150	150	2,0
МД3	15	12 (15)	-	-	-	5,0
Д7А	(50)	300	1,0	-	-	300
Д7Б	(100)	300	1,0	2,4	2,4	300
Д7В	(150)	300	1,0	2,4	2,4	300
Д7Г	(200)	300	1,0	2,4	2,4	300

Д7Д	(300)	300	1,0	2,4	2,4	300
Д7Е	(350)	300	1,0	2,4	2,4	300
Д7Ж	(400)	300	1,0	2,4	2,4	300
Д9Б	(10)	40	-	40	40	90
Д9Г	(30)	30	-	40	40	30
Д9Д	(30)	30	-	40	40	60
Д9Е	(50)	20	-	40	40	30
Д9Ж	(100)	15	-	40	40	10
Д9И	(30)	30	-	40	40	30
Д9К	(50)	30	-	40	40	60
Д9Л	(100)	15	-	40	40	30
Д10	10 (10)	16	-	150	40	-
Д10А	10 (10)	16	-	150	150	-
Д10Б	10 (10)	16	-	150	150	-
Д11	30 (40)	20	-	150	150	100
Д12	50 (75)	20	-	150	150	50
Д12А	50 (75)	20	-	150	150	100
Д13	75 (100)	20	-	150	150	100
Д14	100 (125)	20	-	150	150	50
Д14А	100 (125)	20	-	150	150	100
Д101	75 (75)	30	-	150	150	2,0
Д101А	75 (75)	30	-	150	150	1,0
Д102	50 (50)	30	-	150	150	2,0
Д102А	50 (50)	30	-	150	150	1,0
Д103А	30 (30)	30	-	150	150	1,0
Д104	100 (100)	30	-	150	150	2,0
Д104А	100 (100)	30	-	150	150	1,0
Д105	75 (75)	30	-	150	150	2,0
Д105А	75 (75)	30	-	150	150	1,0
Д106	30 (30)	30	-	-	150	2,0
Д106А	30 (30)	30	-	-	150	1,0
Д202	(100)	400	-	-	-	400
Д203	(200)	400	-	-	-	400
Д204	(300)	400	-	-	-	400
Д205	(400)	400	-	-	-	400
Д206	(100)	100	0,6	-	-	100
Д207	(200)	100	0,6	-	-	100
Д208	(300)	100	0,6	-	-	100
Д209	(400)	100	-	-	-	100
Д210	(500)	100	-	-	-	100
Д211	(600)	100	-	-	-	100
Д217	(800)	100	-	-	-	100
Д218	(1000)	100	-	-	-	100
МД217	800	100	-	-	-	100

МД218	1000	100	-	-	-	100
МД218А	1200	100	-	-	-	100
Д223	50	50	0,5	20	-	50
Д223А	100	50	0,5	20	-	50
Д223Б	150	50	0,5	20	20	50
Д226	(400)	300	-	-	20	300
Д226А	(300)	300	-	-	20	300
Д226Б	(400)	300	-	-	-	300
Д226В	(300)	300	-	-	-	300
Д226Г	(200)	300	-	-	-	300
Д226Д	(100)	300	-	-	-	300
Д226Е	(200)	300	-	-	-	300
МД226	(400)	300	-	1,0	-	300
МД226А	(300)	300	-	1,0	-	300
МД226Е	(200)	300	-	1,0	1,0	300
Д229А	200 (200)	400	10	3,0	1,0	400
Д229Б	400 (400)	400	10	3,0	1,0	400
Д229В	100 (100)	400	10	3,0	3,0	400
Д229Г	200 (200)	400	10	3,0	3,0	400
Д229Д	300 (300)	400	10	3,0	3,0	400
Д229Е	400 (400)	400	10	3,0	3,0	400
Д229Ж	100 (100)	700	10	3,0	3,0	700
Д229И	200 (200)	700	10	3,0	3,0	700
Д229К	300 (300)	700	10	3,0	3,0	700
Д229Л	400 (400)	700	10	3,0	3,0	700
Д237А	(200)	300	10	1,0	3,0	300
Д237Б	(400)	300	10	1,0	3,0	300
Д237В	(600)	100	10	1,0	1,0	100
Д237Е	(200)	400	10	1,0	1,0	400
Д237Ж	(400)	400	10	1,0	1,0	400
АД110А	30 (50)	10	-	5,0	1,0	10
АД112А	50	300	-	-	1,0	300
ГД107А	15	20	-	-	5,0	10
ГД113А	(115)	15	-	-	-	30
КД102А	250	100	-	-	-	50
КД102Б	300	100	-	-	-	50
КД103А	50	100	-	(0,02)	-	50
КД103Б	50	100	-	(0,02)	-	50
КД104А	300 (300)	10	1,0	0,02	-	10
КД105А	(200)	300	15	-	(0,02)	300
КД105Б	(400)	300	15	-	(0,02)	300
КД105В	(600)	300	15	-	0,02	300
КД105Г	(800)	300	15	-	-	300
КД116А-1	100		-	-	-	25

		25(170)				
КД116Б-1	50	100(170)	-	-	-	50
КД109А	(100)	300	-	-	-	300
КД109Б	(300)	300	-	-	-	300
КД109В	(600)	300	-	-	-	300
КД109Г	(600)	300	-	-	-	300
КД204А	400 (400)	400	10	0,05	-	600
КД204Б	200 (200)	600	10	0,05	-	600
КД204В	50 (50)	1000	10	0,05	-	600
КД205А	500	500	-	0,15	0,05	-
КД205Б	400	500	-	0,15	0,05	-
КД205В	300	500	-	0,15	0,05	-
КД205Г	200	500	-	0,15	0,15	-
КД205Д	100	500	-	0,15	0,15	-
КД205Е	500	300	-	0,15	0,15	-
КД205Ж	600	500	-	0,15	0,15	-
КД205И	700	300	-	0,15	0,15	-
КД205К	100	700	-	0,15	0,15	-
КД205Л	200	700	-	0,15	0,15	-
КД209А	400 (400)	700	15	-	0,15	700
КД209Б	600 (600)	500	15	-	0,15	500
КД209В	800 (800)	500	15	-	0,15	300
КД212А	200 (200)	1000	50	0,1	-	1000
КД212Б	200 (200)	1000	50	0,1	-	1000
КД212В	100 (100)	1000	50	0,1	-	1000
КД212Г	100 (100)	1000	50	0,1	0,1	1000
КД212А-6	200 (200)	1000	50	0,1	0,1	1000
КД212Б-6	200 (200)	1000	50	0,1	0,1	1000
КД212В-6	100 (100)	1000	50	0,1	0,1	1000

$U_{düz.maks.}$ - Diodun maksimal-yol verilə bilən sabit düz gərginliyi;

$U_{əks.maks.}$ - Diodun maksimal-yol verilə bilən sabit əks gərginliyi;

$I_{düz.maks.}$ - Period ərzindəki orta düz cərəyan;

$I_{düz.im.maks.}$ - Period ərzindəki impuls düz cərəyan;

$I_{h.a.yk.}$ - Düzəndirici diodun həddindən artıq yüklənmə cərəyanı;

$F_{maks.}$ - Diodun maksimal yol verilə bilən dəyişmə tezliyi;

$f_{iş.}$ - Diodun işçi dəyişmə tezliyi;

Verilmiş $I_{düz.}$ - də $U_{düz.}$ - Diodun verilmiş $I_{düz.}$ cərəyanında sabit düz gərginliyi;

$I_{əks.}$ - Sabit əks gərginlik;

$T_{к.макс}$ - Diodun korpusunun maksimal yol verilə bilən temperaturu;

$T_{n.макс}$ - Diodun keçidinin maksimal yol verilə bilən temperaturu.

Rusiyada və keçmiş SSR ittifaqında istehsal olunan ən geniş yayılmış diodların xarici analoqları aşağıdakı cədvəl 3-də verilmişdir.

Cədvəl 3

0102	КД102А	1N534	КД205Е	1N1031	КД205Г
0112	КД102А	1N535	КД105В	1N1032	КД205В
0502	Д226В	1N537	Д229Ж	1N1033	КД205Б
0507	КД105Г	1N538	КД205Л	1N1053	КД208А
0604	КД206В	1N539	Д229К	1N1059	Д304
10F5	Д304	1N540	Д229Л	1N1061	Д243Б
10PM2	Д243	1N551	КД205Г	1N1062	Д245Б
10PM4	Д246	1N552	КД205В	1N1063	Д246Б
10PM6	КД206В	1N553	КД205Б	1N1067	Д243Б
10R6В	Д211	1N554	КД205А	1N1068	Д245Б
10R10В	МД218	1N555	КД205Ж	1N1069	Д246Б
11R2S	Д243	1N560	КД105Г	1N1073	Д243Б
11R3S	Д245	1N602	КД204Б	1N1075	КД246Б
11R4S	Д246	1N602А	КД204Б	1N1081А	Д229Ж
14P2	Д223Б	1N604	Д7Ж	1N1082А	КД205Л
12TQ045	КДШ2964Б	1N605	КД205Е	1N1083	КД205В
12TQ060	КДШ2964 А	1N605А	КД205Е	1N1083А	Д229К
1N74	Д101	1N606А	КД105В	1N1084	КД205Б
1N87T	Д9В	1N627	Д312А	1N1085	КД208А
1N210	Д102	1N647	Д229Е	1N1090	Д243Б
1N211	Д102	1N662	Д220Б	1N1091	Д245Б
1N212	Д101	1N662А	Д220Б	1N1092	Д246Б
1N213	Д101	1N663	Д220Б	1N1092А	Д246Б
1N219	КД104А	1N667	Д229В	1N1115	КД208А
1N220	КД104А	1N673	Д229Е	1N1169А	КД205Б
1N250	Д243	1N695	Д310	1N1251	КД204В
1N295X	Д9В	1N770	Д310	1N1253	КД205Г
1N320	КД205Е	1N777	Д312А	1N1254	КД205В
1N324	Д229В	1N844	Д220Б	1N1255	КД205Б
1N332	Д229Е	1N873	Д210	1N1256	КД205Е
1N339	Д229В	1N874	Д211	1N1257	КД105В
1N341	Д229Е	1N876	МД217	1N1258	КД205И
1N348	Д229В	1N878	МД218	1N1259	КД105Г
1N354	КД104А	1N903А	КД509А	1N1407	МД217
1N365	МД218	1N903АМ	КД509А	1N1440	КД205Л
1N388	Д102	1N903М	КД509Г	1N1441	Д229К
1N391	Д101	1N904	КД521Г	1N1446	КД208А
1N440В	Д229Ж	1N905А	КД521Г	1N1450	КД208А
1N441	КД204Б	1N905АМ	КД521Г	1N1487	Д229Ж
1N441В	КД205Л	1N905М	КД521Г	1N1488	КД205Л

1N442B	Д229К	1N906AM	КД521Г	1N1489	Д229К
1N443	Д7Ж	1N906A	КД521Г	1N1490	Д229Л
1N444	КД205Е	1N906M	КД521Г	1N1520A	КC456A
1N445	КД105B	1N907	КД521Г	1N1557	КД205Л
1N458	Д223B	1N908A	КД509A	1N1558	Д229К
1N843	КД103A	1N908AM	КД509A	1N1559	Д229Л
1N485	Д207	1N914A	КД521A	1N1563	КД208A
1N486	Д207	1N914B	КД521A	1N1613	Д304
1N487A	Д226B	1N914M	КД521A	1N1613A	Д304
1N488	Д209	1N916A	КД521A	1N1614A	Д243B
1N531	КД204Б	1N916B	КД521A	1N1615A	Д246Б
1N533	КД205Б	1N996	Д310	1N1616	Д248Б
1N1616A	Д248Б	1N1986	КC210Б	1N2106	Д229К
1N1617	КД208A	1N1986A	КC210Б	1N2107	Д229К
1N1621	Д242	1N1986B	КC210Б	1N2230	Д243Б
1N1623	Д245	1N1988	КC215Ж	1N2230A	Д243Б
1N1624	Д246	1N1988A	КC215Ж	1N2231	Д243Б
1N1632	КД104A	1N1988B	КC215Ж	1N2232	Д245Б
1N1645	Д229Ж	1N1989	КC218Ж	1N2232A	Д245Б
1N1647	КД205Л	1N1989A	КC218Ж	1N2233A	Д245Б
1N1649	К229К	1N1989B	КC218Ж	1N2234	Д246Б
1N1651	К229Л	1N1990	КC222Ж	1N2234A	Д246Б
1N1694	Д229К	1N1990A	КC222Ж	1N2235	Д246Б
1N1695	Д229Л	1N1990B	КC222Ж	1N2235A	Д247Б
1N1703	КД204Б	1N2023	Д245	1N2236	Д247Б
1N1706	КД205У	1N2025	Д246	1N2237	Д247Б
1N1709	КД205Г	1N2069A	КД205Л	1N2238	Д248Б
1N1710	КД205B	1N2070	Д229Л	1N2238A	Д248Б
1N1711	КД205B	1N2070A	Д229Л	1N2239	Д248Б
1N1712	КД205A	1N2073	Д229Ж	1N2239A	Д248Б
1N1764	КД205A	1N2080	КД204B	1N2246	Д305
1N1765	КC456A	1N2082	КД205Г	1N2246A	Д305
1N1765A	КC456A	1N2083	КД205B	1N2247	Д305
1N1844	Д102	1N2084	КД205Б	1N2247A	Д305
1N1849	КД104A	1N2085	КД205A	1N2248	Д242
1N1927	КC139A	1N2086	КД205Ж	1N2248A	Д242
1N1984	КC168B	1N2091	Д229Ж	1N2249	Д242
1N1984A	КC168B	1N2092	КД205Л	1N2249A	Д242
1N1984B	КC168B	1N2093	Д229К	1N2250	Д243
1N1985	КC182A	1N2094	Д229Л	1N2250A	Д243
1N1985A	КC182A	1N2104	Д229Ж	1N2251	Д243
1N1985B	КC182A	1N2105	КД205Л	1N2251A	Д243

Bir sıra müxtəlif təyinatlı yarımkeçirici diodların əsas parametrlərini aşağıda verilmişdir. Verilən parametrlər yalnız nümunə kimi verilmişdir və

elektron qurğuların işlənilib hazırlanması, sazlanması və təmiri zamanı uyğun sorğu ədəbiyyatından və cihazların texniki sənədlərindən istifadə etmək daha məqsədə uyğundur.

2.1.2. Universal təyinatlı diodlar, düzləndirici diodlar.

MD226 markalı diodlar. 1kHs-ə qədər tezlikli dəyişən cərəyanın düzləndirilməsi üçün nəzərdə tutulmuşlar.

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- $I_{düz} = 300\text{mA}$ cərəyanında düz gərginlik düşküsü $U_d, V \dots \leq 1$
- Əks gərginliyin 400V qiymətində əks cərəyanın qiyməti $I_{əks}, \text{mA} \dots \leq 50$
- Yol verilə bilən maksimal əks gərginlik $U_{əks}, V \dots \leq 400$
- Orta cərəyanın maksimal qiyməti, mA $\dots 300$
- Birdəfəlik yüklənmə vaxtı cərəyanın yol verilə bilən amplitudası, A $\dots 2,5$
- İşçi temperaturlar diapazonu, $^{\circ}\text{C} \dots -60 \div +100$

D232 markalı diodlar. 1kHs-ə qədər tezlikli dəyişən cərəyanın düzləndirilməsi üçün nəzərdə tutulmuşlar.

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- $I_{düz} = 300\text{mA}$ cərəyanında düz gərginlik düşküsü $U_d, V \dots \leq 1$
- Əks gərginliyin 400V qiymətində əks cərəyanın qiyməti $I_{əks}, \text{mA} \dots \leq 3$
- Yol verilə bilən maksimal əks gərginlik $U_{əks}, V \dots \leq 400$
- Orta cərəyanın maksimal qiyməti, A $\dots 10$
- Birdəfəlik yüklənmə vaxtı cərəyanın yol verilə bilən amplitudası, A $\dots 100$
- İşçi temperaturlar diapazonu, $^{\circ}\text{C} \dots -60 \div +100$

KI410A-B markalı diodlu körpü yığımı. 1kHs-ə qədər tezlikli dəyişən cərəyanın düzləndirilməsi üçün nəzərdə tutulmuşlar.

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- $I_{düz} = 1,5\text{A}$ cərəyanında düz gərginlik düşküsü $U_d, V \dots \leq 1,2$
- Əks gərginliyin maksimal qiymətində əks cərəyanın qiyməti $I_{əks}, \text{mA} \dots \leq 10$
- Yol verilə bilən maksimal əks gərginlik $U_{əks}, V$: 1) KI410A üçün ≤ 50 ; 2) KI410B üçün ≤ 100 ; 3) KI410B üçün ≤ 200 ;
- Orta cərəyanın maksimal qiyməti, A $\dots 3$
- Birdəfəlik yüklənmə vaxtı cərəyanın yol verilə bilən amplitudu, A $\dots 45$
- İşçi temperaturlar diapazonu, $^{\circ}\text{C} \dots -60 \div +85$

2.1.3. Universal təyinatlı azgüclü yüksək tezlikli diodlar.

KD512A diodları. Epitaksial-planar silisium diodu.

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- $I_{düz} = 10\text{mA}$ cərəyanında düz gərginlik düşküsü $U_d, V \dots \leq 1$
- Əks gərginliyin maksimal qiymətində əks cərəyanın qiyməti $I_{əks}, \text{mA} \dots \leq 5$
- Yol verilə bilən maksimal əks gərginlik $U_{əks}, V \dots 15$
- Orta cərəyanın maksimal qiyməti, A $\dots 20$
- Birdəfəlik yüklənmə vaxtı cərəyanın yol verilə bilən amplitudası, mA $\dots 200$
- Düz cərəyanın $I_{düz} = 10\text{mA}$ qiymətində dəyişdirilmə yükü, nKl $\dots \leq 30$

- Diodun tutumu, nF..... ≤1
- Əks müqavimətinin bərpa olunma müddəti ($I_{düz} = 10\text{mA}$, $U_{əks}=10\text{V}$), ns..... ≤1
- İşçi temperaturlar diapazonu, °C-50 ÷ +85

KD513A diodları. Epitaksial-planar silisium diodu.

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- $I_{düz} = 100\text{mA}$ cərəyanında düz gərginlik düşküsi U_d , V.....≤1,1
- Əks gərginliyin maksimal qiymətində əks cərəyanın qiyməti $I_{əks}$, mkA..... ≤5
- Yol verilə bilən maksimal əks gərginlik $U_{əks}$, V50
- Orta cərəyanın maksimal qiyməti, A100
- Birdəfəlik yüklənmə vaxtı cərəyanın yol verilə bilən amplitudası, A.....1,5
- Düz cərəyanın $I_{düz} = 50\text{mA}$ qiymətində dəyişdirilmə yükü, nKl..... ≤40
- Diodun tutumu, nF..... ≤4
- Əks müqavimətinin bərpa olunma müddəti ($I_{düz} = 10\text{mA}$, $U_{əks}=10\text{V}$), ns..... ≤4
- İşçi temperaturlar diapazonu, °C-50 ÷ +85

2.1.4. Stabiltronlar.

KC133Г, KC139Г, KC147Г, KC156Г tipli stabiltronların

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- Stabilizasiya gərginliyi: nominal stabilizasiya gərginlikləri hər bir stabiltronun markasının sonuncu iki rəqəminə uyğundur və müvafiq olaraq -3,3V; 3,9V; 4,7V; 5,6V təşkil edir.
- Stabilizasiya gərginliyinin nominal qiymətdən kənara çıxma, %±10
- Minimal stabilizasiya cərəyanı, mA1
- 5mA stabilizasiya cərəyanında diferensial müqavimət, Om..... ≤150
- Maksimal stabilizasiya cərəyanı (dəmir korpuslu stabiltronlar üçün), mA...50
- Maksimal stabilizasiya cərəyanı (plastmas korpuslu üçün), mA..... 50
- Maksimal səpələnmə gücü, mVt.....125
- İşçi temperaturlar diapazonu, °C-60 ÷ +120

KC162, KC168, KC175Ж, KC182 Ж, KC191Ж, KC210Ж, KC211ЖŞ, KC212Ж, KC213Ж, KC215Ж, KC216Ж, KC218Ж, KC220Ж, KC222Ж, KC224Ж (bu siyahıya daxil olan stabiltronlar dəqiq stabiltronlar hesab olunurlar).

Əsas parametrləri aşağıdakılardır:

- Stabilizasiya gərginliyi: nominal stabilizasiya gərginlikləri hər bir stabiltronun markasının sonuncu iki rəqəminə uyğundur və müvafiq olaraq - 6,2V; 6,8V; 7,5V; 8,2V; 9,1V; 10V; 11V; 12V; 13V; 15V; 16V; 18V; 20V; 22V; 24V təşkil edir.
- Stabilizasiya gərginliyinin nominal qiymətdən kənara çıxma, %±5
- Minimal stabilizasiya cərəyanı, mA0,5
- 4mA stabilizasiya cərəyanında diferensial müqavimət, Om..... ≤70
- Maksimal stabilizasiya cərəyanı, mA30
- Maksimal səpələnmə gücü, mVt.....125
- İşçi temperaturlar diapazonu, °C-60 ÷ +120

2.1.5. Varikaplar. Bu diodların p-n – keçidinin tutumu ona tətbiq olunan əks gərginlikdən asılı olaraq geniş diapazonda demək olar ki, xətti olaraq dəyişdiyindən və varikap özünü dəyişən kondensatora ekvivalent olaraq apardığından, varikaplar parametrik gücləndiricilərdə, tezliyin elektron köklənməsi, tezlik modulyasiyası və faza modulyasiyası sxemlərində geniş tətbiq edilirlər. Geniş yayılmış varikapların parametrləri aşağıdakı cədvəl 4-də verilmişdir.

Cədvəl 4

Varikapın tipi	C_{nom} , pF	$U_{əks.maks}$, V	Q_v , az deyil	$I_{əks}$ ($U_{əks.max}$, $t_{ətr.} = 25$ °C), mKA, çox deyil
Д901А	22 ... 32	80	25	1,0
Д901Б	28 ... 38	45	30	1,0
Д901В	28 ... 38	80	25	1,0
Д901Г	28 ... 38	45	30	1,0
Д901Д	34 ... 44	80	25	1,0
Д901Е	34 ... 44	45	30	1,0
Д902	6 ... 12	25	30	–
КВ101А	160 ... 240	4	12	1,0
КВ102А	14 ... 23	45	40	1,0
КВ102Б	19 ... 30	45	40	1,0
КВ102В	25 ... 40	45	40	1,0
КВ102Г	19 ... 30	45	100	1,0
КВ102Д	19 ... 30	80	40	1,0
КВ103А	18 ... 32	80	50	10
КВ103Б	28 ... 38	80	40	10
КВ104А	90 ... 120	45	100	5,0
КВ104Б	106 ... 144	45	100	5,0
КВ104В	128 ... 192	45	100	5,0
КВ104Г	95 ... 143	80	100	5,0
КВ104Д	128 ... 192	80	100	5,0
КВ104Е	95 ... 143	45	150	5,0
КВ105А	400 ... 600	90	500	50
КВ105Б	400 ... 600	50	500	50
КВ106А	20 ... 50	120	40	20
КВ106Б	15 ... 35	90	60	20
КВ107А	10 ... 40	5,5 ... 16	20	100
КВ107Б	10 ... 40	5,5 ... 16	20	100
КВ107В	30 ... 65	13 ... 31	20	100
КВ107Г	30 ... 65	13 ... 31	20	100
КВ109А***	2,3 ... 2,8	25	300	0,5
КВ109Б***	2,0 ... 2,3	25	300	0,5
КВ109В***	8,0 ... 17	25	160	0,5

KB109Г***	8,0 ... 17	25	160	0,5
KB110A	12 ... 18	45	300	1,0
KB110Б	14 ... 21	45	300	1,0
KB110B	17 ... 26	45	300	1,0
KB110Г	12 ... 18	45	150	1,0
KB110Д	14 ... 21	45	150	1,0
KB110E	17 ... 26	45	150	1,0
KBC111A	≤ 33	30	200	1,0
KBC111Б	≤ 33	30	150	1,0

C_{nom} – verilmiş əks sürüşmə gərginliyində nominal tutumu.

Q_v – varikapın keyfiyyəti. Q_v tutum müqavimətinin ekvivalent ardıcıl müqavimətə olan nisbətə bərabərdir.

*KB101A üçün $U_{əks} = 0,8V$; KB109A və KB109Б üçün $U_{əks} = 25V$; KB109B və KB109Г üçün $U_{əks} = 3V$ və digər varikaplar üçün $U_{əks} = 4V$.

** $f = 1MHz$ olduqda KB105A, KB105Б üçün; $f = 10MHz$ olduqda KB104A – KB104E üçün; KB107A– KB107Г üçün və $f = 50MHz$ olduqda qalan varikap tipləri üçün və $25\text{ }^{\circ}C$ temperaturunda;

*** KB109A – KB109Г varikapları desimetrlik dalğalar (DMD) diapazonlu rezonatorlarda istifadə üçün nəzərdə tutulub.

2.1.6. Işıq diodları və yarımkeçirici rəqəm indikatorları.

Işıq şüalandırıcı diodlar. Bir sıra geniş yayılmış işıq diodlarının markaları və elektrik parametrləri aşağıdakı cədvəl 5-də verilmişdir.

Cədvəl 5. Görünən diapazon dalğa uzunluqlu işıqdiodlarının parametrləri

Cihazın tipi	Işıqlanmanın rəngi	T=25°C, $I_{d,nom}(mA)$ -da parametrlərin qiymətləri				T=25°C-də param-n hüdud qiymətləri		T_k max, °C
		I_v , mkkd (L),kd/m ²	$U_{düz}$, V	$I_{d,nom}$, mA	λ_{max} , mkm	$I_{d,max}$, mA	$U_{əks,max}$, V	
KJI101A	Sarı	(10)	5,5	6	0,64	10	20	70
KJI101Б	Sarı	(15)	5,5	10	0,64	20	20	70
KJI101A	Sarı	(20)	5,5	20	0,64	40	20	70
AJI102A	Qırmızı	40	2,8	5	0,69	10	20	70
AJI102Б	Qırmızı	100	2,8	10	0,69	10	20	70
AJI102B	Yaşıl	100	2,8	10	0,69	10	20	70
AJI307A	Qırmızı	150	2,0	10	0,666	20	20	70
AJI307B	Yaşıl	400	2,8	20	0,566	22	20	70
AJI307E	Sarı	100	2,8	10	0,62	22	20	70

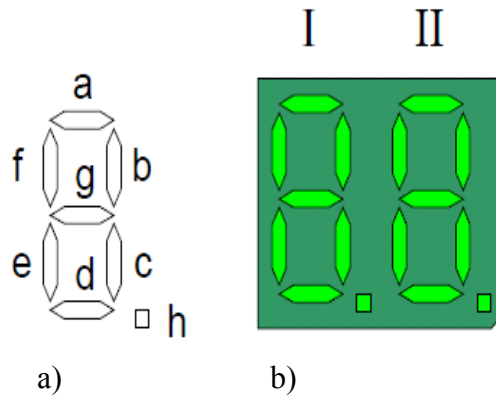
İnfraqırmızı (İQ) diapazon dalğa uzunluqlu işıqdiodlarının parametrləri

Cihazın tipi	İşıqlanmanın rəngi	T=25°C, İ _{d,nom} (mA)-da parametrlərin qiymətləri				T=25°C-də par-n hüdud qiymətləri		T _{k max} , °C
		λ, mkm	U _{düz} , V	İ _{d,nom} , mA	λ _{0,5} , mkm	İ _{d,max} , mA	U _{əksmax} , V	
AJ1103A	İQ	0,95	1,6	15	0,05	50	20	70
AJ1103B	İQ	0,95	1,6	40	0,05	50	20	70
AJ1106A	İQ	0,92	1,7	40	-	100	20	70
AJ1106B	İQ	0,92	1,7	50	-	100	20	70
AJ1106B	İQ	0,92	1,7	50	-	100	20	70
AJ1106Γ	İQ	0,92	1,7	60	-	100	20	70
AJ1107A	İQ	0,95	2,0	20	0,03	80	20	70
AJ1107B	İQ	0,95	2,0	30	0,03	80	20	70
AJ1118A	İQ	1,00	1,7	100	0,04	500	20	70

İşıq diodlarının əsas parametrlərindən biri işıq gücüdür. Məsələn, AJ1307A-Γ tipli işıq diodlarında işıq gücünün bu diodların işçi elektrik parametrlərindən asılılığı aşağıda verildiyi kimidir. Cədvəldən görüldüyü kimi AJ1307A,B tipli işıq diodları qırmızı rəngli işıqlanma, AJ1307B,Γ işıq diodları isə yaşıl rəngli işıqlanma diodlarıdır.

Düz gərginlik: AJ1307A, B diodları üçün 2,0V; AJ1307B,Γ diodları üçün 2,8V, maksimal düz cərəyanlar: 20mA olduqda işığın gücü AJ1307A üçün -0,15 mkd, AJ1307B üçün - 0,9 mkd; AJ1307Γ üçün -1,5 mkd təşkil edir. Bu diodlarda işçi temperatur diapazonu, -60 ÷ +120°C-dir.

Yeddi seqmentli işıq diodlu indikatorlar. Şəkil 1,a-da yaşıl rəngli işıqlanmaya malik olan VQE24F tipli indikatorun seqmentləri və hərflə işarələnməsi arasında uyğunluğu və şəkil 1,b-də isə bu indikatorun xarici görünüşü verilmişdir.



Şək. 1

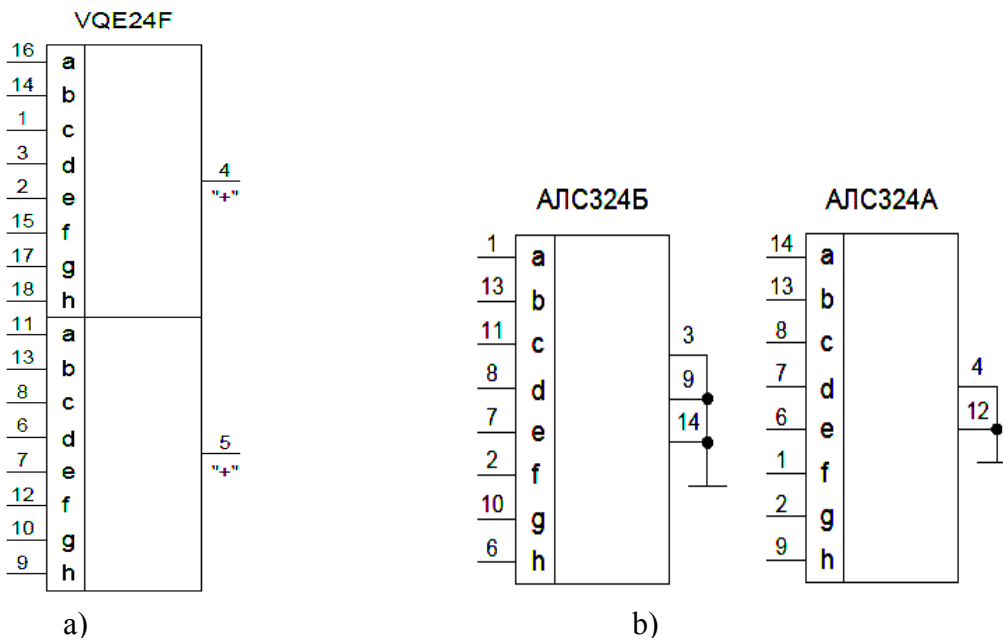
Şəkil 2,a-da VQE24F , şəkil 2,b-də isə Rusiya istehsalı olan АЛС 324Б və АЛС324А yeddi seqmentli indikatorlarının çıxışlarının nömrələri göstərilmişdir.

АЛС 324Б indikatoru ümumi katodlu və АЛС324А indikatoru isə ümumi anodlu işıq diodlarından təşkil olunmuşdur. Hər iki indikator qörmızı işıqlanmaya malikdirlər.

АЛС321Б, АЛС333Б, АЛС333Г, АЛС334Б, АЛС335Б, АЛС335Г, 3ЛС338Б, 3ЛС338Г yeddiseqmentli indikatorları АЛС324Б indikatorunun, АЛС321А, АЛС333А, АЛС333Б, АЛС334А, АЛС334Б, АЛС335А, АЛС335Б, 3ЛС338А indikatorları isə АЛС324А indikatorunun analoqu olub, işçi parametrləri ilə fərqlənirlər.

АЛС324Б və АЛС324А indikatorlarının əsas işçi parametrləri: nominal düz cərəyan - 20mA; maksimal sabit cərəyan – 25mA, maksimal impuls cərəyanı – 300mA; düz gərginlik düşküsu – 2.5V; səpilmə gücü – 500mVt-dır.

Azgüclü və kiçikölçülü yeddiseqmentli indikatorlara misal olaraq, rəqəmli informasiyanı əksətdirmək üçün nəzərdə tutulmuş АЛ304А, АЛ304Б, АЛ304В, АЛ304Г markalı indikatorları göstərmək olar. Bu indikatorlar epitaksial texnologiya üzrə hazırlanmış, arsenid-fosfid-qallium əsaslı işıq diodlarından (seqmentlərdən) təşkil olunmuşdur. Bu indikatorlar plastmas korpusda buraxılır, rəqəmin hündürlüyü 3mm, kütləsi 0,25 təşkil edir.

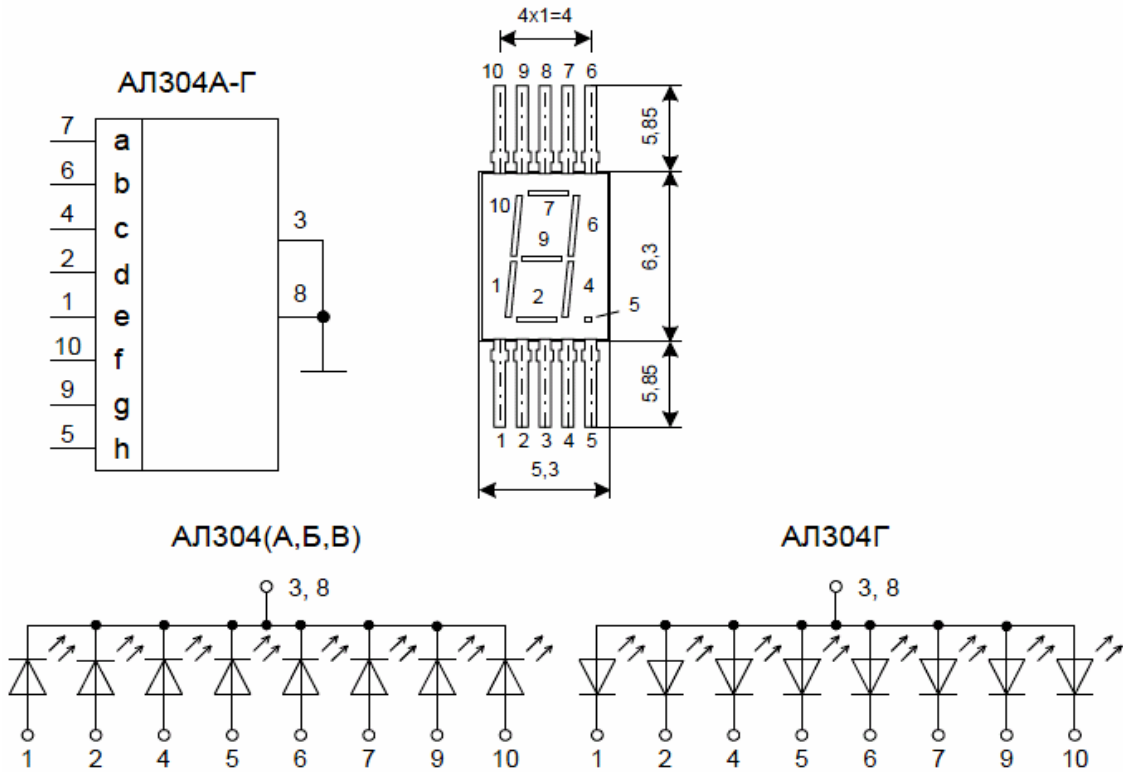


Şək.2

Şəkil 3-də АЛ304 markalı indikatorun xarici görünüşü, çıxışlarının nömrələri, bu seriyadan olan müxtəlif tipli indikatorların sxematik quruluşu və qoşulma sxemi verilmişdir.

Bu indikatorların misalında yarımkeçirici yeddi seqmentli indikatorların məxsus olduğu elektrik, işıq və istismar parametrlərini nəzərdən keçirək:

- 1) İndikatorların işıqlanma rəngi:
 - АЛ304А, АЛ304Б, АЛ304Г - qırmız;
 - АЛ304В - yaşıl.
- 2) $I_{düz} = 5\text{mA}$ olduqda parlaqlıq :
 - АЛ304А üçün - $\geq 140 \text{ kd/m}^2$;
 - АЛ304Б üçün - $80 \dots 320 \text{ kd/m}^2$;
 - АЛ304В üçün 10mA cərəyanda- $\geq 60 \text{ kd/m}^2$;
 - АЛ304Г üçün - $\geq 350 \text{ kd/m}^2$
- 3) Elementlər arasında parlaqlığın qeyri-bərabərliyi – 60%
- 4) $I_{düz} = 5\text{mA}$ olduqda sabit düz gərginlik:
 - $T = +25 \dots +70$ olduqda АЛ304А, АЛ304Б üçün $\leq 2,0\text{V}$;
 - $T = -60$ olduqda АЛ304А, АЛ304Б üçün $\leq 2,4\text{V}$;
 - $T = +25 \dots +70$ olduqda АЛ304В, АЛ304Г üçün $\leq 3,0\text{V}$;
 - $T = -60$ olduqda АЛ304В, АЛ304Г üçün $\leq 3,6\text{V}$;



Şək. 3

Müxtəlif elektrik parametrlərə malik olan yarımkeçirici diodların xarici görünüşü şəkil 4-də verilmişdir.



Şək.4

2.2. Tranzistorların parametrləri, istismar şərtləri və tətbiq sahələri

2.2.1. Tranzistorların təsnifatı və işarələnmə sistemləri. 1964-cü ilə qədər buraxılan bipolyar tranzistorların şərti işarələnməsi istifadə olunan materialı bildiren hərflərdən – П yaxud МПİ və yol verilən səpələnmə gücünü və sərhad tezliyini müəyyən edən rəqəmlərdən təşkil olunur:

- 1-dən 99-a qədər —azgüclü aşağı tezlikli germanium tranzistor;
- 101-dən 199-a qədər —azgüclü aşağı tezlikli silisium tranzistor;
- 201-dən 299-a qədər — germaniumlu güclü aşağı tezlikli germanium tranzistor;
- 301-dən 399-a qədər — silisiumlu güclü aşağı tezlikli silisium tranzistor;
- 401-dən 499-a qədər —azgüclü yüksək və ifrat yüksək tezlikli germanium tranzistor;
- 501-dən 599-a qədər —azgüclü yüksək və ifrat yüksək tezlikli silisium tranzistor;
- 601-dən 699-a qədər —güclü yüksək və ifrat yüksək tezlikli germanium tranzistor;
- 701-dən 799-a qədər —güclü yüksək və ifrat yüksək tezlikli silisium tranzistor.

Rəqəmlərdən sonra eyni markadan olan tranzistorların parametrlərinə görə ayrılmasını bildiren hərflər olur.

Sonrakı illərin standartlarına görə isə birinci hərflər, yaxud rəqəm yarımkeçirici materialın tipini göstərir: K, yaxud 1 – silisium; Г, yaxud 2 – germanium tranzistor olduğunu bildirir. İkinci hərflər cihazın tipini bildirir, məsələn, Д – diod, Т – tranzistor və s.

Hərflərdən sonra üç, yaxud dörd rəqəmdən ibarət olan kombinasiya olur. Birinci rəqəm aşağıda verilmiş cədvələ uyğun olaraq tranzistorun yol verilə bilən səpələnmə gücünü və sərhad tezliyini təyin edir.

Cədvəl 6. Tranzistorun yol verilə bilən səpilmə gücünün və sərhəd tezliyinin təyin olunması

P, Vt \ f, MHz	< 3 Aş. Tez.	3...30 Ort. Tez.	>30 Yük. Tez. və İYT
Az güclü, <0,3	1	2	3
Orta güclü, 0,3...3,0	4	5	6
Güclü, > 3	7	8	9

Əgər cihazların kiçik ölçüləri hərf, yaxud rəqəm işarələrini istifadə etməyə imkan vermirsə onda onun korpusuna rəngli markalanma çəkilir (nöqtə, yaxud rəngli zolaqlar). Rəngli kod uyğun cihazın texniki şərtlərində göstərilir.

Tranzistorların JEDEC sisteminə əsasən işarələnmə sistemi. Qərb ölkələrində yarımkeçirici cihazların işarələnməsinin müxtəlif sistemləri mövcuddur. Ən geniş yayılmış sistem ABŞ-ın elektron cihazlar üzrə birləşmiş texniki şurası tərəfindən qəbul edilmiş JEDEC işarələmə sistemidir. Bu sistem üzrə cihazların markalanması aşağıdakı kimidir:

- bu markalama sistemində birinci rəqəm p-n –keçidlərin sayını göstərir: 1 – diod; 2 – tranzistor; 3 – tetrod (tiristor);
- rəqəmdən sonra N hərfi və elektron sənayesi müəssisələri assosiasiyası (EIA) tərəfindən qeydə alınan seriya nömrəsi gəlir;
- seriya nömrəsindən sonra eyni tiptən və seriyadan olan cihazların fərqli parametrlərə, yaxud xarakteristikalara görə ayrılmasını göstərən bir və ya bir neçə hərf olur.

Lakin qeyd etmək lazımdır ki, bu sistemdə seriya nömrəsinin rəqəmləri ilkin materiallı, tezlik diapazonunu və ya tətbiq sahəsini təyin etmirlər.

Pro Elektron sistemində tranzistorların işarələnmə xüsusiyyətləri. Avropada JEDEC sistemindən başqa yarımkeçirici cihazların markalanmasını müəyyənləşdirən Pro Elektron Beynəlxalq Assosiasiya Təşkilatı tərəfindən yaradılmış işarələmə sistem geniş istifadə olunur. Bu sistemə görə məişət aparaturası üçün nəzərdə tutulan geniş təyinatlı cihazlar iki hərflə, sənaye və xüsusi aparatura üçün nəzərdə tutulmuş cihazlar isə üç hərf və iki rəqəmlə işarələnilir. Geniş təyinatlı cihazlarda iki hərfdən sonra cihazın 100-dən 999-a qədər üçrəqəmli sıra nömrəsi göstərilir. Sənaye və xüsusi təyinatlı aparaturada tətbiq olunan cihazlar-da üçüncü işarə hərf olub, əks əlifba sırası ilə verilir: Z, Y, X və s., bu hərfdən sonra isə 10-dan 99-a qədər olan sıra nömrəsi gəlir.

Əgər bir korpusda bir neçə eyni tipli cihaz varsa, onda işarələmə tək diskret cihazların kodlarına (markalarına) uyğun olaraq yerinə yetirir. Bir korpusda bir neçə müxtəlif cihaz olduqda ikinci hərf kimi G hərfi istifadə olunur.

2.2.2. Tranzistorların əsas parametrləri və ən geniş yayılmış tranzistor markaları.

Aşağıda verilmiş cədvəl 7-də bipolyar tranzistorların müxtəlif qoşulma sxemləri üçün əsas parametrləri verilmişdir.

Cədvəl 7

Paraemtrin adı	Ümumi emitterli sxem	Ümumi bazalı sxem	Ümumi kollektorlu sxem
Cərəyana görə güclənmə	20 -200	(0.95 – 0.995)	20 - 200
Gərginliyə görə güclənmə	100 – 600	500 – 800	<1
Güçə görə güclənmə	Ən yüksək	Orta	Aşağı
Giriş müqaviməti	500 - 2000Ω	50 - 200Ω	20kΩ - 100kΩ
Çıxış müqaviməti	10 – 50 KΩ	100 kΩ - 1MΩ	20 – 500Ω
Giriş və çıxış siqnalları arasındakı faza fərqi	180°	Eyni fazada	Eyni fazada
Tipik istifadə olunması	Normal gücləndirici (Zəif güclü siqnalların gücləndirilməsi üçün)	Müqavimət razılaşdırıcısı (aşağı giriş müqaviməti ilə yüksək çıxış müqavimətini)	Müqavimət razılaşdırıcısı (yüksək giriş müqaviməti ilə aşağı çıxış müqavimətini)

Geniş yayılmış azgüclü bipolyar tranzistorların markaları və onların tətbiq sahələri aşağıda verilmiş cədvəldə göstərilmişdir.

Cədvəl 8. Azgüclü tranzistorların markaları və tətbiq sahələri

Tranzistorun markası	Təyinatı və tətbiq sahəsi
1T101	Aşağı tezlikli gücləndiricilər
KT104	Gücləndiricilərdə tətbiq
ГТ108	Gücləndirici və impuls sxemləri
ГТ109	Aşağı tezlikli gücləndiricilərin giriş kaskadları
ГТ115	Radiohəvəskar konstruksiyalarının gücləndirici elementləri
ГТ116	Impuls formalaşdırıcıları və gücləndiriciləri, multivibratorlar və digər dəyişdirici sxemlər
KT117	Azgüclü generatorlarda tətbiq olunmaq üçün nəzərdə tutulmuş birkeçidli tranzistorlar
KT118	Modulyator sxemlərində işləmək üçün nəzərdə tutulmuş ikiemitterli

	tranzistorlar
KT119	Generatorlarda və dəyişdirici qurğularda işləmə üçün birkeçidli tranzistorlar
KT120	Gücləndirici və impuls sxemlərində işləmə üçün
ГТ122	Aşağı tezlikli gücləndiricilərin işi üçün
ГТ124	Aşağı tezlikli gücləndiricilərin işi üçün
ГТ125	Aşağı tezlikli gücləndiricilərin işi üçün
2Т126	Gücləndiricilərdə və sabit cərəyan stabilizatorlarda
KT127-1	Gücləndiricilərdə və cərəyan stabilizatorlarda
KT201	Aşağı tezlikli gücləndiricilərin işi üçün
KT202	Gücləndiricilərdə və impuls qurğularında
KT203	Gücləndiricilərdə və impuls qurğularında
KT205	Gücləndiricilərdə və impuls qurğularında
KT206	Gücləndiricilərdə və impuls qurğularında
KT207	Gücləndiricilərdə
KT208	Gücləndiricilərdə və generator qurğularında
KT209	Gücləndiricilərdə və impuls qurğularında
KT211	Azkiçikli gücləndiricilərin giriş kaskadları üçün normalaşdırılmış səviyyəli küylərə malik olan tranzistorlar
KT214-9	Açar və xətti gücləndirmə qurğularında
KT215-9	Açar və xətti gücləndirmə qurğularında
KT301	Gücləndiricilərdə və generator qurğularında
KT302	Aşağı tezlik gücləndiricilərinin ilkin kaskadları üçün 1kHs tezliyində normalaşdırılmış səviyyəli küylərə malik olan tranzistorlar
KTC303	Əməliyyat gücləndiricilərinin çıxış kaskadlarında, gücləndiricilərdə aşağı və yüksək tezlikli generatorlarda və impuls siqnalları generatorlarında istifadə üçün. n-p-n və p-n-p tipli iki tranzistordan ibarətdir.
ГТ305	Yüksək tezlikli güclənmə sxemlərində tətbiq üçün
KT306	Yüksək tezlikli siqnalların dəyişdirilməsi (çevrilməsi) və gücləndirilməsi üçün
KT307	Yüksək tezlikli siqnalların dəyişdirilməsi (çevrilməsi) və gücləndirilməsi üçün
ГТ308	Avtogeneratorlarda, güc gücləndiricilərində, impuls sxemlərində
ГТ309	Yüksək tezlikli güclənmə sxemlərində tətbiq üçün
ГТ310	Yüksək tezlikli gücləndirmə sxemlərində tətbiq üçün normalaşdırılmış küy əmsallı tranzistorlar
ГТ311	Yüksək və ifrat yüksək tezlikli siqnalların gücləndirilməsi və dəyişdirici qurğular üçün
KT312	Gücləndirici, dəyişdirici və generator qurğularının işi üçün
ГТ313	Yüksək və ifrat yüksək tezlikli siqnalların gücləndirilməsi
KT313	Yüksək tezlikli gücləndiricilərdə və dəyişdirici sxemlərdə tətbiq üçün
KT314	Gücləndirici və dəyişdirici sxemlərdə istifadə üçün
KT315	Yüksək, aralıq və aşağı tezlikli gücləndirici sxemlərinin işi üçün
KT316	Yüksək tezlikli siqnalların dəyişdirilməsi və gücləndirilməsi üçün
KT317	Yüksək tezlikli və aşağı tezlikli gücləndirici, dəyişdirici və impuls sxemləri üçün
KT318	Dəyişdirici (dövrə çevirici) sxemlərin işi üçün

ГТ320	Yüksək tezlikli siqnalların dəyişdirilməsi və gücləndirilməsi sxemlərində tətbiq üçün
ГТ321	Dəyişdirmə sxemlərində tətbiq üçün
KT321	İmpuls qurğularında və dəyişdirici qurğularda tətbiq üçün
ГТ322	Yüksəkvə aralıq tezlikli gücləndirmə sxemlərində tətbiq üçün normalaşdırılmış küy əmsallı tranzistorlar
KT324	Yüksək tezlikli siqnalların dəyişdirilməsi və gücləndirilməsi üçün
KT325	Yüksək tezlikli siqnalların gücləndirilməsi üçün
KT326	Yüksək tezlikli və ifratyüksək tezlikli gücləndirmə sxemlərində tətbiq üçün
ГТ328	Avtomatik tənzimlənməli güclənməyə malik olan metrlik dalğalar diapazonunda siqnalların güclənməsi üçün 180MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə (7dB) malik olan tranzistorlar.
ГТ329	Yüksək tezlikli və İYT giriş və növbəti gücləndirici kaskadlarında tətbiq üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
ГТ330	Siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar
KT331	Siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası üçün
KT332	Siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar
KT333	Dəyişdirici və impuls sxemlərində işləmə üçün
ГТ335	Dəyişdirici sxemlərdə istifadə üçün
KT336	Dəyişdirici və impuls sxemlərində işləmə üçün
KT337	Yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlər üçün
ГТ338	Selvari deşilmə rejimində işləmə üçün tranzistorlar
KT339	Yüksək tezlikli gücləndirmə sxemlərində işləmə üçün
KT340	Yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlər üçün
ГТ341	1QHs tezliyində normalaşdırılmış küy əmsalına malik olan İYT siqnalların gücləndirilməsi üçün tranzistorlar
KT342	Geniş tezlik diapazonunda siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası
KT343	Aşağı və yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlərində
KT345	Aşağı və yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlərində
ГТ346	Avtomatik tənzimlənməli güclənməyə malik olan desimetrlik dalğalar diapazonunda siqnalların güclənməsi üçün 800MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə (8dB) malik olan tranzistorlar.
KT347	Yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlərində
KT348	Aşağı və yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlərində
KT349	Yüksək tezlikli dəyişdirici, impuls və gücləndirici sxemlərində
KT350	Yüksək tezlikli siqnal dəyişdirici və gücləndirici sxemlərində
KT351	Yüksək tezlikli siqnal dəyişdirici və gücləndirici sxemlərində
KT352	Yüksək tezlikli siqnal dəyişdirici və gücləndirici sxemlərində
KT354	Yüksək tezlikli və İYT siqnal gücləndirici sxemlərində
KT355	Geniş tezlik diapazonunda siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası
KT357	Yüksək tezlikli siqnal dəyişdirici və gücləndirici sxemlərində
KT358	Gücləndirici və generator sxemlərində

KT359	Gücləndiricilərdə tətbiq üçün 20MHs tezlikdə normalaşdırılmış küy səviyyəsinə (6dB) malik olan tranzistorlar
KT360	Dəyişdirici və gücləndirici qurğularda tətbiq üçün dəyişdirici tranzistorlar
KT361	Yüksək tezlikli gücləndiricilərdə işləmə üçün
ГТ362	İYT gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 2,25 QHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar
KT363	İYT siqnal dəyişdiricilərində və gücləndiricilərində
KT364	Dəyişdirici sxemlərində tətbiq üçün
KT366	İYT impuls, dəyişdirici və gücləndirici sxemlərində
KT368	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 60MHs tezliyində normalaşdırılmış (3,3dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT369-9	Dəyişdirici (çevirici) tranzistorlar
KT370-9	Yüksək tezlikli və İYT siqnalların dəyişdirilməsi və gücləndirilməsi
KT371	İYT siqnalların gücləndirilməsi üçün
KT372	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 1QHs tezliyində normalaşdırılmış (3,5dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT373	Yüksək tezlikli dəyişdirmə və gücləndirmə sxemləri üçün
1T374	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 2,25QHs tezliyində normalaşdırılmış (4,5dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT375	Yüksək tezlikli dəyişdirmə və gücləndirmə sxemləri üçün
ГТ376	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 180MHs tezliyində normalaşdırılmış (4,5dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT377	Impuls kaskadlarında tətbiq üçün
KT378	Impuls kaskadlarında tətbiq üçün
KT379	Yüksək tezlikli dəyişdirmə və gücləndirmə sxemləri üçün
KT380	Yüksək tezlikli dəyişdirmə və gücləndirmə sxemləri üçün
KT381	Seçilmiş tranzistorlar cütü
KT382	Yüksək tezlikli və İYT gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış (3dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
ГТ383	транзисторы с нормированным уровнем шума на частоте 2,25 İYT gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 2,25QHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT384	Nanosaniyə diapazonlu impuls və dəyişdirici kaskadlar üçün
2T385-9	Nanosaniyə diapazonlu impuls və dəyişdirici kaskadlar üçün
1T386	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 180MHs tezliyində normalaşdırılmış (4dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
ГТ387	İYT siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası üçün generator tranzistorları
2T388	Yüksək tezlikli impuls, dəyişdirici və gücləndirici sxemlərinin işi üçün

2T389	Yüksək tezlikli impuls, dəyişdirici və gücləndirici sxemlərinin işi üçün
KT391-2	İYT gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 3,6QHs tezliyində normalaşdırılmış (6dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT392	Yüksək tezlikli siqnalların gücləndirilməsi
KTC393-9	Genişzolaqlı balans, diferensial və əməliyyat gücləndiricilərində, dəyişdirici və digər kaskadlarda tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş tranzistor yığımları.
KTC394	Genişzolaqlı balans, diferensial və əməliyyat gücləndiricilərində, dəyişdirici və digər kaskadlarda tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş tranzistor yığımları.
KTC395	Genişzolaqlı balans, diferensial və əməliyyat gücləndiricilərində, dəyişdirici və digər kaskadlarda tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş tranzistor yığımları.
KT396-9	İYT siqnalların gücləndirilməsi üçün
KT397	Yüksək tezlikli siqnalların gücləndirilməsi üçün
KTC398-94	Genişzolaqlı balans, diferensial və əməliyyat gücləndiricilərində, dəyişdirici və digər kaskadlarda tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş tranzistor yığımları.
KT399	Yüksək tezlikli və İYT gücləndiricilərinin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış (2dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3101	İYT gücləndiricilərinin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 2,25QHs tezliyində normalaşdırılmış (4,5dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3102	Yüksək tezlikli gücləndirici və generator sxemlərində giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 1kHs tezliyində normalaşdırılmış (10dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar. İners rejimində işləməsi yol verilir
KTC3103	60MHs tezliyində 5dB küy əmsalına malik olan diferensial kaskadlarda işləmək üçün p-n-p- tranzistor cütü
KT3104	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 60MHs tezliyində normalaşdırılmış (8dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3106-9	Yüksək tezlikli gücləndiricilərin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 120MHs tezliyində normalaşdırılmış (2dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3107	Aşağı və yüksək tezlikli siqnalların gücləndirilməsi, generasiyası və dəyişdirilməsi üçün nəzərdə tutulan 1kHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə (10dB) malik olan tranzistorlar
KT3108	Yüksək tezlikli loqarifmik videgücləndiricilərdə və xətti gücləndiricilərdə tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş 100MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə (6dB) malik olan tranzistorlar
KT3109	Metrik və desimetrik dalğalı televiziya kanallarının selektrolarında və digər qəbul-gücləndirici aparaturada tətbiq üçün
1T3110	İYT siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası üçün tranzistor
2TC3111	Genişzolaqlı balans, diferensial və əməliyyat gücləndiricilərində, dəyişdirici və digər kaskadlarda tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş tranzistor yığımları.
KT3114	İYT gücləndiricilərində tətbiq üçün 400MHs tezlikdə normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar
2T3115-2	Yüksək tezlikli və İYT gücləndiricilərinin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış (5dB) küy səviyyəsinə malik olan

	tranzistorlar.
KT3117	Yüksək tezlikli dəyişdirici (çevirici) tranzistorlar
KT3120	Yüksək tezlikli və İYT gücləndiricilərinin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 400MHs tezliyində normalaşdırılmış (2dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3121	İYT gücləndiricilərinin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 1QHs tezliyində normalaşdırılmış (2dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3122	Nanosaniyə impulsları formalaşdırmaq üçün lavin deşilmə rejimində işləyən tranzistorlar
KT3123	İYT gücləndiricilərinin giriş və növbəti kaskadlarında tətbiq üçün 1QHs tezliyində normalaşdırılmış (3dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
2T3124-2	İYT azküylü gücləndiricilərində tətbiq üçün 4-6QHs tezliyində normalaşdırılmış (5dB) küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
KT3126	Yüksək tezlikli rəqslərin generasiya edilməsi, gücləndirilməsi və çevrilməsi üçün
KT3127	Avtomatik güclənməni tənzimləmə kaskadlarında yüksək tezlikli rəqslərin generasiyası, gücləndirilməsi, çevrilməsi sxemlərində tətbiq üçün nəzərdə tutulmuş 100MHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə (5dB) malik olan tranzistorlar
KT3128	Güclənmənin avtomatik tənzimləməli televiziya kanallarının selektorlarında tətbiq üçün
2T3129-9	Aşağıtezlikli və yüksək tezlikli gücləndiricilərdə, generatorlarda, stabilizatorlarda və impuls qurğularında tətbiq üçün
KT3132-2	İYT azküylü gücləndiricilərində tətbiq üçün 1-7,2QHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan tranzistorlar.
2TC3136-1	p-n-p tranzistorların diferensial çütü
2T3141-2	Az küy səviyyəli İYT qurğuları üçün
KT3142	Gücləndirici, çevirici və generator qurğuları üçün
2T3150-2	Yüksək tezlikli gücləndiricilərdə tətbiq üçün
2T3154-1	Gücləndirici və dəyişdirici (çevirici) qurğular üçün
2T3155-C1	Gücləndirici qurğular üçün
2T3156-2	Gücləndirici qurğular üçün
KT3157	İmpuls sxemlərin üçün dəyişdirici açar tranzistorlar.
2T3158-2	İmpuls sxemləri üçün
2T3160-2	İmpuls sxemləri üçün
2T3161-C	Avtomatik telefon stansiyalarının kommutasiya dövrlərinin və yüksək tezlikli gücləndirici kaskadlarının işi üçün pnp/npn tranzistorlar yığımı
2T3162	YT və İYT diapazonlu gücləndirici və çevirici açar qurğularında tətbiq üçün
2T3164	İmpuls sxemləri və gücləndirici qurğular üçün
KT3165	Televiziya kanalları selektorlarında çevirici, qeterodin və gücləndirici elementi kimi tətbiq üçün
KT3168-9	Azküylü tranzistor (1QHs-də 3dB)
KT3169-9 KT3169-91	Televiziya qəbuledicilərinin kanal selektorları üçün azküylü tranzistorlar

KT3170-9	Məişət videotexnikasında və televizorların çıxış Ar.TG kaskadlarında tətbiq üçün
KT3172-9	Məişət texnikası üçün
KT3174-C2	Geniş zolaqlı diferensial gücləndiricilərdə, cəmləyicilərdə, kompora-torlarda, qarışdırıcılarda, balans gücləndiricilərində tətbiq üçün
Orta güclü tranzistorların markaları və tətbiq sahələri	
ГТ402	ATG-lərin çıxış kaskadları üçün
ГТ403	Dəyişdirmə sxemlərinin işi üçün, Ar.TG-lərin çıxış kaskadları, çeviricilər və sabit cərəyan stabilizatorları üçün
ГТ404	ATG-lərin çıxış kaskadları üçün
ГТ405	ATG-lərin çıxış kaskadları üçün
KT501	Normalaşdırılmış gücləndirmə əmsalına malik olan ATG üçün, əməliyyat və diferensial gücləndiricilərdə, çeviricilərdə, impuls sxemlərində
KT502	Normalaşdırılmış gücləndirmə əmsalına malik olan ATG üçün, əməliyyat və diferensial gücləndiricilərdə, çeviricilərdə, impuls sxemlərində
KT503	Normalaşdırılmış gücləndirmə əmsalına malik olan ATG üçün, əməliyyat və diferensial gücləndiricilərdə, çeviricilərdə, impuls sxemlərində
2T504	Yüksəkvoltlu gərginlik stabilizatorları və çeviriciləri üçün dəyişdirici (çevirici) tranzistorlar
2T505	İkinci qida mənbələrində və digər dəyişdirici qurğularında istifadə üçün
2T506	Açar sxemlərində, impuls modulyatorlarında, çeviricilərdə, xətti gərginlik stabilizatorlarında və digər sxemlərdə istifadə üçün
2T509	Yüksək voltlu gərginlik stabilizatorlarında və digər aparaturada mikrorejimdə işləyən tənzimləyici element
KT601	Radioyayım və TV qəbuledicilərinin sxemlərində tətbiq üçün
KT602	Siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası sxemləri üçün
KT603	Impuls, dəyişdirici və yüksək tezlikli gücləndirici sxemlər üçün
KT604	əməliyyat gücləndirici sxemlərində, videogücləndiricilərdə və açılış generatorlarında
KT605	Impuls, dəyişdirici və yüksək tezlikli gücləndirici sxemlər üçün
KT610	İYT gərginliyini və gücünü gücləndirmək üçün
KT611	Yüksək tezlik diapazonunda siqnalların gücləndirilməsi və generasiyası üçün
ГТ612	İYT siqnallarının gücləndirilməsi və generasiyası üçün
KTC613	Yüksəksürətli impuls sxemləri üçün
ГТ614	Ümumi bazalı sxem üzrə qurulmuş generator sxeminin işi üçün
KT616	Dəyişdirici (çevirici) sxemlərdə istifadə üçün
KT617	Dəyişdirici (çevirici) sxemlərdə istifadə üçün
KT618	Dəyişdirici (çevirici) sxemlərdə istifadə üçün
KTC622	Dəyişdirici (çevirici) sxemlərdə istifadə üçün
KT624	Impuls sxemləri üçün
KT625	Dəyişdirici (çevirici) tranzistorlar
KT630	Gücləndirici və impuls sxemləri üçün
KTC631	Dəyişdirici (çevirici) sxemlərdə istifadə üçün
2T632	Xətti geniş zolaqlı gücləndiricilərdə tətbiq üçün

2T633	Ümumi bazalı sxem üzrə qurulmuş yüksək tezlikli və impuls sxemlər üçün
2T634-2	Ümumi bazalı sxem üzrə qurulmuş 1-5QHs tezlik diapazonunda işləyən generator və güc gücləndiriciləri üçün
KT635	Impuls və yüksək tezlikli sxemlər üçün
2T637-2	Ümumi bazalı sxem üzrə qurulmuş generator və güc gücləndiriciləri üçün
2TC641	Qoşalaşmış p-n-p və n-p-n tranzistorları
2T642-2	1,8-15QHs tezlik diapazonunda işləyən gücləndirici və generator qurğularında tətbiq üçün
2T643-2	Ümumi bazalı sxem üzrə qurulmuş 1,8-15QHs tezlik diapazonunda işləyən gücləndirici və generator qurğularında tətbiq üçün
KT644	Aşağı tezlik gücləndiriciləri, güc gücləndiriciləri, video gücləndiricilər, impuls və dəyişdirici qurğularda tətbiq üçün
2TC641	Qoşalaşmış p-n-p və n-p-n tranzistorları
2T652	Dəyişdirici və gücləndirici sxemlər üçün
2T653	Açar və xətti sxemlərdə, dəyişdiricilərdə və ikinci qida mənbələrinin digər qurğularında istifadə üçün
2T663	Dəyişdiric qurğular üçün
2T664-91	Gücləndiricilərdə və dəyişdirici qurğularda tətbiq üçün
2T665-91	Gücləndiricilərdə və dəyişdirici qurğularda tətbiq üçün
2T672-2	Impuls sxemləri üçün
2T679-2	Gücləndiricilərdə və dəyişdirici qurğularda tətbiq üçün
KT680	Aşağı tezlik gücləndiriciləri üçün
KT681	Aşağı tezlik gücləndiriciləri üçün
2T682-2	3,6QHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan İYT diapazonlu azküylü gücləndiricilərdə tətbiq üçün tranzistorlar
2T690-C	Gücləndirici qurğularda
2T691-2	1QHs tezliyində normalaşdırılmış küy səviyyəsinə malik olan İYT diapazonlu azküylü gücləndiricilərdə tətbiq üçün tranzistorlar
2T693-C	İkinci elektrik qida mənbələrində tətbiq üçün 4 n-p-n tranzistorları
KT6115	Açar xətti sxemləri üçün tranzistor
KT6116	Böyük gərginlikli qida mənbələri sxemləri üçün
Böyük güclü tranzistorların markaları və tətbiq sahələri	
ГТ701	Aşağı tezlikli güc gücləndiricilərində, impuls və açar sxemlərində
ГТ702	Aşağı tezlikli güc gücləndiricilərində, impuls və açar sxemlərində, gərginlik çeviricilərində, idarəolunan tənzimləyici sxemlərində
ГТ703	Aşağı tezlikli güc gücləndiricilərində
KT704	Impuls modulyatorlarında istifadə üçün
ГТ705	Aşağı tezlikli güc gücləndiricilərində
2T708	Gücləndirici və dəyişdirici qurğularda tətbiq üçün tərkibli (mürəkkəb) tranzistorlar
KT801	Kadr və sətir açılışı sxemlərində, qida mənbələrində
KT802	Sabit cərəyan gücləndiricilərində, sətir açılışı generatorlarında, güc gücləndiricilərində

KT803	Sabit cərəyan gücləndiricilərində, sətir açılışı generatorlarında, güc gücləndiricilərində
KT805	Televizorların sətir açılışının çıxış kaskadları üçün, daxili yanma mühərriklərinin alışdırma sistemləri üçün
KT812	Televizorların sətir açılışının çıxış kaskadları, yüksəkvoltlu çeviricilər üçün
KT814	ATG, əməliyyat və diferensial gücləndiricilər, çevirici və impuls sxemləri üçün
KT815	ATG, əməliyyat və diferensial gücləndiricilər, çevirici və impuls sxemləri üçün
KT816	ATG, əməliyyat və diferensial gücləndiricilər, çevirici və impuls sxemləri üçün
KT817	ATG, əməliyyat və diferensial gücləndiricilər, çevirici və impuls sxemləri üçün
KT818-2 KT818	ATG, əməliyyat və diferensial gücləndiricilər, çevirici və impuls sxemləri üçün
KT819-2 KT819	ATG, əməliyyat və diferensial gücləndiricilər, çevirici və impuls sxemləri üçün
KT825 KT825-2	ATG, impuls güc gücləndiriciləri, cərəyan və güv gücləndiriciləri, təkrarlayıcılar, dəyişdiricilər, elektron idarəetmə sxemləri, avtomatika və qoruyucu sxemlər üçün mürəkkəb tranzistorlar
KT827	ATG, impuls güc gücləndiriciləri, cərəyan və güv gücləndiriciləri, təkrarlayıcılar, dəyişdiricilər, elektron idarəetmə sxemləri, avtomatika və qoruyucu sxemlər üçün mürəkkəb tranzistorlar
KT829	ATG güc gücləndiriciləri, açar sxemləri üçün
KT837	ATG güc gücləndiriciləri, açar sxemləri üçün
KT840	ATG güc gücləndiriciləri, açar sxemləri üçün
KT842	ATG güc gücləndiriciləri, açar sxemləri, güclü çeviricilər və gərginlik stabilizatorları üçün
KT8101	Yüksəkvoltlu tranzistor
KT8102	Yüksəkvoltlu tranzistor
KT8108	İkinci elektrik qida mənbələrində istifadə üçün
ΓT901	Impuls və gücləndirici qurğuları üçün
KT902	Yüksək tezlikli güc gücləndiricilərində tətbiq üçün
KT903	Yüksək tezlikli generator və güc gücləndiricilərində tətbiq üçün
KT917	Yüksək tezlikli güc impuls, generator və gücləndirici qurğularında tətbiq üçün
KT918	Ümumi bazalı qoşulma sxemində güc gücləndiricilərində və 1-3QHs tezliklərində işləyən generatorlar üçün
KT919	Güc gücləndiriciləri, 700-2400MHs diapazonunda işləyən generator və tezlik vurucuları üçün
KT932	Genişzolaqlı güc gücləndiricilərində və avtogeneratorlarda tətbiq üçün
2T933	Genişzolaqlı güc gücləndiricilərində və avtogeneratorlarda tətbiq üçün
KT935	Açar və impuls sxemləri üçün
KT936	Genişzolaqlı güc gücləndiricilərində tətbiq üçün
2T947	0,1-1,5QHs tezliklərində güc gücləndiricilərinin, tezlik vurucularının və avtogeneratorların işi üçün
KT948	0,7-2,3QHs tezliklərində ümumi bazalı güc gücləndiricilərinin, tezlik vurucularının və avtogeneratorların işi üçün
2T949	Xüsusi təyinatlı aparaturada açar və xətti sxemlərdə

2T963	2-10QHs tezliklərində ümumi bazalı güc gücləndiricilərinin, tezlik vurucularının və avtogeneratorların işi üçün
2T9106-C2	Gücləndirici qurğular üçün
2T9108-2	0,6-1,6QHs tezlik diapazonunda iş üçün
KT9141 KT9141-1	Çoxrəngli qrafiki displeylərinin videogücləndiricilərinin çıxış kaskadları üçün
KT9143	Güç gücləndiricilərinin çıxış kaskadlarında tətbiq üçün
2T9158	REA-nın İYT gücləndirici kaskadlarında tətbiq üçün
KT9180	Xətti və açar sxemlərində tətbiq üçün
KT9181	Xətti və açar sxemlərinin işi üçün

Müxtəlif növ tranzistorların fotogörünüşü aşağıdakı şəkildə verilmişdir:



Şək. 6

2.3. Tiristor və simistorlar

Tiristor yarımkeçirici açar element olub, üç əsas işçi vəziyyətlə: tətbiq olunan düz gərginliyi blokladığı bağlı, əks gərginliyi blokladığı cərəyan keçirmədiyə, əsas cərəyanı keçirdiyi açıq vəziyyəti ilə xarakterizə edilən cihazdır. Tiristorların bağlı vəziyyətdən açıq vəziyyətə keçməsi zamanı qoşma və ayırma keçid prosesləri baş verir.

Üç elektrodlu tiristor, həm də simistor idarə elektroduna verilən idarəetmə impulsu köməyi ilə qoşulur (işə salınır), ikielektrodlu dinistorlarda isə qoşulma tətbiq olunan düz gərginliyin uyğun qiymətində baş verir.

Д235А, Д235Б, Д235В, Д235Г tipli tiristorlar.

Bağlanmayan tiristorlar qrupuna aid olub, silisumlu diffuziya-ərintili p-n-p-n struktura malikdirlər. Bu tip tiristorların açılması idarəetmə impulsu ilə

bağlanması isə ya anod cərəyanının qısa müddətli kəsilməsi, ya da anoda əks gərginliyin tətbiq olunması ilə təmin edilir. Orta güclü dəyişdirici element qismində tətbiq üçün nəzərdə tutulublar. Sərt çıxışlara malik olan dəmir korpusda buraxılırlar. Kütləsi 6,5q.

Əsas elektrik parametrləri:

- 1) Açıq vəziyyətdə $I_{aç.} = 2 \text{ A}$, $I_{idarə.} = 50 \text{ mA}$ və $T_{ətr.} = +25^\circ\text{C}$ olduqda - 2V;
- 2) Açıq impuls idarəetmə gərginliyi - 5V;
- 3) Bağlı vəziyyətdə düz sabit cərəyan - 2mA;
- 4) Sabit əks cərəyan $U_{əks} = U_{əks.max}$ olduqda - 2mA;

İstismar parametrlərinin hədd qiymətləri

- İdarəetmə impulsunun maksimal əks gərginliyi - 1V;
 Bağlı vəziyyətdə maksimal sabit gərginlik - 100V;
 Açıq vəziyyətdə maksimal sabit cərəyan - 2A;
 Açıq vəziyyətdə maksimal impuls cərəyanı - 10A;
 Orta səpələnmə gücü - 4Vt;
 Ətraf mühitin temperaturu - $-60...+70^\circ\text{C}$

KY101A, KY101B, KY101Г, KY101E tipli tiristorlar.

Az güclü dəyişdirici element qismində tətbiq üçün nəzərdə tutulublar.

Elastik çıxışlara malik olan metallıqşüşə hermetik korpusda buraxılırlar . Kütləsi 2,5q.

İstismar parametrlərinin hədd qiymətləri

- İdarəetmə impulsunun maksimal əks gərginliyi - 1V;
 Bağlı vəziyyətdə maksimal sabit gərginlik - 100V;
 Açıq vəziyyətdə maksimal sabit cərəyan - 75mA;
 İdarəetmə elektrodunda sabit cərəyan - 15ma
 Açıq vəziyyətdə maksimal impuls cərəyanı - 0,5A;
 Orta səpələnmə gücü - 200mVt;
 Ətraf mühitin temperaturu - $-60...+70^\circ\text{C}$

KY202A, KY202Б, KY202B, KY202Г, KY202Д, KY202E, KY202Ж, KY202И, KY202К, KY202Л, KY202М, KY202Н

Böyük güclü dəyişdirici element qismində tətbiq üçün nəzərdə tutulublar.

Sərt çıxışlara malik olan dəmir korpusda buraxılırlar. Kütləsi 25q.

İstismar parametrlərinin hədd qiymətləri

- Sabit və ya orta cərəyan - 10A;
 İdarəedici elektrodun düz cərəyanı – 300mA
 Trinistorun düz (bağlı vəziyyətdə) və əks gərginliyi, V:
 KY202A, KY202Б üçün - 25
 KY202B, KY202Г üçün - 50
 KY202Д, KY202E üçün - 100
 KY202Ж, KY202И üçün - 200
 KY202К, KY202Л üçün - 300
 KY202М, KY202Н üçün - 400

Müxtəlif markalı və müxtəlif parametrlərə hesablanmış tiristorların nümunələrinin fotogörünüşü aşağıdakı şəkildə verilmişdir.



Şək. 7

2.4. Analoq mikrosxemlər

2.4.1. Sıqnal gücləndiriciləri. Analoq mikrosxemlər içərisində sıqnal gücləndiriciləri əsas yerlərdən birini tuturlar. Sıqnal gücləndiriciləri, onların təyinatı və tətbiq sahələri ilə əlaqəli olan parametrləri, funksional sxemləri, gücləndirilən sıqnalların xarakteri və bir çox digər xassələri ilə fərqləndirilir. Gücləndirici tiplərinin çox müxtəlifliyinə baxmayaraq, sıqnal gücləndiricilərinin təsnifat olunduğu bir neçə ümumi əlamətləri var. Hal-hazırda sıqnal gücləndiricilərinin əsasən, təsnifat əlamətləri aşağıdakılardır: gücləndirilən sıqnalların xarakteri; işçi tezlik diapazonu; gücləndiricinin sxeminin strukturu; təyinatı və tətbiq sahəsi.

Gücləndirilən sıqnalların xarakterinə görə gücləndiriciləri iki böyük qrupa bölürlər:

1. Kəsilməz sıqnalların telefon və radioyayım, kəsilməz proseslərin telemetriyası, səs yazılması və səsləndirilməsi və s. sıqnallarının gücləndiriciləri;
2. Amplitudası diskret qiymətlər alan, yaxud, amplitudası sıqnalın uzunluğuna nəzərən sürətlə dəyişən diskret (impuls) sıqnallar gücləndiriciləri. Belə sıqnallara İQ- və radioidarətmə sıqnalları, teleqraf, radiolokasiya və radionaviqasiya sıqnalları, həmçinin, rəqəm kodları aiddirlər.

Tezlik diapazonuna görə aşağıdakı qruplara bölünürlər:

- sabit cərəyan gücləndiriciləri;
- səs (ton) tezlikli sıqnallarının gücləndiriciləri;
- yüksək tezlikli gücləndiricilər;
- genişzolaqlı gücləndiricilər.

Ən geniş tətbiq olunan sıqnal gücləndiricilərinin nümunələri cədvəl 9 – da verilmişdir.

İS-in tipi	İS-in təyinatı	Əsas parametrləri								
		Tələb etdiyi cərəyan, mA	Güclən-dirmə əmsalı	Giriş cərəyanı, mA	Sinfaz maneel. Zəiflə.-si əmsalı	Giriş müqə- viməti, kOm	Çıxış gərginliyi, V	Qeyri xətti təhrif əmsalı, %	Yuxarı tezliyi, MHz	Qida mənbəyinin gərginliyi V
K118YD1	Diferensial gücləndirici	1,8	15	10	60	6	4	5	1	6,3
K118YH1	Sabit cərə-yan güclən-diricisi	5,5	250	-	-	2	3,8	5	5	12
K118YH2	Kaskod gücləndirici	2	25	-	-	1	3,8	5	5	6,3
K148YH1	Güc güclən- diricisi (GG)	25	200	-	-	-	-	2,5	0,0	12
K148YH2	GG	10	30	-	-	-	-	10	0,0	9
K171YB1	Genişzolaqlı gücləndirici	20	7	-	3	-	-	-	-	6
K171YB2	Video- gücləndirici	25	40	-	3	-	0,03	-	-	±6
K171YP1	Aral. Tezl. Güc- ləndir. (Ar.TG)	7	16	-	3	-	1,2	-	-	±6
K174YH3	Aşağı Tezl. Gücl. (Aş.TG)	6	140	-	-	10	-	1,2	-	6
K174YH4	GG	10	40	-	-	10	-	2	0,0	9
K174YH5	GG	30	120	-	-	10	-	1	0,0	12
K174YH7	GG	15	-	-	-	50	-	-	0,0	12
K174YH8	GG	15	40	-	-	10	5,5	10	0,0	12
K174YH9	Aş.TG	30	-	-	-	-	-	2	-	18
K174YH10	İkikaskadlı Gücləndiricisi	40	15	-	-	-	3,9	0,5	-	15
K174YH11	GG	100	-	-	-	-	0,6	1	-	15
K174YP1	Gücləndirici- məhdudlayıcı	20	-	-	-	-	5	2	6,5	12
K174YP2	Ar.TG	50	-	-	-	-	-	-	35	12
K174YP3	Ar.TG	12	-	-	-	3,9	4,2	2	15	6
K175YB1	Genişzolaqlı gücləndirici	4	10	-	-	1	-	10	-	6,3
K175YB2	Difer. Geniş- zolaqlı güclən.	3,5	12	-	60	1	3,5	-	5,5	6,3
K175YB3	Difer. Geniş- zolaqlı güclən.	2	-	-	-	0,75	-	-	3	6
K175YB4	Difer. Güclən.	3	-	-	60	-	2	-	15	6

									0	
K224YH2	Aş.TG	20	5	-	-	-	2	3	-	9
K224YH3	Aş.TG	5	-	-	-	-	-	3	-	9
K224YH4	Aş.TG	5,5	140	-	-	-	-	-	-	9
K224YP1	Kaskod gücl.	8	-	-	-	-	6	-	-	12
K224YP2	Səs Ar.TG	15	-	-	-	-	13	-	-	12
K224YP3	Təsvir Ar.TG	25	-	-	-	-	7	-	-	12
K224YP4	Səs Ar.TG	15	-	-	-	-	13	-	-	12
K265YB1	Universal Gücl.	4	-	-	-	400	1,6	-	-	6,3
K265YB2	Tənziml-ci Gücl.	3,6	-	-	-	-	1,7	-	-	6,3
K265YB3	Kaskod Gücl.	4,6	-	-	-	400	1,4	-	-	6,3
K265YB4	Balans Güclən.	3	-	-	-	400	4	-	-	6,3
K265YB5	Universal Gücl.	4	-	-	-	400	-	-	-	6,3
K265YB6	Kaskod Gücl.	3,9	-	-	-	400	-	-	-	6,3
K265YB7	Genişzol. Gücl.	13	11	-	-	-	-	-	-	12,6
K538 YH1	Univers. Gücl.	8	100	-	62	50	3	0,05	10	15; 6
K538 YH5	Univers. Gücl.	5	300	-	-	-	-	-	-	15; 6
K538 YH1	İkikanallı. Gücl.	15	2·10 ⁵	-	-	-	3	0,05	20	18

Diferensial gücləndiricilər məsələn, K118YД1, K175 YB3, K175 YB3 qəbuledici aparaturada, o cümlədən avasiya bort və yerüstü avadanlıqlarda tezlik diapazonlarından asılı olaraq, yüksək tezlik gücləndiricilərində, qarışdırıcılarda, heterodinlərdə, məhdudlayıcılarda, aralıq gücləndiricilərdə, amplitud modulyasiyalı və tezlik modulyasiyalı siqnalların detektorlarında zəif siqnalları mövcud olan güclü maneə siqnallarının fonunda gücləndirmək üçün istifadə olunur.

Güclü inteqral aşağı tezlik gücləndiriciləri (ATG) qoşulma variantından asılı olaraq, aralıq, sonuncudan qabaq və çıxış kaskadları, yaxud, güc gücləndiriciləri kimi tətbiq oluna bilər. K174 seriyalı İS-lər və onların analoqları ATG gücləndiriciləri və bəzi markaları güc gücləndiricisi kimi nəsərdə tutulmuşdur. Məsələn, K174 YH7 markalı mikrosxem çıxış gücü 4,5Vt-a qədər olan güc gücləndiricisidir.

K538 və K548 markalı mikrosxemlər və onların analoqları azküylü gücləndiricilər olub, qəbuledici gücləndirici qurğularda ilkin gücləndiricilər kimi tətbiq olunurlar, çünki güc gücləndirici İMS-lərin gücləndirmə əmsalı kifayət qədər deyil, həm də məxsusi küyləri nisbətən çoxdur.

2.4.2. Əməliyyat gücləndiricilərinin növləri və tətbiq sahələri.

Hal-hazırda dünyada yüzdən çox adda inteqral əməliyyat gücləndiriciləri buraxılır. Bütün bu müxtəlif növ mikrosxemləri ümumi texnologiyasına və sxemotexnikasına, dəqiqlik, dinamik, yaxud istismar xarakteristikalarına görə qruplara bölürlər.

Daxili sxemotexnikasına görə əməliyyat gücləndiricilərini *bipolyar*, *bipolyar-sahə* və *KMOY tranzistorlulara* bölmək olar. Bipolyar-sahə ƏG-lərdə p-n-keçidli sahə tranzistorları, yaxud MOY-tranzistorları ƏG-nin girişində diferensial kaskada istifadə olunurlar və bu hesaba yüksək giriş müqaviməti və az giriş cərəyanları təmin olunur. Məsələn, K140YD8, K544YD2 və s. tipli əməliyyat gücləndiricilərində.

ƏG-lərin nomenklaturasının böyük hissəsi *ümumi təyinətli gücləndiricilərə* aiddirlər. Bu gücləndiricilər orta sürət, çox olmayan dəqiqliyə və az çıxış gücünə malik olub nisbətən ucuzdurlar. Əsas parametrləri: $K_U = 20\ 000 - 200\ 000$; $U_{cm} = 0,1 - 20\ mV$; $f_T = 0,1 - 10\ MHz$ s təşkil edir. Bu mikrosxemlərə K140 YD1, K140 YD2, K140 YD5, K140 YD6, K140 YD8, K153 YD5, K153 YD6 kimi əməliyyat gücləndiriciləri və onların xarici analoqu olan LF411 seriyalı mikrosxemlər aiddirlər.

Yüksəksürətli əməliyyat gücləndiriciləri orta dəqiqlik parametrlərində yüksək dinamik xarakteristikalara malikdirlər: sərhəd tezliyi – $f_s = 20 - 1000MHz$ s, çıxış gərginliyinin artma sürəti – $r = 10-1000V/mks$ təşkil edir. ƏG-lərin sürəti iki səbəb məhdudlaşdırır. Birinci, diferensial kaskada nisbətən aşağı tezlikli olan bipolyar tranzistorlar daxil olur. İkinci, artma sürəti korreksiyaedici kondensatorun yüklənmə sürəti ilə məhdudlanmaya görə baş verir. Birinci faktor aradan qaldırmaq üçün giriş kaskadında yüksəksürətli p-kanallı sahə tranzistorları istifadə edilir. İkinci faktor aradan qaldırmaq üçün isə kondensatorun yüklənməsini sürətləndirmək üçün ya diferensial kaskadın cərəyanını artırmaq, ya da kondensatorun tutumunu azaltmaq lazım gəlir. Birinci halda ƏG-nin tələb etdiyi cərəyan artır, ikinci halda onun dayanıqlığı pisləşir. Ona görə də bu halda əlavə tədbirlər görmək lazım gəlir. Bu qrup ƏG-lərə K140YD10, K574YD1, K574YD2, K574YD3, K154YD2 mikrosxemləri və onların OPA634 tipli xarici analoqları aiddirlər.

Presizion (çox dəqiq) gücləndiricilər qrupuna daxil olan ƏG-lər yüksək diferensial gərginliyə görə gücləndirmə əmsalına, az sıfır sürüşməsinə və az giriş cərəyanlarına malik olurlar.

Gücləndirmə əmsalının artırılması gərginliyə görə gücləndirmə kaskadlarının təkmilləşdirilməsi, yaxud üçkaskadlı sxemin tətbiq olunması hesabına mümkün olur (məsələn, K551YD1), bu isə tezlik korreksiyasını çətinləşdirir. Sıfır sürüşməsinə radikal olaraq azaltmaq üçün modulyasiya-

demodulyasiya(məsələn, K140YD13), yaxud periodik olaraq dreyfin kompensə edilməsi (kəsmə yolu ilə) tətbiq olunur. Bu tip ƏG-lərə K140 YD14, K140 YD17, K140 YD20, , MAX400M, OPA227 (kəsmə olmadan) və ICL7652, 140YD24, MAX430 (kəsmə yolu ilə) tipli mikrosxemləri aid etmək olar.

Mikrogüclü gücləndiricilər az enerji tələb edən mikrosxemlər kimi öz qidalanmasını qalvanik, yaxud akkumulyator batareyalarından alan cihazlarda istifadə olunurlar. Belə mikrosxemlər çox az cərəyan tələb edirlər. Məsələn, K140YD12 və onun xarici analoqu olan MAX406 tipli mikrosxemlər 1-2mA cərəyan tələb edirlər. Belə mikrosxemlər, digərlərindən fərqli olaraq minimal $\pm 1,5V$ gərginliklə qidalanmaqla işləyə bilirlər. Qeyd etmək lazımdır ki, prezision K140 YD14 və buna oxşar ƏG-lər də bir sıra parametrlərinə görə həm də mikrogüclü ƏG-lərə aid edilə bilərlər. Belə ki, bu mikrosxemlər minimal $\pm 2,5V$ gərginlikdən işləyə bilər və bu zaman tələb etdiyi cərəyan onlarla mA təşkil edir.

Az enerji tələbatı və sürət göstəriciləri arasında bir kompromis əldə etmək üçün çox vaxt bu mikrosxemləri proqramlanan şəkildə hazırlayırlar. Proqramlanan ƏG-lər, əlavə olaraq kənarında rezistor vasitəsilə qida mənbəyinin qütbləri ilə birləşmək üçün nəzərdə tutulan xüsusi çıxışa malik olurlar. Bu rezistorun müqaviməti artırıldıqda cərəyan tələbatı azalır, sürət isə pisləşir, azaldıldıqda isə əksinə.

Az güclü mikrosxemlərin bəziləri hətta daha aşağı gərginliklərdən işləyə bilərlər. Məsələn, MAX480 tipli ƏG $\pm 0,8V$ -dan $\pm 18V$ -a qədər gərginliklərdə işləyə bilər və bu zaman tələb etdiyi cərəyan 15mA-dan çox olmur.

Bəzi hallarda birqütblü mənbələrdən daxil olan siqnalları gücləndirmək üçün ya bir qütblü qida mənbəyindən ƏG üçün süni iki qütblü gərginlik almaq tələb olunur, ya da xüsusi növ ƏG-lərin istifadə olunmasına ehtiyac olur. Süni ikiqütblü gərginlik sxemlərində böyük dəqiqliklər təmin etmək olmur. Ona görə də birqütblü qida gərginliyindən işləyən ƏG-lərin tətbiq olunması xüsusi əhəmiyyət kəsb edir. Məsələn, MAX495 tipli ƏG 1,8V qida mənbəyindən işləyərək 150 mA, LMV321 tipli ƏG isə 145 mA cərəyan tələb edirlər.

Bir çox firmalar çoxkanallı gücləndiricilərin – ƏG-lərin buraxılmasına da xüsusi yer verir. Çoxkanallı gücləndiricilərdə bir kristalda iki, üç, yaxud dörd eynitipli ƏG olur. Məsələn, K140YD20 tipli mikrosxemdə iki eynitipli ƏG var. MAX406/407/409 və OPA227/2227/4227 mikrosxem-lərində uyğun olaraq bir, iki və dörd eynitipli gücləndirici var.

Güclü və yüksək voltlu əməliyyat gücləndiriciləri. ƏG-lərin əksəriyyəti $\pm 15V$ -a qədər hesablanmışdır. Bəzilərinə qida gərginliyi $\pm 22V$ -a qədər yol verilə bilər. Bu isə bəzi fiziki və bioloji tədqiqatlarda idarəetmə üçün, məsələn, pьzoelektrik çeviricilər üçün kifayət etmir. Ona görə də sənayedə 100V-a qədər

gərginliklərə tab gətirən ƏG-lər buraxılır. Hətta 170 – 200V gərginliklərə tab gətirən və çıxışında 15A cərəyan təmin edə bilən ƏG-lər mövcuddur.

Ümumi təyinatlı ƏG-lər çıxışında 5mA-rə qədər cərəyanlar yol verə bilər. Güclü yükləri idarə etmək üçün güclü ƏG-lər tətbiq olunur. Güclü ƏG-lərə çıxışında 500mA-dan çox cərəyana yol verə bilən ƏG-ləri aid edirlər. Güclü inteqral ƏG-lərə misal çıxış cərəyanı 10A olub 90Vt-a qədər güc səpələyə bilən LM12 markalı ƏG-ni göstərmək olar. Apex Mikrotechnology firması 100A cərəyanda yükə 2000Vt güc verə bilən ifratgüclü hibrid PA30 markalı ƏG-lərini buraxır. Hal-hazırda Apex SA08 şirkətinin buraxdığı mikrosxemlər 98% f.ia. ilə 22kHs eninə impuls modulyasiyasında 500V işçi gərginlikdə, 20A çıxış cərəyanında yükə 10kVt güc təmin edə bilər.

Ən geniş tətbiq olunan əməliyyat gücləndiricilərin markaları və parametrləri cədvəl 10-da verilmişdir.

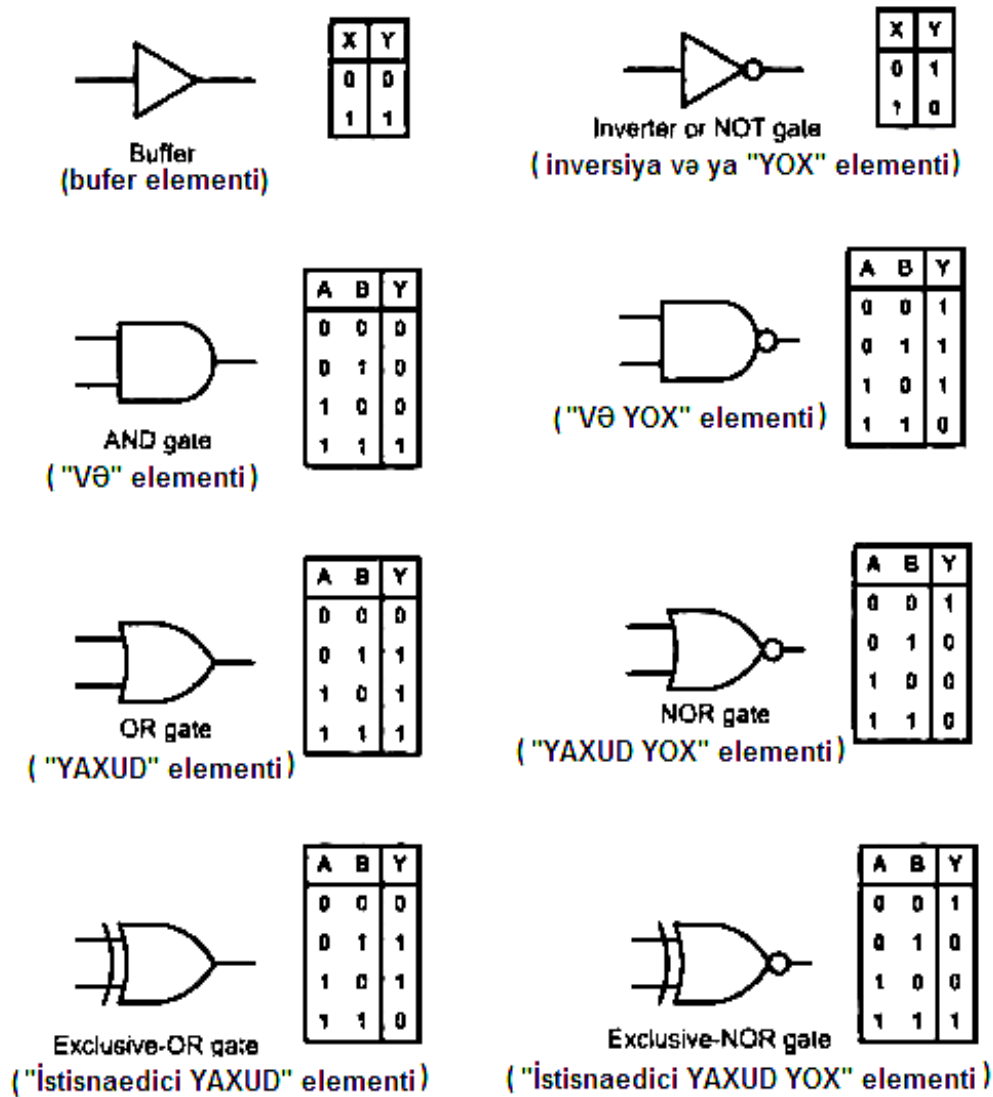
Cədvəl 10

Əməliyyat Gücləndiricisinin tipi	Əsas parametrləri										
	Qida mənbəyinin gərginliyi, V	Tələb etdiyi cərəyan, mA	Gücləndirmə əmsali	Sinfaz maneələrin zəiflədirilməsi	Sıfır sürüşməsi	Giriş müqaviməti, kOm	Giriş cərəyanı, mA	Çıxış gərginliyi, V	Vahid güclü tezliyi, MHz	Çıxış gərginliyinin artma sürəti, V/ms	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
K140YД1	A	±6,3	4,2	(9..40) ×10 ²	60	7	4	5·10 ³	±3	5	0,2
	B	±12,6	8	(2..10) ×10 ³				8·10 ³	±6		0,5
K140YД2		±12,6	16	35·10 ³	80	5	300	700	±10	2	0,12
K140YД5	A		4,2	11·10 ³	60	7/	150	800	±8	15	3
	B	±12	8	11·10 ³	80	4,5	100	10 ³			6
K140YД6	A		4,2	7·10 ⁴	80	5/	3·10 ³	30	±12	1	2,5
	B	±15	8	5·10 ⁴	70	8	2·10 ³	50			2
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
K140YД7		±15	2,8	5·10 ⁴	70	4	400	200	±11,5	0,5	10
K140YД8		±15	3	5·10 ⁴	70	50	10 ⁵	0,1	±10	1	2
K140YД9		±15	8	35·10 ³	80	5	300	350	±10	1	0,2
K140YД10		±15	8	5·10 ⁴	80	4	10 ³	250	±11	15	50,2
K140YД11		±15	8	25·10 ³	70	10	5·10 ⁴	250	±12	15	20
K140YД12		±1,8/		5·10 ⁴ /	70	5		7,5/	±2/	1	0,03/
		18	0,02/	10 ³			5·10 ³ /	50	±10		0,8
			0,15				5·10 ⁴				
K140YД13		±15	2	0,01	90	50	5·10 ⁴	0,5	±1	10 ⁻²	-
K140YД14		±15	0,6	25·10 ³	70	2	3·10 ⁴	2	±13	0,5	0,2
K140YД17		±15	3,5	5·10 ⁸	160	20	10 ³	0,15	±13	3	2,5
K153YД1		±15	6	2·10 ⁴	65	5	100	600	±10	1	0,06

K153УД2	±15	3	2·10 ⁴	70	0,5	300	500	±11	1	0,5	
K153УД3	±15	3,6	3·10 ⁴	80	2	300	200	±10	1	0,2	
K153УД4	±6	0,8	2·10 ⁴	70	5	200	400	±4	1	0,1	
K153УД5	±15	2	12·10 ⁴	94	2,5	10 ³	125	±10	0,1	5·10 ⁻³	
K153УД6	±15	3	5·10 ⁴	80	2	≥10 ⁴	75	±10	0,7	0,5	
K154УД1	±15	0,12	2·10 ⁶	80	3	≥10 ⁴	20	±12	-	10	
K154УД2	±15	6	10 ⁶	80	2	≥10 ⁴	100	±10	25	150	
K157УД1	±15	9	5·10 ⁴	70	5	≥10 ⁴	500	±12	0,5	0,5	
K157УД2	±15	7	5·10 ⁴	70	10	≥10 ⁴	500	±13	1	0,5	
K284УД1	A	±9	6	2·10 ⁴	70/	10	≥10 ⁴	1	±6,5	0,1	10
	B			60							
K284УД2		±6	13	5·10 ³	40	20	2·10 ³	100	±2	0,04	-
K544УД1	A	±15	3,5	5·10 ⁴	64	30/	10 ⁴	0,5/1	±10	1	2
	B			2·10 ⁴		50					
	A	±15	7	2·10 ⁴	70	30/	≥10 ⁴	0,1/	±10	15	20
K544УД2	B			10 ⁴		50		0,5			
	A	±15	5	5·10 ⁵	100/	1,5/	≥10 ⁴	100/	±10	-	-
K551УД1	B			2,5·10 ⁵	94	2,5		125			
	A	±15	10	5·10 ³	70	5	≥10 ⁴	2·10 ³	±10	-	-
K551УД2	B										
	A	±15	6	15·10 ³	65/	7,5/	100	1,5·	±10	1	0,2
K553УД1	B		3,6	25·10 ³	80	2		10 ³ /			
								200			
K553УД2		±15	6	2·10 ⁴	70	7.5	300	2·10 ³	±10	1	0,5
K553УД3		±15	3	3·10 ⁴	80	2	600	200	±10	1	0,2
K574УД1		±15	5,5	150	80	20	10 ⁹	0,5	±10	13	90
	A	±15	5	10 ³	80	0,5	0,9	300	±10	3	2
K816УД1	B										
K816УД2		±15	6	10 ⁴	80	4	10 ⁴	0,1	±10,5	25	3
		±15	10	5·10 ⁵	70	2	≥	≤0,1	±13	20	20
KMP816УД5							10 ⁴				
	A	±27	5	7·10 ⁴	70	8/	≥	40/50	±21	0,5	1.5
KP1408У	B			5·10 ⁴		10	10 ⁴				
Д1											
KP1408УД2		±15	2,6	5·10 ⁴	70	5	400	200	±11,5	0,8	0,3

2.5. Rəqəm mikrosxemləri

2.5.1. Məntiq elementləri və onların strukturları. Xarici ədəbiyyatda qəbul olunmuş standartlara uyğun olaraq ən geniş yayılmış məntiq elementlərinin şərti qrafiki işarələnməsi şəkildə göstərilmişdir. Şəkildə elementlərin ingiliscə adları və mötərizədə isə azərbaycanca adları verilmişdir. Bununla yanaşı hər bir elementin yanında onun iş prinsipini əksətdirən həqiqət cədvəli verilmişdir (şəkl.8).



Şək. 8

Rəqəm mikrosxemləri bipolyar və ya sahə tranzistorlardan təşkil olunurlar və müəyyən sxemotexniki prinsiplərə görə qurulurlar. Mikrosxemlərin işlənilməsi zamanı bir sıra prinsiplərə fərqlənən, realizə edilməsi üçün müəyyən texnologiya əməliyyatları toplusu (yığılımı) tətbiq olunan sxemotexniki həllər istifadə olunur. Hansı texnologiya üzrə hazırlanmağından mikrosxemin xassələri, və deməli həm də parametrləri asılıdır. Rəqəm mikrosxemlərini aşağıdakı texnologiyalar üzrə hazırlayırlar:

- tranzistor-tranzistor məntiqi – bipolyar tranzistorların və məntiq elementinin girişində çoxemitterli tranzistorun tətbiq olunduğu TTM-texnologiya. Bu, daha çox sınaq edilmiş, və geniş istifadə olunan texnologiya orta cəldliyə malik olan yüksək etibarlı mikrosxemlər almağa imkan verir.
- Şottki keçidli tranzistor-tranzistor məntiqi – TTMS texnologiya, TTM – texnologiyanın təkmilləşmiş variantıdır, hansında ki, ya Şottki diodları, və ya

tranzistorları tətbiq olunurlar. Şottki effekti o vaxt alınır ki, p-n-keçidin daxili strukturasına, tranzistorun bazasındakı qeyri-əsas yükdaşıyıcıların sorulmasını onun dəyişməsi zamanı sürətləndirməyə və mikrosxemin cəldliyini artırmağa imkan verən nazik metal təbəqə daxil edirlər.

- Emitter əlaqəli məntiq – EƏM-texnologiyası əsas xüsusiyyəti ondan ibarətdir ki, bipolyar tranzistorların rejimləri elə seçilib ki, onlar açıq vəziyyətə keçdikdə bazanın qeyri-əsas yükdaşıyıcıları ilə doyması baş vermir və nəticədə tranzistor bağlandıqda az miqdarda olan qeyri-əsas yüklər tez sorulurlar. Bu hesaba EƏM-texnologiya əsasında ən yüksəksürətli mikrosxemlər alınır, lakin bu İMS-lərin enerji tələbatı digərlərində olduğundan xeyli çoxdur.

- MOY (Metal – oksid – yarımkəçirici) –texnologiyada mikrosxem sahə tranzistorlarından formalaşır. MOY – mikrosxemlər iki növ olurlar: n-MOY və p-MOY tipli. n və p simvolları sahə tranzistorlarının elektrik keçiriciliyi kanallarının uyğun olaraq elektron və deşik tipli olduğunu göstərir. MOY mikrosxemlər çox kiçik enerji tələbatına malikdirlər, lakin sahə tranzistorların xassəsi ilə əlaqədar olaraq yuxarıda baxılmış mikrosxemlərlə müqayisədə sürəti aşağıdır.

- komplementar MOY-texnologiyada – KMOY-texnologiyasında mikrosxemlərin hər bir məntiq elementi biri-birini tamamlayan (komplementar) sahə tranzistorlarından, yəni əks tipli (n-MOY və p-MOY) keçiriciliyə malik olan tranzistorlardan təşkil olunmuşdur. Bu tranzistorların rəzələri (zatvorları) biri-birilə elektrik birləşmişdir və məntiq elementinin girişini yaradırlar. Belə olan halda hansı məntiq siqnalın - “0” və ya “1”-in elementin girişində olmasından asılı olmayaraq, uyğun tranzistorlardan biri açıq, digəri isə bağlı vəziyyətdə olacaq. Tranzistorlar cütündən biri həmişə bağlı olduğundan, bu tranzistorların dövrəsindən cərəyan axmayacaq. Deməli, KMOY mikrosxemlərində cərəyan tələbatı, yalnız tranzistorlar bir vəziyyətdən o birinə keçdiyi zaman, yəni onların halı bağlıdan açığa, və əksinə dəyişdikdə baş verir.

2.5.2. Geniş yayılmış məntiq mikrosxemlərinin seriyaları və onların İTX-ları. Məntiq mikrosxemləri yaddaş elementləri olmayan kombinasiya tipli funksional düyünlərdir. Bu o deməkdir ki, məntiq mikrosxeminin (elementinin) halı giriş siqnalı daxil olana qədər mikrosxemin olduğu məntiq halından asılı olmayıb, hal-hazırda mikrosxemin girişindəki siqnalların kombinasiyasından asılıdır.

Məntiq mikrosxemlərinin ən geniş tətbiq olunan növləri baza məntiq elementlərindən: “YOX”, “VƏ”, “YAXUD”, “VƏ –YOX” və “YAXUD-YOX” elementlərindən təşkil olunmuş mikrosxemlərdir.

YOX əməliyyatını yerinə yetirən mikrosxemlər bir girişə və bir çıxışa malik olan məntiqi inversiya (in-kar) elementlərindən ibarətdir. Məntiqi “YOX”

elementinin girişinə məntiqi “1” verildikdə, çıxışında “0”, girişinə “0” verildikdə isə çıxışında “1” olacaq. Beləliklə, girişdəki rəqəm signalı əksinə olana çevrilir. Sənayedə buraxılan məntiqi “YOX” mikrosxemlərinin bir korpusunda adətən altı “YOX” məntiqi yerləşdirilir.

VƏ - məntiqi vurma mikrosxemləri iki və ya daha çox girişə və bir çıxışa malik olan məntiq elementlərindən təşkil olunur. Məntiq elementlərinin girişlərinin sayından asılı olaraq, mikrosxemlərinin bir korpusunda yerləşən elementlərin sayı 1, 2, 3 və 4 ola bilər.

YAXUD - məntiqi toplama əməliyyatını yerinə yetirən mikrosxemlər də iki və ya daha çox girişə və bir çıxışa malik olan məntiq elementlərindən təşkil olunur. Eynilə bu mikrosxemlərin də bir korpusunda yerləşən elementlərin sayı 1, 2, 3 və 4 ola bilər.

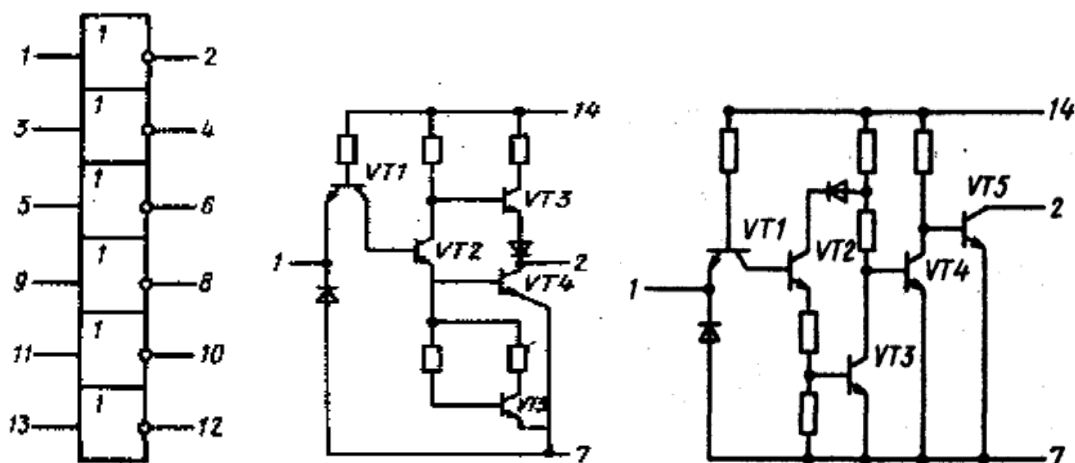
“VƏ-YOX” mikrosxemləri məntiqi vurma və sonra inversləmə əməliyyatını, “YAXUD-YOX” mikrosxemləri isə məntiqi toplama və sonra invers-ləmə əməliyyatını yerinə yetirən bir çıxışlı məntiq elementlərindən təşkil olunub, girişlərinin sayından asılı olaraq bir korpusunda yerləşən elementlərin sayı 1, 2, 3 və 4 ola bilər.

“VƏ”, “YAXUD”, “VƏ –YOX” və “YAXUD-YOX” mikrosxemlərindən 3 və 4 məntiq elementinə malik olanları daha geniş istifadə olunur.

Kütləvi istehsal olunan bir sıra mikrosxemlərin misalında müxtəlif markalı məntiq mikrosxemlərinin əsas parametrlərini nəzərdən keçirək.

Ən geniş yayılmış TTMŞ-məntiqli K555(KM555) seriyalı mikrosxemlərin TTM – məntiqli K155 (KM155) seriyalı mikrosxemlərin analoqu oldu-ğunu nəzərə alaraq bu seriyadan olan mikrosxemlərin, həmçinin, az enerji tələbatına və digər müsbət cəhətlərinə görə geniş tətbiq tapan KMOY-məntiqli K176, yaxud K561 seriyalı mikrosxemlərin parametrlərini müqayisəli şəkildə nəzərdən keçirək.

YOX məntiqi mikrosxemləri. K155 (TTM-strukturlu) və onların analoqu olan K555 (TTMŞ-strukturlu) seriyalı mikrosxemlərinin əsasında məntiq mikrosxemlərinin xüsusiyyətlərini və sxemotexnikasını nəzərdən keçirək. Bu seriyaların K155JIH1 (KM155JIH1) və K555JIH1 (KM555JIH1) mikrosxemləri bir korpusda yerləşdirilmiş altı ədəd biri-birindən asılı olmayaraq işləyən, vahid qidalanma dövrləri olan məntiqi YOX elementlərindən ibarətdir. Bu məntiq elementlərinin qidalanma şinləri (dövrləri) mikrosxemin 14 və 7 çıxışlarına birləşdirilmişdir. Bu çıxışlara uyğun olaraq qida gərginliyinin “+” və “-“ qütbləri qoyulur (şək.9).



Şəkil 9. K555JIH1 (KM555JIH1) tipli "YOX" məntiqi mikrosxemləri

Hər məntiq elementinin bir girişi və budaqlanma əmsalı 10, yəni eyni vaxtda bu seriyadan olan 10-a qədər mikrosxemin girişinin yüklənməsini təmin edə bilən bir çıxışı var. K155JIH1 tipli mikrosxemlər plastmas, KM155JIH1 tiplilər isə metalkeramik korpularda buraxılırlar.

K561 seriyalı mikrosxemlər içərisində analogi konstruktiv tərtibata malik olan məntiqi YOX mikrosxemləri K561JIH2 tipli mikrosxemlər olub plastmas korpusta hazırlanırlar.

Qeyd olunan mikrosxemlərin 1,3,5,9,11 və 13 çıxışları məntiq elementlərin girişləri, 2,4,6,8,10 və 12 isə bu məntiq elementlərinin çıxışlarıdır.

JIH2 tipli məntiqi YOX mikrosxemləri JIH1 tipli mikrosxemlərdən açıq kollektorlu çıxış tranzistorlu olmaları ilə fərqlənirlər.

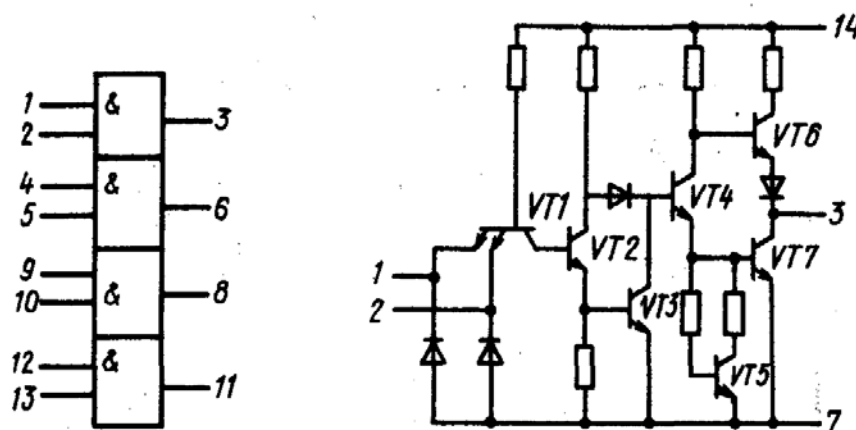
Bir sıra YOX məntiq elementlərinin müqayisəli parametrləri cədvəl 11-də verilmişdir.

Cədvəl 11. YOX məntiqi mikrosxemlərinin parametrləri və istismar verilənləri

№	Parametrin adı	K155JIH1(KM155JIH1)	K55JIH1(KM55JIH1)	K561 JIH2
1	$I_{\text{təl.}}^0$, mA	≤ 33	$\leq 6,6$	$\leq 2,0$ mkA
2	$I_{\text{təl.}}^1$, mA	≤ 12	$\leq 2,4$	$\leq 2,0$ mkA
3	$I_{\text{gir.}}^0$, mA	$\leq 1,6$	$\leq 0,36$	$\leq 0,3$ mkA
4	$I_{\text{gir.}}^1$, mA	$\leq 0,04$	$\leq 0,02$	$\leq 0,3$ mkA
5	$U_{\text{çix.}}^0$, V	$\leq 0,4$	$\leq 0,5$	$\leq 0,01$
6	$U_{\text{çix.}}^1$, V	$\geq 2,4$	$\geq 2,7$	$\geq 9,99$
7	$t_{\text{ləng.orta.}}$, ns	≤ 19	≤ 30	≤ 120
8	U_{qida}	$5V \pm 10\%$	$5V \pm 5\%$	10 (int. - 3÷15)
9	$T_{\text{ətr.}}$	$-10 \div 70^\circ\text{C} (-45 \div 85^\circ\text{C})$	$-10 \div 70^\circ\text{C} (-45 \div 85^\circ\text{C})$	$-45 \div 85^\circ\text{C}$

VƏ məntiq mikroşemləri. K155ЛИ1(КМ155ЛИ1) və К55ЛИ1 (КМ55ЛИ1) tipli ТТМ və ТТМŞ strukturlu VƏ məntiq mikroşemlərinin misalında VƏ məntiq mikroşemlərinin xüsusiyyətlərini nəzərdən keçirək. Bu mikroşemlərin markasında əlavə olunan M hərfi bu mikroşemlərdə modernləşdirilmiş korpusun istifadə olunduğunu bildirir.

Bu mikroşemlər VƏ məntiqi funksiyasını yerinə yetirən, bir korpusda yerləşmiş, biri-birindən asılı olmayaraq işləyən, vahid qidalanma dövrlərinə malik olan, korpusunun 14-cü çıxışı qida mənbəyinin “+”, 7-ci çıxışı isə “-“ qütbünə qoşulan, dörd iki girişli VƏ məntiq elementlərindən ibarətdir (şək.10).



Şək.10. K55ЛИ1 (КМ55ЛИ1) tipli “VƏ” məntiq mikroşemləri

Mikroşemin giriş və çıxışlarının şərti qrafiki işarələnmədə və elektrik sxemində verilən nömrəsi onun korpusundakı çıxışlarının nömrələrinə uyğundur. VƏ məntiqi mikroşemlərinin parametrləri aşağıdakı cədvəl 12-də verilmişdir.

Cədvəl 12. VƏ məntiqi mikroşemlərinin parametrləri və istismar verilənləri

№	Parametrin adı	K155ЛИ1(КМ155ЛИ1)	K55ЛИ1(КМ55ЛИ1)	КР1561ЛИ2
1	$I_{\text{təl.}}^0$, mA	≤ 33	$\leq 8,8$	$\leq 150\text{mkA}$
2	$I_{\text{təl.}}^1$, mA	≤ 22	$\leq 4,4$	$\leq 150\text{mkA}$
3	$I_{\text{gir.}}^0$, mA	$\leq 1,6$	$\leq 0,36$	$\leq 1\text{mkA}$
4	$I_{\text{gir.}}^1$, mA	$\leq 0,04$	$\leq 0,02$	$\leq 1\text{mkA}$
5	$U_{\text{çix.}}^0$, V	$\leq 0,4$	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$
6	$U_{\text{çix.}}^1$, V	$\geq 2,4$	$\geq 2,7$	$\geq 9,5$
7	$t_{\text{ləng.orta.}}$, ns	≤ 16	$\leq 9,5$	≤ 320
8	U_{qida} , V	$5V \pm 10\%$	$5V \pm 5\%$	0(diap.3÷15)
9	$T_{\text{ətr.}}$	$-10 \div 70^\circ\text{C} (-45 \div 85^\circ\text{C})$	$-10 \div 70^\circ\text{C} (-45 \div 85^\circ\text{C})$	$-45 \div 85^\circ\text{C}$

K155ЛИ2(КМ155ЛИ2) və K55ЛИ2(КМ55ЛИ2) mikrosxemləri uyğun seriyanın ЛИ1 mikrosxemlərinin analoqu olub, parametrlərinin nisbətən yaxşı olması ilə fərqlənir.

K155ЛИ3(КМ155ЛИ3) və K55ЛИ3(КМ55ЛИ3) mikrosxemləri, onların analoqları K155ЛИ4(КМ155ЛИ4) və K55ЛИ4(КМ55ЛИ4) 3 girişli üç ədəd “VƏ” məntiq elementlərindən ibarət olan mikrosxemlərdir.

K155 ЛИ5 tipli məntiq mikrosxemi iki ədəd 2 girişli, açıq kollektorlu çıxışı olan məntiqi “VƏ” elementlərindən ibarət olan mikrosxemdir.

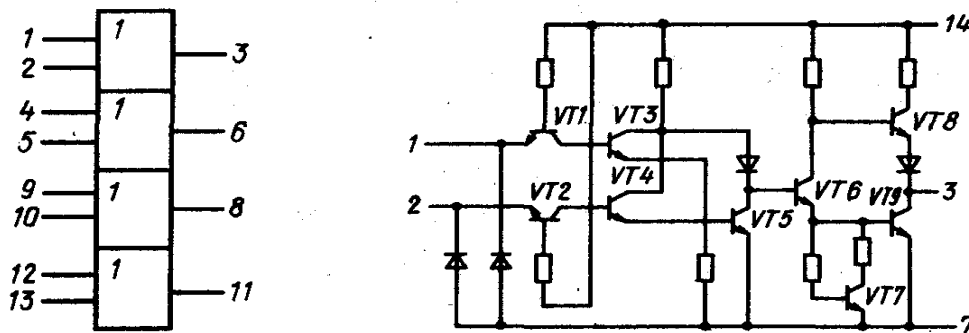
K555ЛИ6 tipli mikrosxem isə 4 girişli 2 ədəd məntiqi “VƏ” elementlərindən ibarətdir.

K1533 mikrosxemləri K555 seriyasının analoqu olub, parametrlərinin nisbətən yaxşı olması ilə fərqlənir və polimer korpuslarda hazırlanırlar.

K155ЛЛ1(КМ155ЛЛ1) və K55ЛЛ1(КМ55ЛЛ1) mikrosxemləri dörd ədəd 2 girişli YAXUD məntiqi elementlərindən ibarət olub, onların istismar-texniki parametrləri həmin seriyaların ЛИ1 tipli mikrosxemlərində olduğu kimidir.

КМОУ-strukturulu K176 və K561 seriyalı YAXUD məntiq mikrosxemlərinin parametrləri həmin seriyanın VƏ məntiq mikrosxemlərinin parametrləri ilə eyni həddə olur.

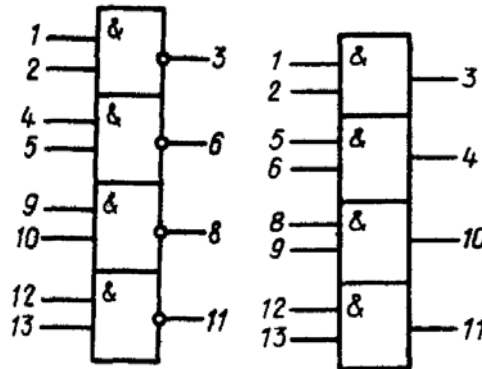
Şəkil 11-də K155ЛЛ1(КМ155ЛЛ1) mikrosxeminin şərti qrafiki işarələnməsi və çıxışlarının təyinatı və YAXUD elementinin prinsipial sxemi verilmişdir.



Şəkil.11. K155ЛЛ1(КМ155ЛЛ1) markalı YAXUD elementləri

K155 və K555 seriyalı mikrosxemlər içərisində K155ЛА1(К555 ЛА1) dörd girişli iki ədəd VƏ-YOX, K155ЛА2(К555 ЛА2) səkkiz girişli bir ədəd VƏ-YOX, K155ЛА3(К555 ЛА3) iki girişli dörd ədəd VƏ-YOX və s. tipli mikrosxemlər, onların modernləşdirilmiş yeni variantları mövcuddur. Bu mikrosxemlər içərisində dörd ədəd 2 girişli VƏ-YOX elementlərindən ibarət olan K155ЛА3 (К555 ЛА3) və bu mikrosxemlərin КМОУ – strukturulu analoqu

olan K176JIA7(K561 JIA7) markalı məntiq mikroşxəmləri daha geniş istifadə olunurlar (şək.12). Bu mikroşxəmlərin parametrləri cədvəl 13-də verilmişdir.



Şək.12. K155JIA3(K176JIA7) tipli “VƏ-YOX” məntiqi mikroşxəmləri

Cədvəl 13. VƏ-YOX məntiqi mikroşxəmlərinin parametrləri və istismar verilənləri

№	Parametrin adı	K155JIA3 (KM155JIA3)	K555JIA3 (KM555JIA3)	K176JIA7 (K561JIA7)
1	$I_{\text{təl.}}^0$, mA	≤ 22	$\leq 4,4$	$\leq 0,3\text{mkA}$
2	$I_{\text{təl.}}^1$, mA	≤ 8	$\leq 1,6$	$\leq 0,3\text{mkA}$
3	$I_{\text{gir.}}^0$, mA	$\leq 1,6$	$\leq 0,36$	$\leq 0,1\text{mkA}$
4	$I_{\text{gir.}}^1$, mA	$\leq 0,04$	$\leq 0,02$	$\leq 0,1\text{mkA}$
5	$U_{\text{çix.}}^0$, V	$\leq 0,4$	$\leq 0,5$	$\leq 0,3$
6	$U_{\text{çix.}}^1$, V	$\geq 2,4$	$\geq 2,7$	$\geq 8,2$
7	$t_{\text{əng.orta.}}$, ns	≤ 18	≤ 20	≤ 200
8	U_{qida} , V	$5V \pm 10\%$	$5V \pm 5\%$	9 (diap.3÷18)
9	$T_{\text{ətr.}}$	$-10 \div 70^\circ\text{C}$ ($-45 \div 85^\circ\text{C}$)	$-10 \div 70^\circ\text{C}$ ($-45 \div 85^\circ\text{C}$)	$-10 \div 70^\circ\text{C}$ ($-45 \div 85^\circ\text{C}$)

TTM və TTMSŞ strukturlu mikroşxəmlər içərisində 2 girişli dörd ədəd YAXUD-YOX elementlərindən təşkil olunmuş K155JIE1 və K555JIE1, KMOY – strukturlu mikroşxəmlər seriyalarında isə K176JIE5 və K561JIE5 tipli mikroşxəmlər, və onların modernləşdirilmiş yeni variantları daha geniş tətbiq tapmışdır. Eyni zamanda bu seriyalarda 3 girişli, 4 girişli və s. YAXUD-YOX elementləri olan məntiq mikroşxəmləri də mövcuddur.

Geniş yayılmış mikroşxəmlərin nümunələrinin fotogörünüşü aşağıdakı şəkil 13-də verilmişdir.



Şək.13.

2.6. Sxemlərin hesabatına nümunələr

Misal 1. $E_q=9V$, $R_k=100\Omega$, $h_{21e}=50$ olduğunu nəzərə alaraq, bipolyar tranzistorlu elektron açarının parametrlərini hesablamalı.

Həlli: Maksimal kollektor cərəyanını təyin edək:

$$I_{k.doy.} = E_q / R_k = 9 / 100 = 0,09A = 90mA$$

Baza doyma cərəyanını aşağıdakı şərtdən təyin edirik:

$$I_{b.doy.} \geq I_k / h_{21e} = 90 / 50 = 1,8mA$$

$$I_{b.doy.} = 2mA \text{ qəbul edirik.}$$

Əgər qida gərginliyi “+” qütblüdürsə elektron açar üçün n-p-n-tranzistor, “-” qütblüdürsə p-n-p-tipli tranzistor seçilir, məsələn KT315, yaxud, KT361 tipli.

Misal 2. Verilmiş gücləndirici kaskadın giriş müqaviməti $R_{gir} = 5k\Omega$, çıxış müqaviməti $R_{çix} = 0,2k\Omega$ və gücləndirmə əmsalı $K = 50$ -dir. Əgər bu kaskada əks əlaqə dövrəsinin ötürmə əmsalı 0,02 olan gərginliyə görə ardıcıl mənfi əks əlaqə daxil etsək, onun parametrləri necə dəyişər.

Həlli. Aşağıdakı qaydada əks əlaqəli kaskadın gücləndirmə əmsalını təyin edirik :

$$K_{\theta\theta} = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{50}{1 + 0,02 \cdot 50} = 25$$

Əks əlaqəni nəzərə almaqla giriş və çıxış müqavimətlərini aşağıdakı kimi təyin edirik:

$$R_{gir.\theta\theta} = R_{Bx}(1 + K\beta) = 5 \cdot 2 = 10k\Omega ,$$

$$R_{çix.\theta\theta} = R_{Bçix} / (1 + K\beta) = 0,2 / 2 = 0,1k\Omega$$

Nəticədə: $K_{\Theta\Theta} = 25$, $R_{\text{gir.}\Theta\Theta} = 10\text{kOm}$, $R_{\text{çix.}\Theta\Theta} = 0,1\text{kOm}$ alırıq.

Misal 3. Əməliyyat gücləndiricisi əsasında güclənmə əmsalı $K_{\Theta\Theta}=20$ olub $R_y=5\text{kOm}$ müqavimətli yükə qoşulmaq üçün nəzərdə tutulan gücləndiricini hesablamalı. Giriş siqnalının $0,1\text{V}$ amplitud qiymətində gücləndirici 20kOm -dan az olmayan giriş müqavimətinə malik olmalıdır.

Həlli. Sorğu cədvəlindən qida gərginliyinin qiyməti $U_q = \pm 15$, gücləndirmə əmsalı $K > 5 \cdot 10^4$, giriş müqaviməti $R_{\text{gir}} > 50\text{MOM}$, çıxış müqaviməti $R_{\text{çix.}} < 2\text{kOm}$ olan K140YД14 mikrosxemini seçirik. Tələb olunan giriş müqaviməti nisbətən çox olduğundan invertləyici gücləndirici sxemini istifadə edirik və $R_{\text{gir}} = 30\text{kOm}$ seçirik. Bu sxemdə güclənmə əmsalı

$$K_{\Theta\Theta} = R_{\Theta\Theta}/R_{\text{gir}} \text{ olduğunu nəzərə alaraq,}$$

$$R_{\Theta\Theta} = K_{\Theta\Theta} \cdot R_{\text{gir}} \text{ alırıq. Onda}$$

$$R_{\Theta\Theta} = K_{\Theta\Theta} \cdot R_{\text{gir}} = 10 \cdot 30\text{kOm} = 300\text{kOm}$$

ƏG-nin çıxışındakı cərəyanı $R_{\Theta\Theta}$ və R_y müqavimətlərindən axan cərəyanların cəmi kimi təyin etmək olar:

$$I_{\text{çix}} = I_{\Theta\Theta} + I_y = (U_{\text{çix.}} - U_0)/R_{\Theta\Theta} + U_{\text{çix.}}/R_y = (K_{\Theta\Theta} U_{\text{gir.}})/R_{\Theta\Theta} + (K_{\Theta\Theta} U_{\text{gir.}})/R_y \approx 0,2\text{mA.}$$

Belə çıxış cərəyanı seçilmiş ƏG üçün tam yol verilə bilən cərəyandır. Gücləndiricinin çıxış müqaviməti aşağıdakı kimi təyin olunur:

$$R_{\text{çix.}\Theta\Theta} = R_{\text{çix.}} \cdot K_{\Theta\Theta}/K = 0,06\text{Om}$$

olur.

Misal 5. Multivibratorun hasil etdiyi çıxış düzbucaqlı impulsların davam etmə müddətinin $\tau_i = 35\text{mks}$ olması üçün tələb olunan zamanverici dövrənin parametrlərini təyin etməli.

Həlli. İmpulsun davam etmə müddəti aşağıdakı ifadə ilə təyin olunur:

$$\tau_i \approx 0,7RC$$

burada R və C zaman verici dövrənin elementlərinin parametrləridir. Hesablama üçün elementlərdən birinin parametrini, adətən rezistorun müqavimətini, seçərək digərinin parametrini hesablayırlar. $R = 2\text{kOm}$ qəbul edərək, kondensatorun C tutumunu hesablayaq:

$$C = \tau_i / 0,7R$$

$$C = 35 \cdot 10^{-6} / 0,7 \cdot 2 \cdot 10^3 = 2,5 \cdot 10^{-8} = 25\text{nF}$$

Standart qiymət olaraq $C=27\text{nF}$ qəbul edirik.

Beləliklə, müqaviməti $R=2\text{k}\Omega$ olan MLT markalı rezistor, tutumu $C=25\text{pF}$ olan KM5 tipli kondensator istifadə etməklə, davam etmə müddəti $\tau_i = 35\text{mks}$ olan impulsu təmin edən zaman verici dövrə qurmaq olar.

Misal 6. Simmetrik multivibratorun hasil etdiyi çıxış düzbucaqlı impulsların tezliyinin $f=1\text{kHz}$ olması üçün tələb olunan zamanverici dövrənin parametrlərini təyin etməli.

Həlli. İmpulsların tezliyini nəzərə alaraq davam etmə müddəti aşağıdakı ifadə ilə təyin olunur:

$$\tau_i = T/2 = 1/(2f) = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{san} = 0,5 \text{msan}$$

$\tau_i \approx 0,7RC$ olduğunu nəzərə alaraq, zaman verici dövrənin R və C elementlərinin parametrlərini hesablamaq üçün elementlərdən birinin parametrlərini, misal 5-də göstərildiyi kimi rezistorun müqavimətini seçərək digərinin parametrlərini hesablayırlar. Məsələn, $R = 10\text{k}\Omega$ qəbul etsək, kondensatorun C tutumunu aşağıdakı kimi təyin etmək olar:

$$C = \tau_i / 0,7R$$

$$C = 0,5 \cdot 10^{-3} / 0,7 \cdot 10 \cdot 10^3 \approx 7,1 \cdot 10^{-8} = 71\text{nF}$$

Standart qiymət olaraq $C=68\text{nF}$ qəbul edirik.

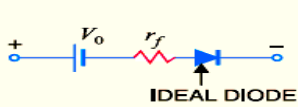
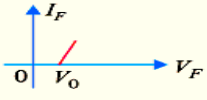
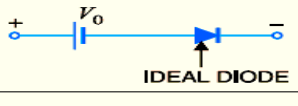
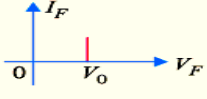

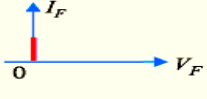
Beləliklə, müqaviməti $R=10\text{k}\Omega$ olan MLT markalı rezistor, tutumu $C=68\text{nF}$ olan KM5 tipli kondensator istifadə etməklə, impulslarının tezliyi 1kHz olan simmetrik multivibrator qurmaq olar.

Əlavə 3. Yarımkeçirici elektron cihazlarının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlili və hesablanmasına aid misallar

3.1. Yarımkeçirici diodlar əsasında elektron qurğuların sxemləri və onların işçi parametrləri

Verilmiş sxemlərdə diodların qoşulma və iş rejimlərini nəzərə alaraq, sxemlərdə əsas işçi elektrik parametrlərini hesablayaraq, həm aşağı, həm də yüksək tezlik diapazonları üçün sxemlərin iş rejimlərini təmin edən diodları seçin.

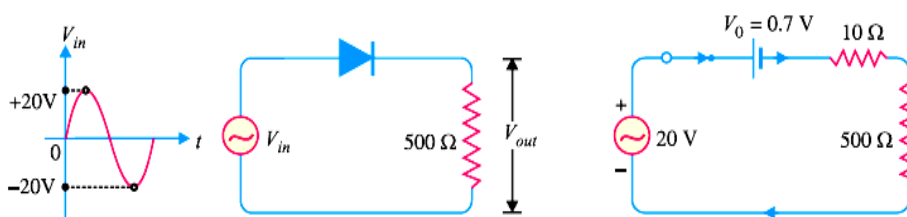
Aşağıdakı şəkildə diodun praktiki, sadələşdirilmiş və ideal modelləri verilmişdir (şək.3.1.). Bir sıra sxemlərdə, dövrədəki gərginlik çox böyük, onlarla və yüzlərlə volt olduqda, elektrik hesabətını apararkən diodda düz istiqamətdə gərginlik düşküsünü nəzərə almamaq olar. Ancaq dövrlərə tətbiq olunan gərginlik az olduqda az və orta güclü Ge diodlar üçün $U_d \approx 0,3V$, Si diodlar üçün $U_d \approx 0,7V$, GaAs əsaslı işıqdiodları üçün $U_d \approx 2,0V$ olduğunu nəzərə almaq lazımdır.

Praktiki model		
Sadələşdirilmiş model		
ideal model		

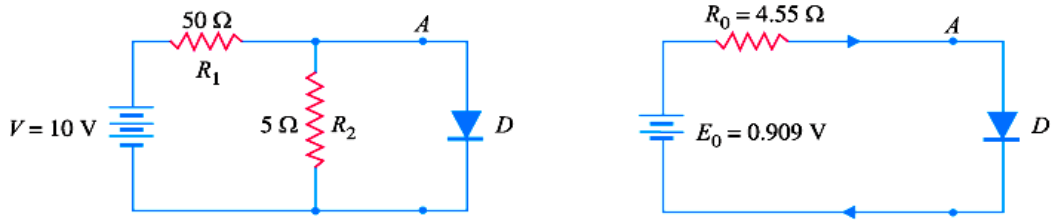
Şək.3.1. Diodun praktiki, sadələşdirilmiş və ideal modelləri

Qeyd olunanları nəzərə almaqla verilmiş sxemlərin təhlilini apararaq, elektrik hesabətı yerinə yetirməklə sxemlərin elementlərini seçin.

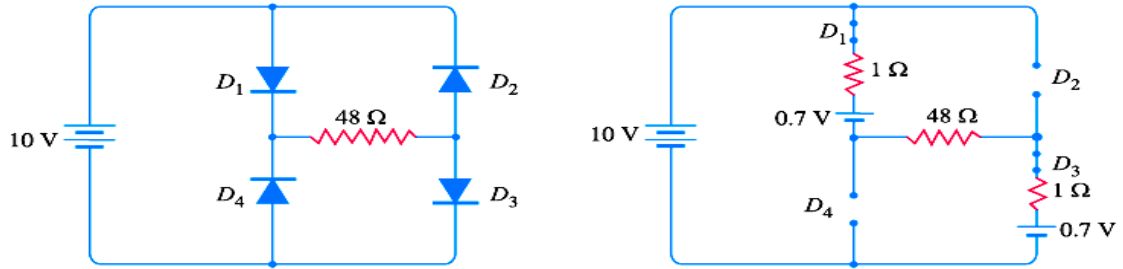
3.2 – 3.9 şəkillərində düzləndirici, impuls və universal diodların müxtəlif qurğularda qoşulma sxemləri və işçi rejimləri göstərilmişdir.



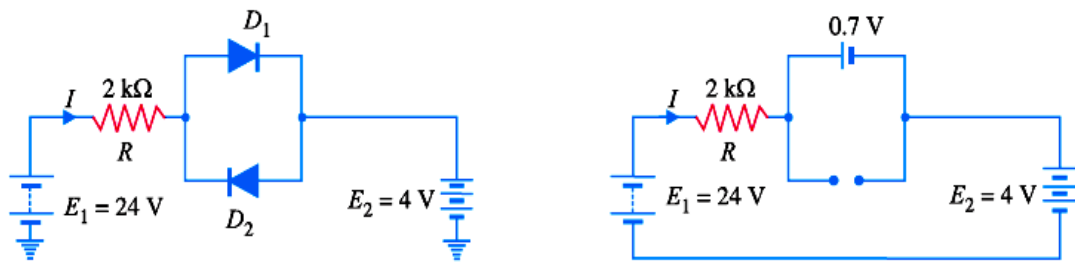
Şək. 3.2. Düzləndirici diodun yarımpərdəli düzləndirici qurğusunda qoşulması sxemi.



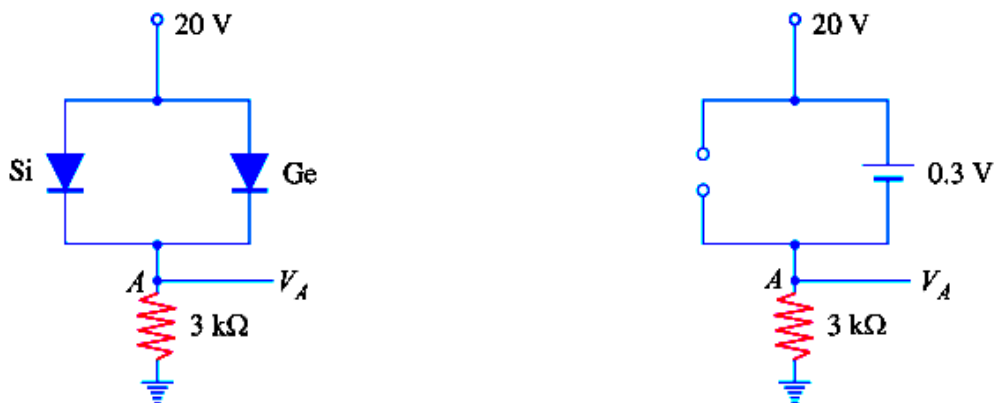
Şək. 3.3. Sabit cərəyan dövrlərində diodun qoşulması və qütblərin səhv qoşulmasının qarşısını almaq sxemi.



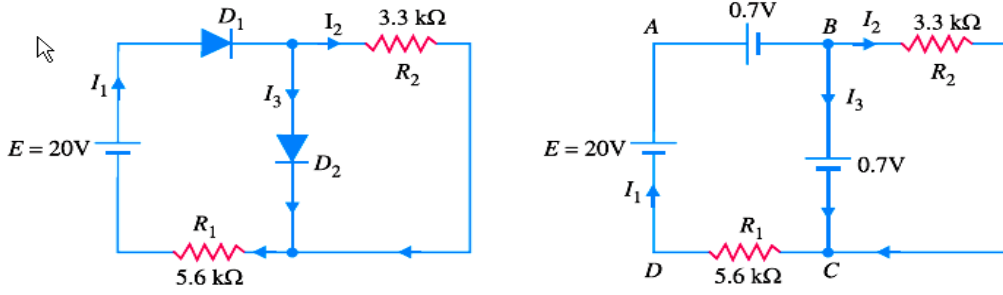
Şək. 3.4. Körpü sxemində diodların qoşulma sxemi və verilmiş parametrlər üçün sxemiş



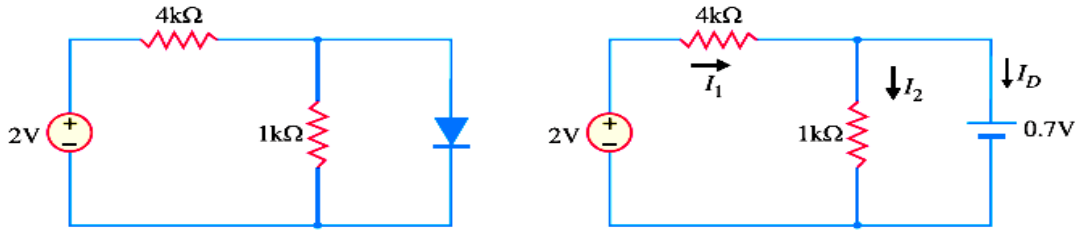
Şək. 3.5. Diodların biri-birinə əks paralel qoşulma sxemi və bir qütblü gərginlik dövrəsi üçün iş rejimləri və parametrləri.



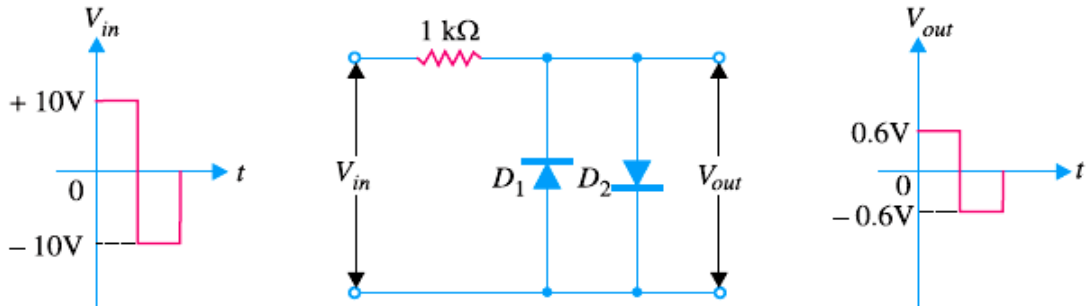
Şək. 3.6. Müxtəlif materialdan hazırlanmış diodların eyni istiqamətdə parallel qoşulma sxemi və bir qütblü gərginlik dövrəsi üçün iş rejimləri və parametrləri



Şək. 3.7. Diodlu sxemlərdə cərəyanların və gərginliklərin paylanması

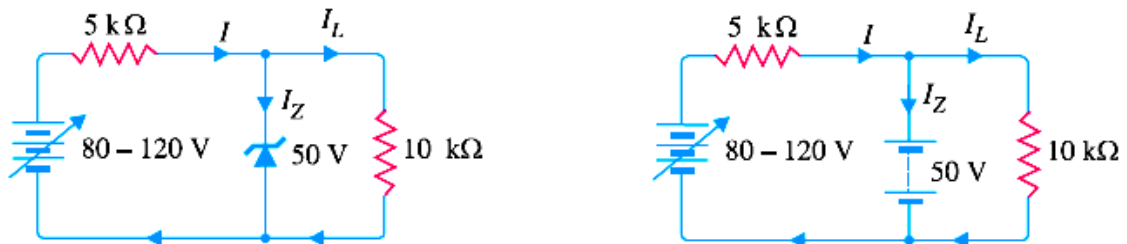


Şək. 3.8. Dioda parallel qoşulan aktiv yükün elektrik parametrlərinin təyini sxemi

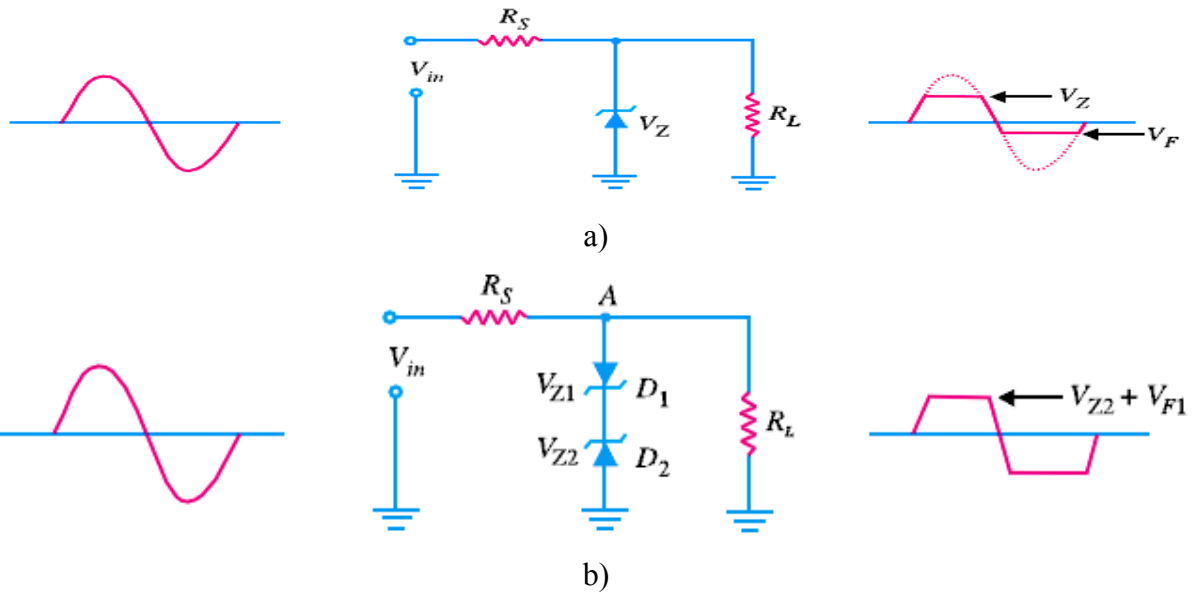


Şək. 3.9. Diodların impulsu amplituduna görə məhdudlayıcı qurğuda qoşulması

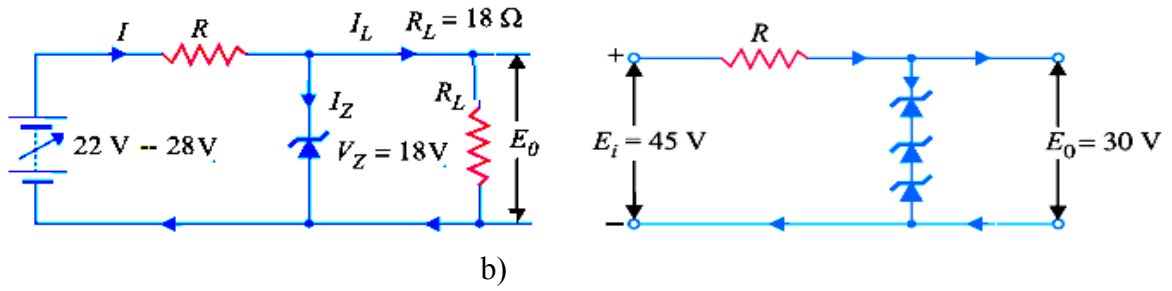
3.10 – 3.13 şəkillərində stabiltron əsaslı stabilləşdirmə dövrləri, bu sxemlərdə stabiltronların iş rejimləri verilmişdir. Verilmiş sxemlərdə elektrik hesabı apararaq, tələbləri ödəyən elementləri seçin.



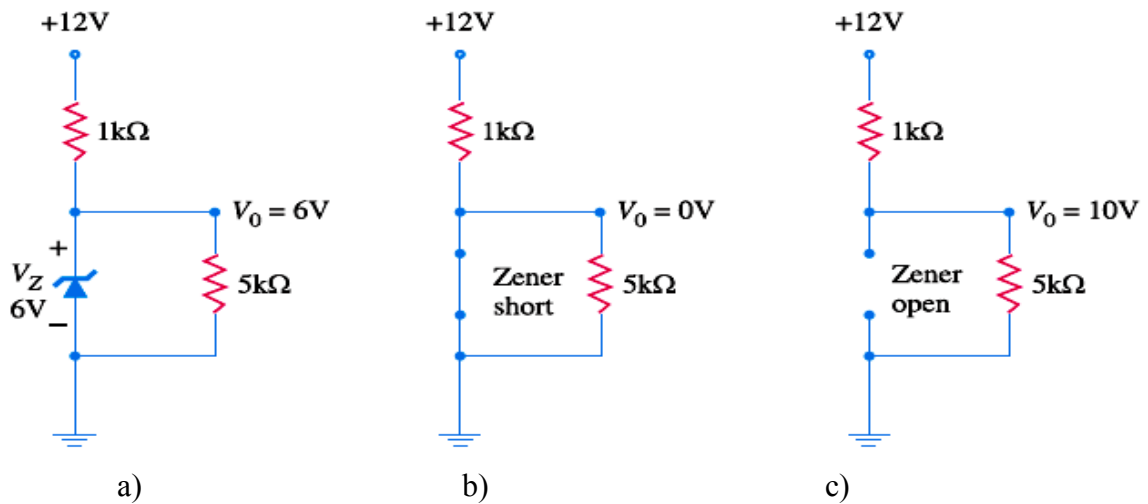
Şək. 3.10. Stabiltron əsasında parametrik stabilizator sxemi və onun işçi parametrlərinin seçilməsi



Şək. 3.11. Stabilizasiya qurğularının işi parametrlərinin seçilməsi

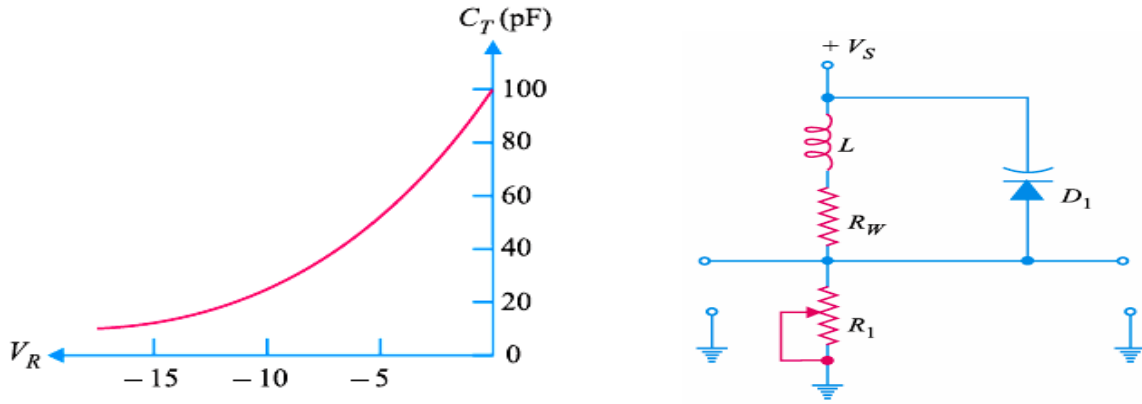


Şək. 3.12. Stabilizasiya qurğularının işi parametrlərinin seçilməsi



Şək. 3.13. Stabilizasiya qurğularının işi parametrlərinin seçilməsi

Şəkil 3.14-də varikap əsasında qurulmuş rəqs dövrəsinin və onun köklənmə sxemi verilmişdir. Volt-farad xarakteristikası verilmiş (a) varikapı seçərək, müxtəlif tezliklər üçün rəqs dövrəsini (b) hesablayın.

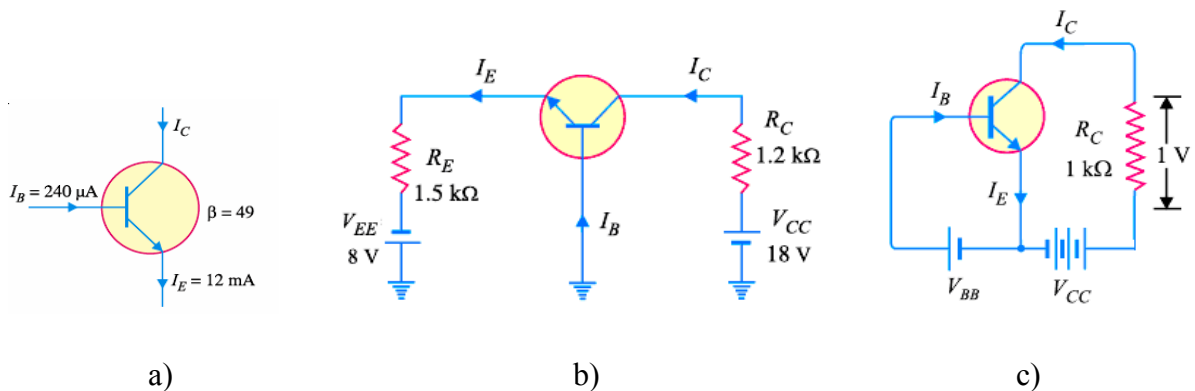


Şək. 3.14. Varikapın volt-farad xarakteristikası (a) və onun əsasında rəqs dövrəsi (b)

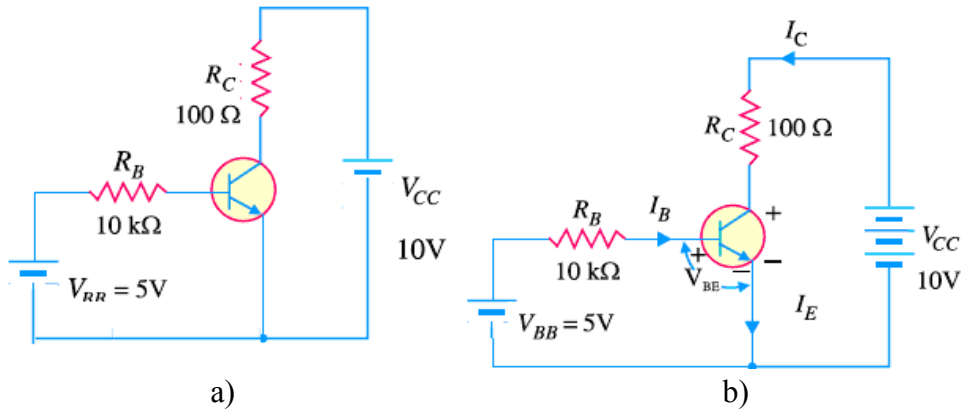
3.2. Tranzistorların elektron qurğularında praktiki qoşulma sxemləri və onların işçi rejimləri

Verilmiş sxemlərdə tranzistorların qoşulma sxemlərini və iş rejimlərini nəzərə alaraq, sxemlərdə əsas işçi elektrik parametrlərini hesablayaraq, həm aşağı, həm də yüksək tezlik diapazonları üçün sxemlərin iş rejimlərini təmin edən tranzistorları seçin.

Şəkil 3.13-də və 3.14-də verilmiş sxemlər üçün $\beta=100$ və $\beta=200$ olduqda elektrik parametrlərini və tranzistorun iş rejimini təyin edin, eyni zamanda sxem üçün aşağı, həm də yüksək tezlik diapazonu üçün uyğun tranzistor seçin.

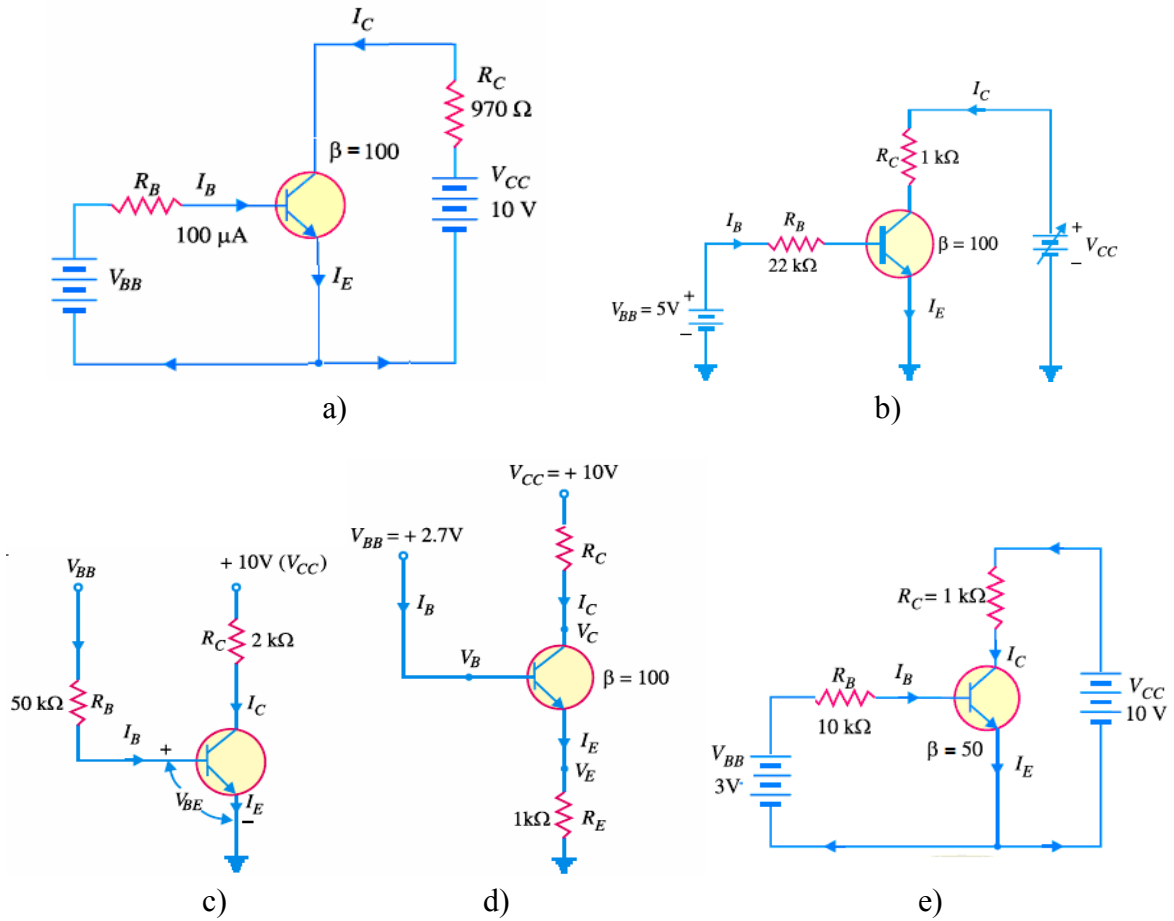


Şək. 3.13. n-p-n- tip bipolyar transistor (a), onun ümumi bazalı (b) və ümumi emitterli (c) qoşulmuş sxemləri

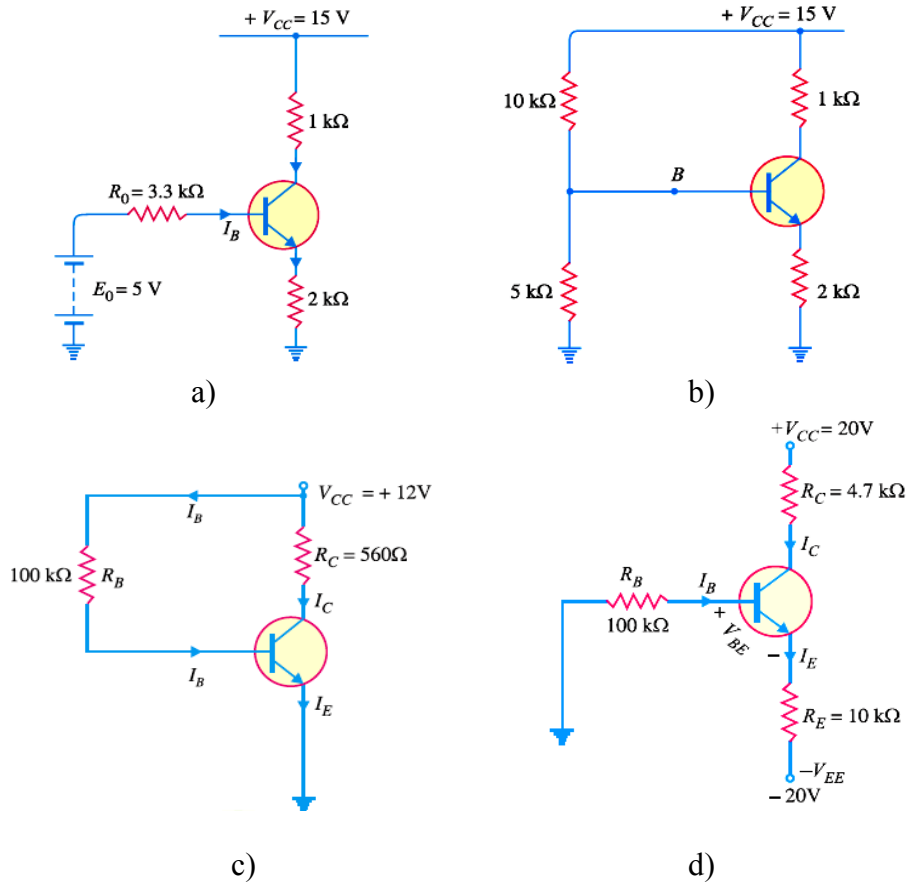


Şək. 3.14. Transistorun parametrlərinin ümumi emitterli gücləndirici sxemində baza-emitter gərginliyi nəzərə alınmamaqla (a) və alınmaqla (b) hesablanması

Şəkil 3.15-də və 3.16-da tranzistorlu gücləndiricilərdə sürüşmə dövrlərinin qoşulmasına və parametrlərinin təyin edilməsi sxemləri verilmişdir. Bu sxemlər üçün $\beta=100$ və $\beta=200$ olduqda elektrik parametrlərini və tranzistorun iş rejimini təyin edin, eyni zamanda sxem üçün aşağı, həm də yüksək tezlik diapazonu üçün uyğun tranzistor seçin.

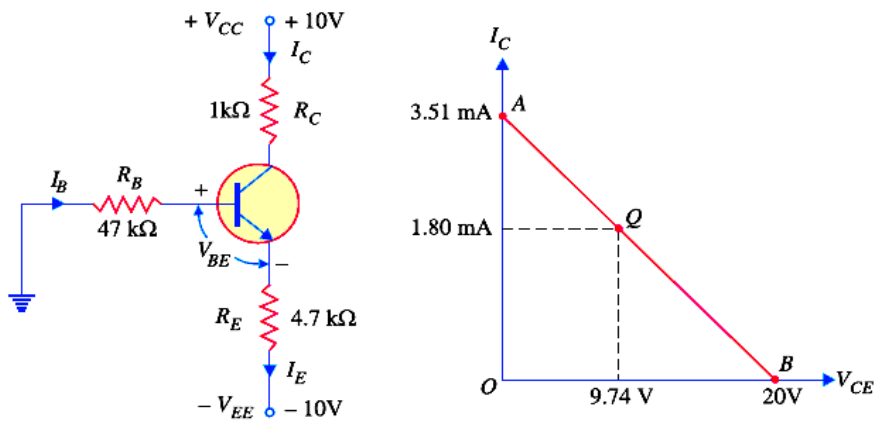


Şək. 3.15. Ümumi emitterli transistor gücləndiricilərində sürüşmə dövrlərinin qoşulması sxemləri

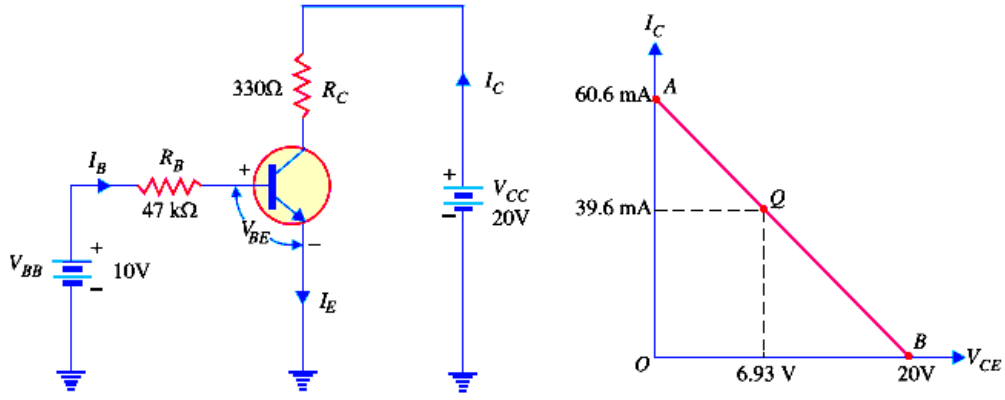


Şək. 3.16. Ümimi emitterli transistor gücləndiricilərində sürüşmə dövrlərinin qoşulması sxemləri

$\beta=100$ və tranzistorun Si əsaslı olduğunu nəzərə alaraq, 3.17 və 3.18-də səkillərdə verilmiş gücləndirici kaskadının sxemində və qrafikdə dəstərlənmiş parametrlərə uyğun olan elektrik parametrləri təyin edin və müxtəlif tezlik diapasonlarında sxemdə istifadə oluna bilən transistorları seçin.

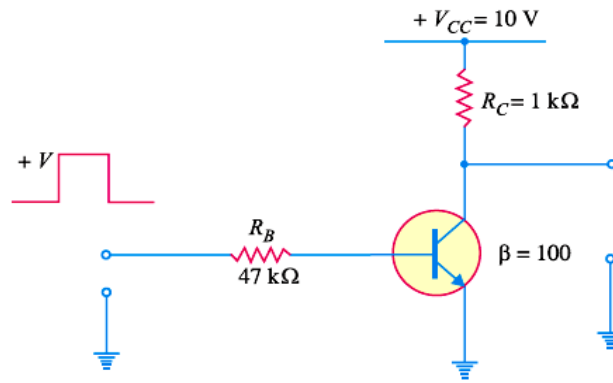


Şək. 3.17. Ümimi emitterli transistor gücləndiricisi və onun yük xəttinin qrafiki.

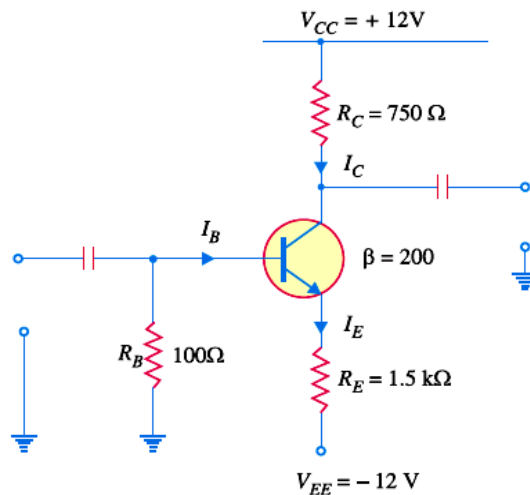


Şək. 3.18. Ümumi emitterli transistor gücləndiricisi və onun yük xəttinin qrafiki

Tranzistorun elektron açarında (a) və impuls gücləndiricisində (b) tətbiqinə nümunə şəkil 3.19-da verilmişdir. Bu sxemlərdə tranzistor dövrələrində elektrik parametrlərini təyin edin və elementləri seçin.



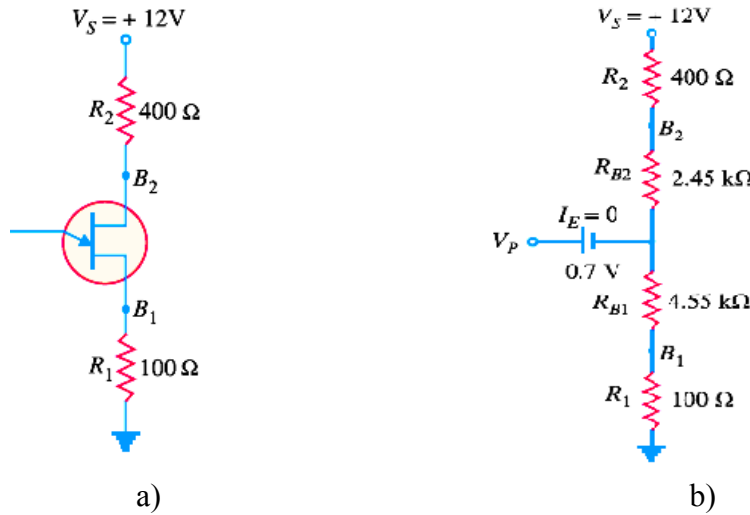
a)



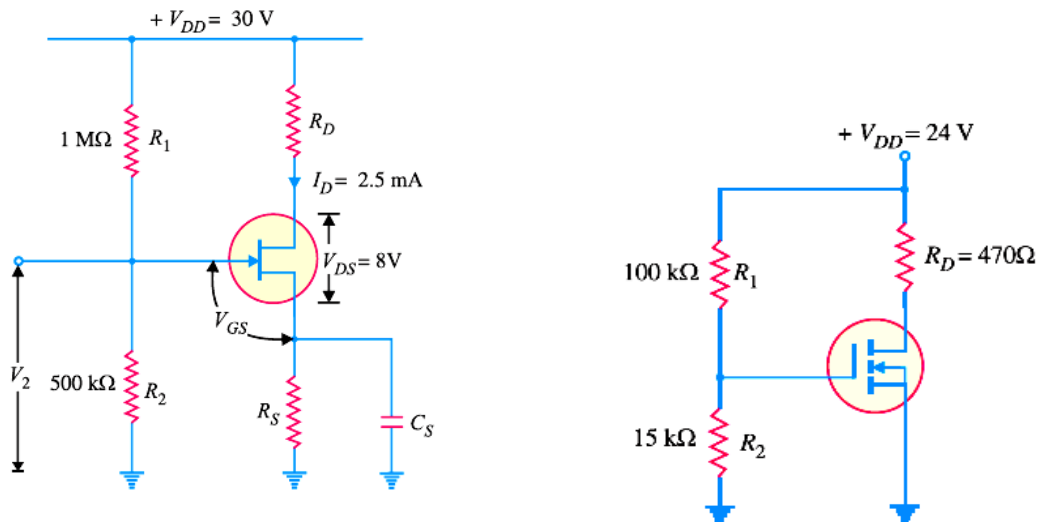
b)

Şək. 3.19. Tranzistorlu elektron açar sxemləri

Şəkil 3.20-də birkeçidli tranzistorun qoşulma sxemi (a) və onun əvəzləmə sxemi (b) verilmişdir. Şəkil 3.21-də isə müxtəlif tip sahə tranzistorunun gücləndirici sxemlərində praktiki tətbiq sxemləri verilmişdir. Verilmiş sxemlərdə göstərilən parametrləri nəzərə almaqla birkeçidli transistor əsasında generator və sahə tranzistoru əsasında gücləndiricinin elementlərini seçməklə onların praktiki sxemlərini qurun.



Şək. 3.20. Birkeçidli tranzistorun qoşulma (a) və əvəzləmə (b) sxemləri

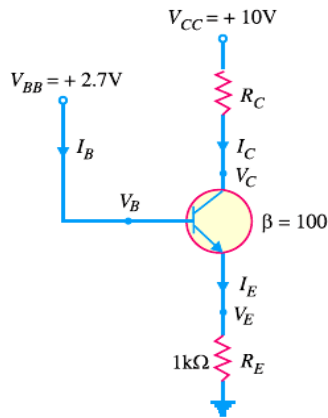


Şək.3.21. Birkeçidli tranzistorun qoşulma və onun əvəzləmə sxemi (a), sahə tranzistorları və onlar əsasında gücləndirici sxemləri (b)

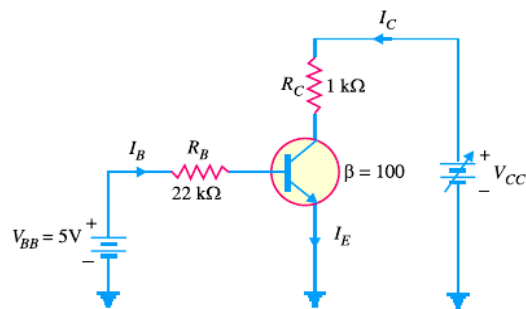
3.3. Tranzistorlu elektron qurğularının praktiki sxemləri

Bipolyar transistor əsasında qurulan gücləndiricilərdə sabit cərəyana görə iş rejimini təmin etmək üçün tranzistorun başlanğıc iş rejimini seçmək üçün

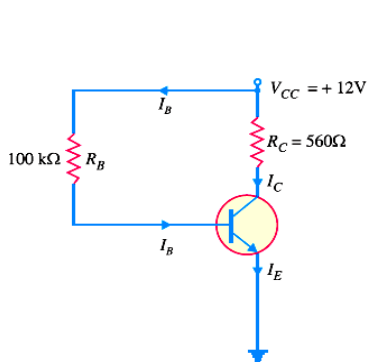
uyğun sxemlərin: fiksə olunmuş baza cərəyanlı, fiksə olunmuş baza gərginlikli, kollektor stabilizasiyalı və emitter stabilizasiyalı, həmçinin, RC-termostabilizasiyalı dövrələrə malik olan praktiki sxemlər 3.22 - 3.35 şəkillərində verilmişdir. Bu sxemlərdə verilmiş parametrləri nəzərə almaqla güclən-dirici kaskadlarının əsas parametrlərini hesablayaraq, qurğunun elementlərini seçin. Təhlil və hesablamaları müxtəlif β əmsalları, qida gərginliyi və tezlik diapazonları üçün apararaq, uyğun markalı tranzistorları seçin.



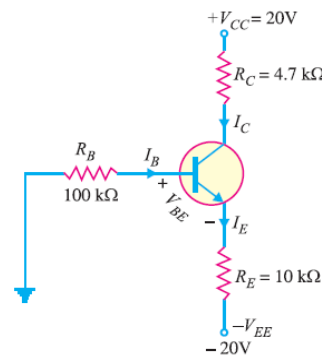
Şək. 3.22



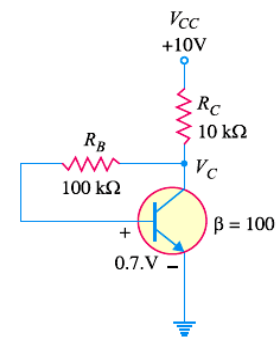
Şək. 3.23



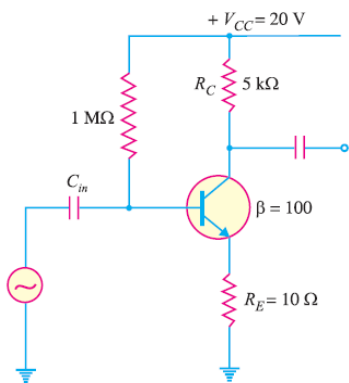
Şək. 3.24



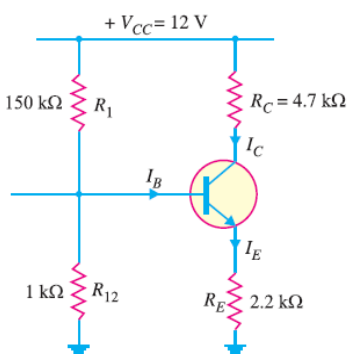
Şək. 3.25



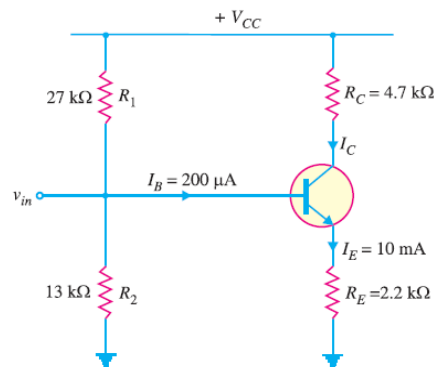
Şək. 3.26



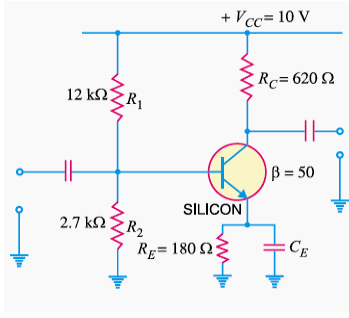
Şək. 3.27



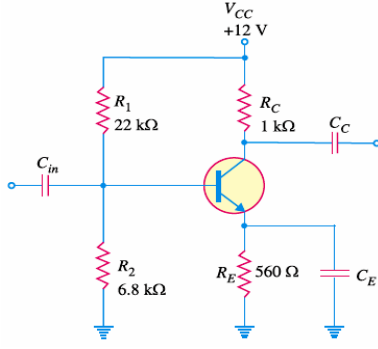
Şək. 3.28



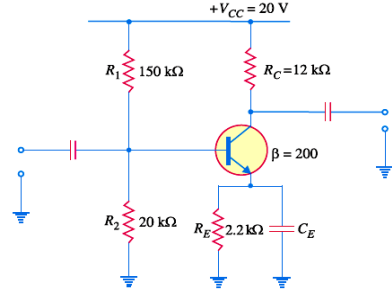
Şək. 3.29



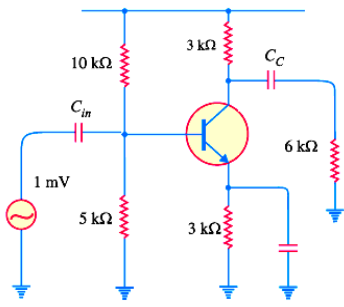
Şək.3.30



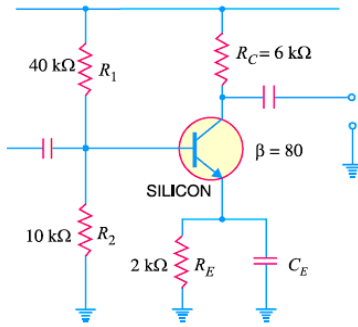
Şək.3.31



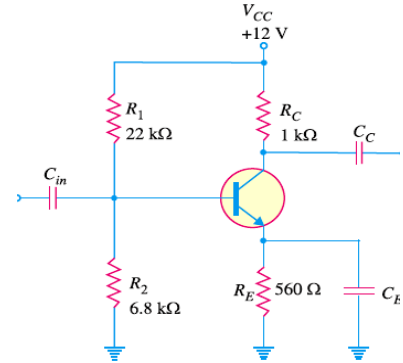
Şək.3.32



Şək. 3.33

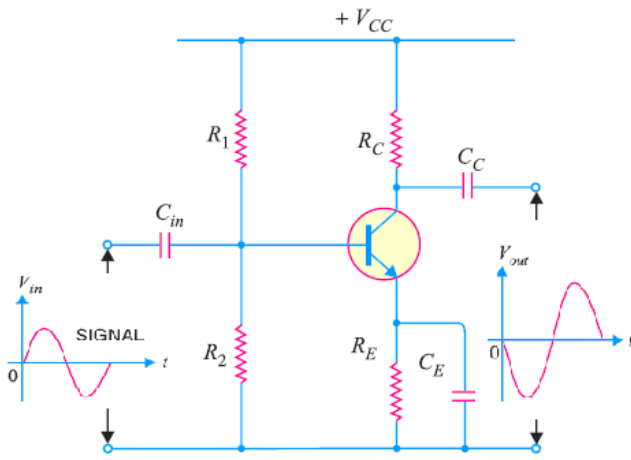


Şəkil 3.34

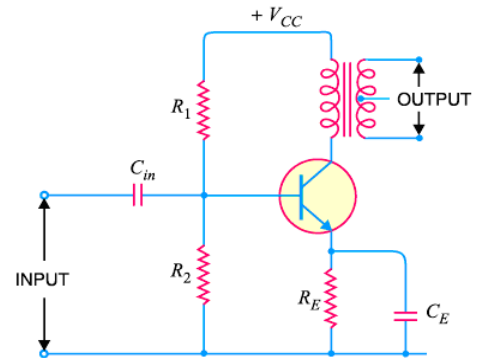


Şək.3.35

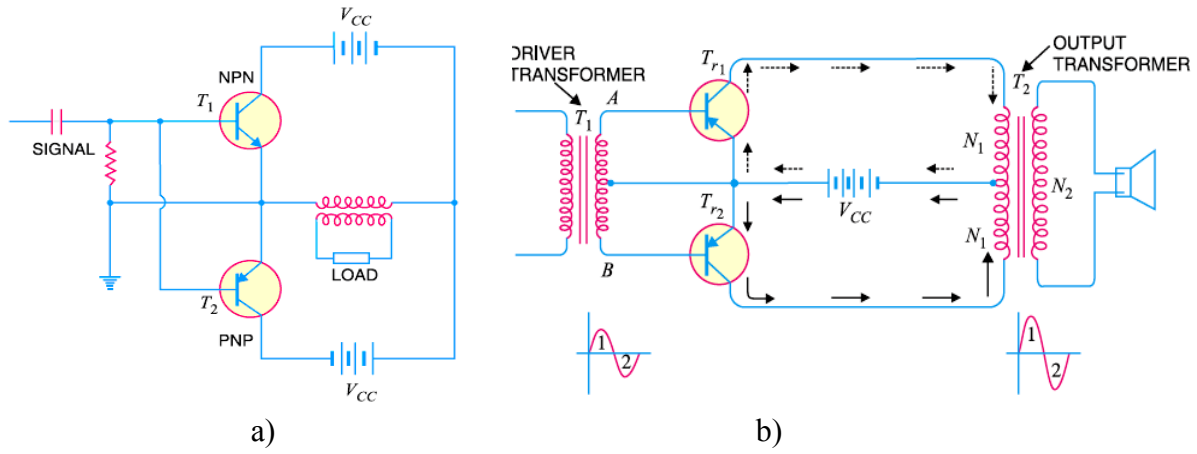
Səs diapazonlu ümumi emitterli ilkin gücləndirici (giriş) kaskadının sxemi şəkil 3.36-da, birtəktli çıxış kaskadının sxemi şəkil 3.37-də, şəkil 3.38,a və 3.38,b-də isə ikitəktli çıxış gücləndirici kaskadlarının sxemi verilmişdir.



Şək. 3.36

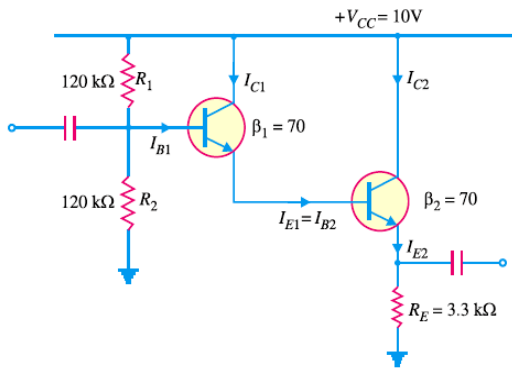


Şək. 3.37

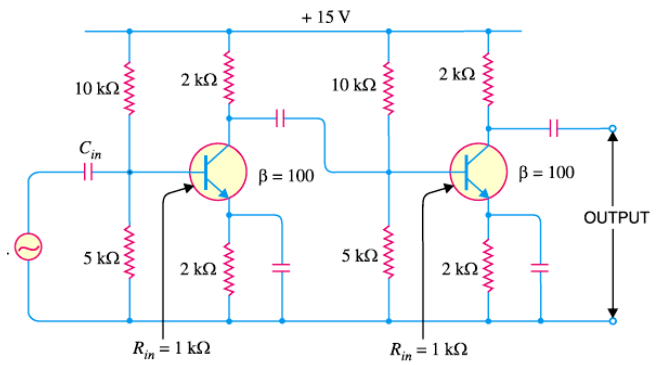


Şək. 3.38. İkitaklı tranzistorlu çıxış güc gücləndirici kaskadları

İkikaskadlı elektron qurğularının sxemləri 3.39 -3.40 şəkillərində verilmişdir. Verilmiş parametrləri nəzərə almaqla sxemlərin təhlilini və hesabətını aparın.

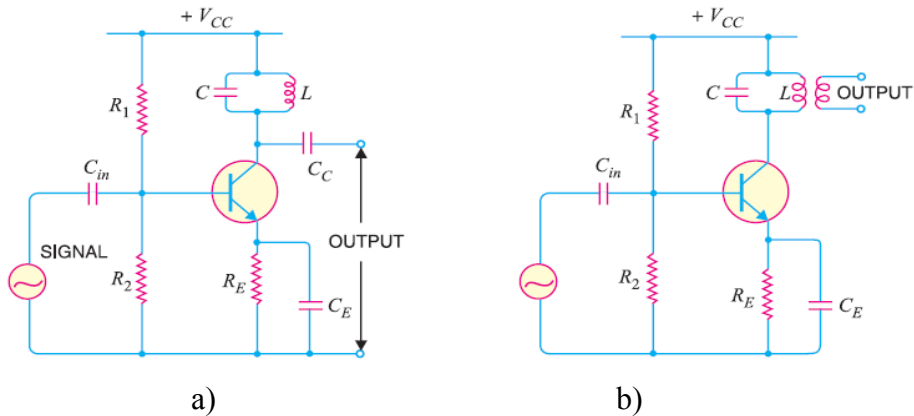


Şək. 3.39

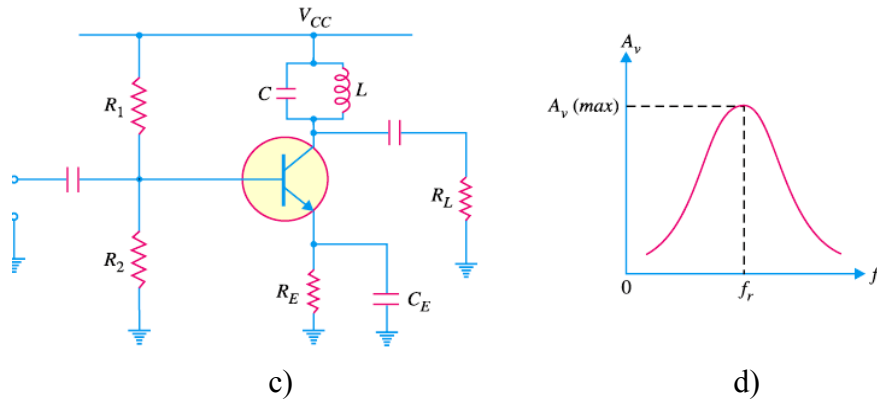


Şəkil 3.40

Rezonans gücləndiricilərinin müxtəlif çıxışlı sxemləri şəkil 3.41-də, şəkil 3.42-də isə çıxışı kollektordan götürülən rezonans gücləndiricisinin praktiki sxemi (a) və rezonans xarakteristikası (b) verilmişdir.

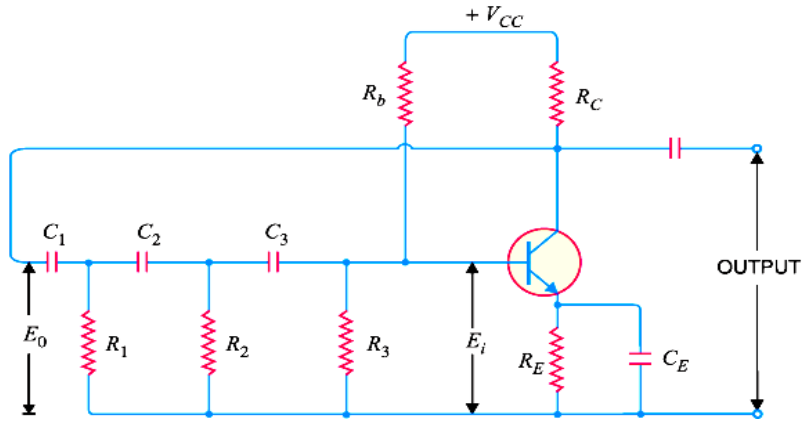


Şək. 3.41. Rezonans gücləndiricilərinin qoşulma sxemləri

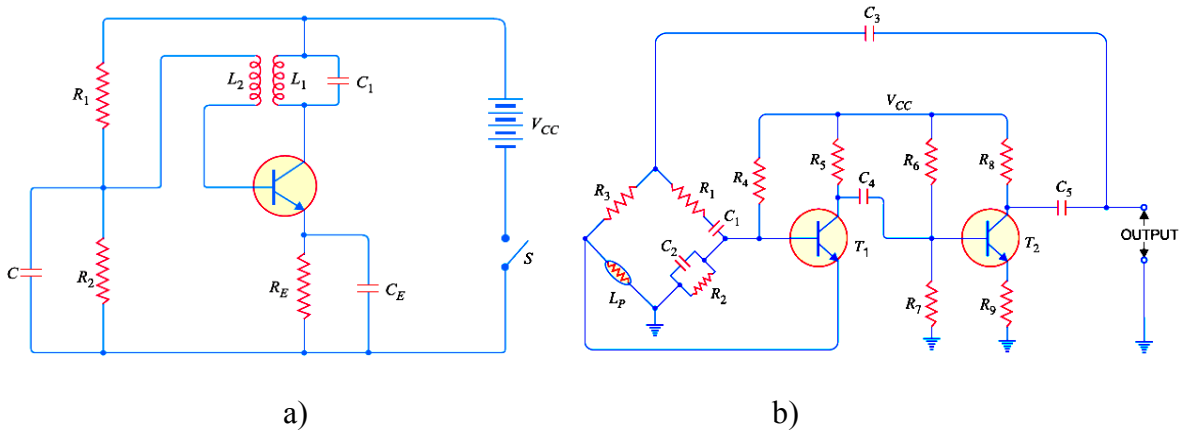


Şək.3.42. Rezonans gücləndiricisinin praktiki sxemi (a) və rezonans xarakteristikası (b)

Tranzistor əsaslı harmonik signal generatorlarının praktiki sxemləri şəkil 3.43 və şəkil 3.44-də verilmişdir. Şəkil 3.43-də əsasən aşağı tezliklərdə istifadə olunan RC-generatorunun sxemi verilmişdir. Şəkil 3.44,a-da tranzistorlu LC-generatorunun, 3.44,b-də isə Vin körpülü kvars generatorunun sxemi göstərilmişdir. Şəkillərdə verilmiş generatorların sxemlərini təhlil edərək, iş rejimlərinin və elementlərinin hesabətını aparın.



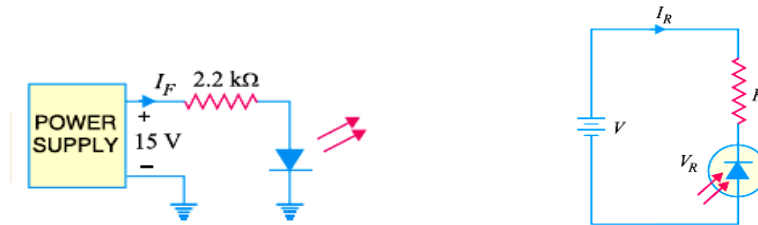
Şək.3.39. Tranzistorlu RC-generatorun sxemi



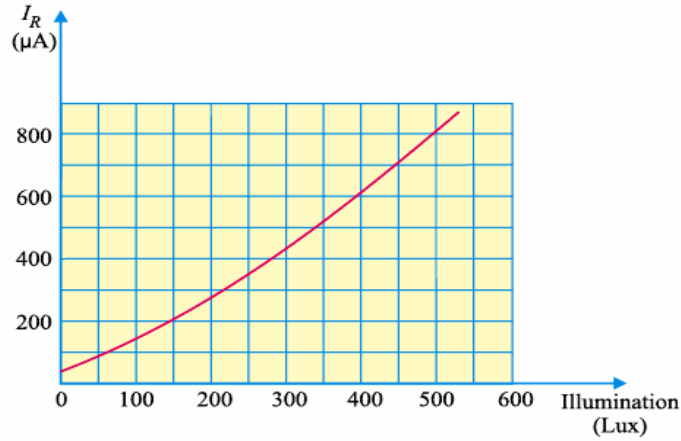
Şək. 3.44. Tranzistorlu LC-generatoru (a) və Vin körpülü kvars generatoru

3.4. Optoelektron cihazları və optocütlər əsasında qurğuların qoşulma sxemlərinin təhlili və parametrlərinin hesablanması

Şəkil 3.45-də şüalandırıcı diodların, və fotodiodların praktiki qoşulma sxemləri, şəkil 3.46-da isə fotodiodun real energetik xarakteristikası göstərilmişdir. Verilmiş sxemlərə uyğun olaraq optoelektron cihazların iş rejimlərini təhlil edərək, elektrik parametrlərini təyin edin və elementləri seçin.

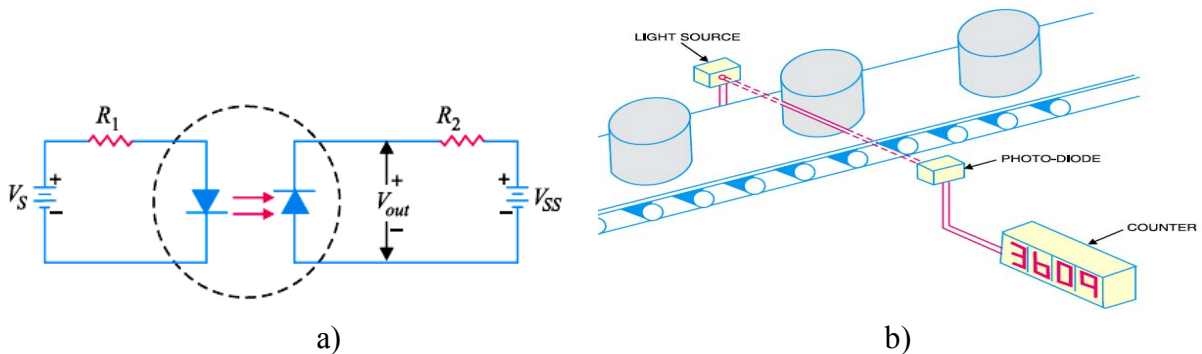


Şək. 3.45. Şüalandırıcı diodun (a) və fotodiodun praktiki qoşulma (b) sxemi



Şək.3.46

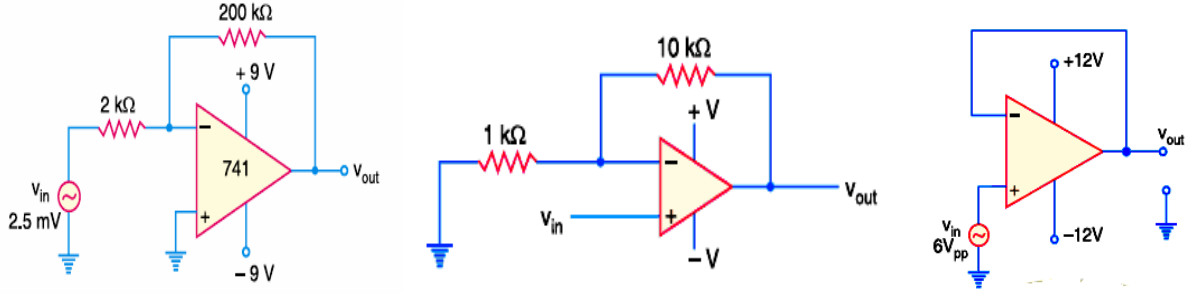
Diodlu optoelektron cütünün misalında optronların qoşulma sxemi (a) və açıq kanallı optocütlərin tətbiqinə (b) misal şəkil 3.47-də verilmişdir. Real istismar şəraitlərinə və tələblərinə uyğun olan optoelektron cihazların işçi rejimlərini hesablamaqla sxem qurun.



Şək. 3.47. Optoelektron cütünün qoşulma sxemi

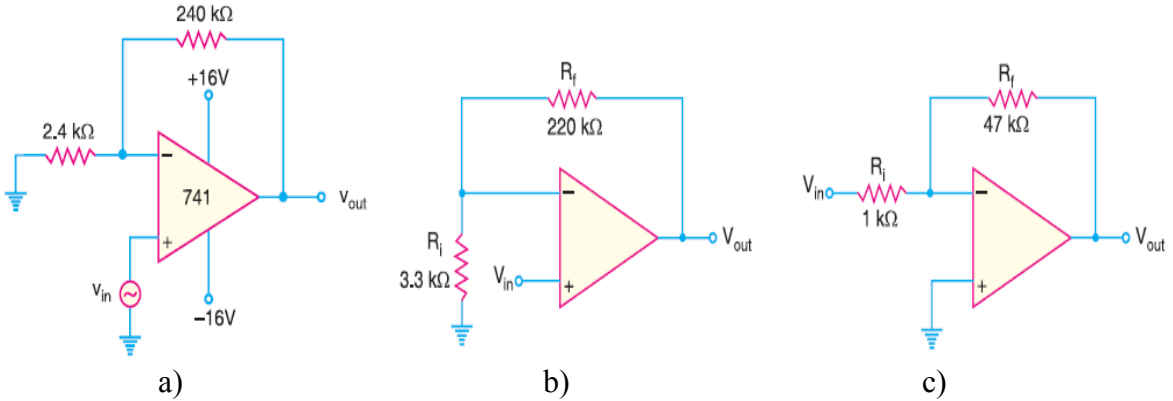
3.5. İnteqral mikrosxemlər əsasında elektron qurğuları, onların praktiki sxemləri və işçi parametrləri

Şəkil 3.48-də əməliyyat gücləndiricilərinin qoşulma sxemi və onun müxtəlif tipik qurğularda tətbiqinə nümunələr verilmişdir. Verilən sxemlər üçün əsas parametrlərin hesabətını aparın və elementlərini seçin.



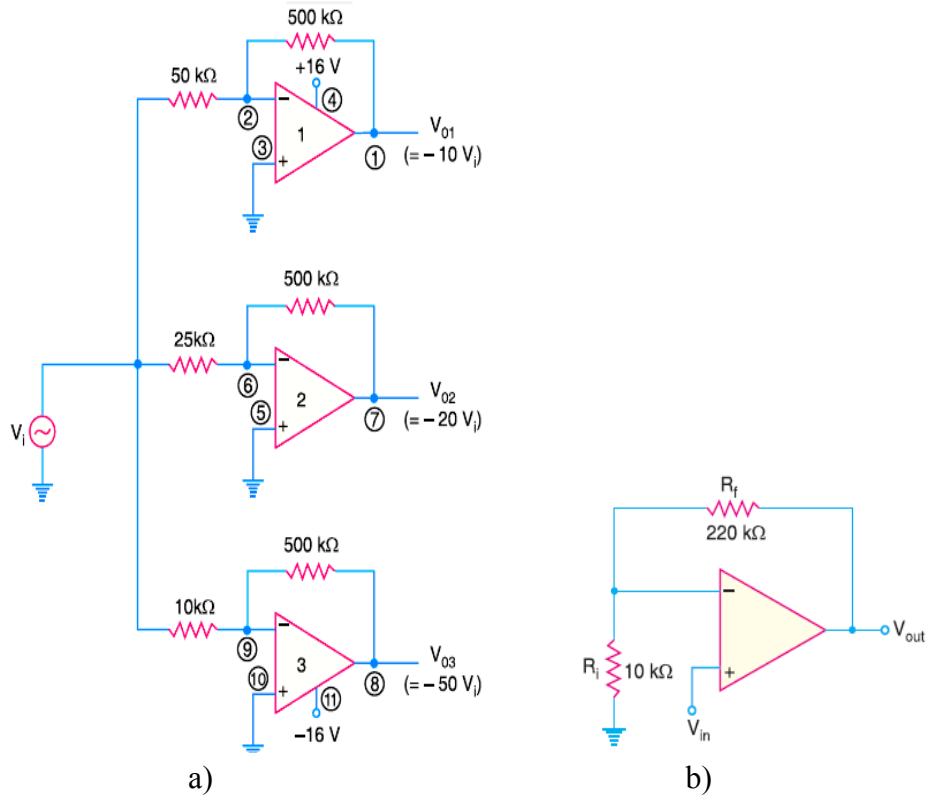
Şək.3.48. Əməliyyat gücləndiricisi və onun əsasında tipik sxemlər

Müxtəlif güclənmə əmsalına və parametrlərə malik olan əməliyyat gücləndirici əsaslı invertləyici gücləndiricilərin şəkil 3.49-da verilmiş sxemləri üçün əsas parametrlərin hesabətını aparın və elementlərini seçin.



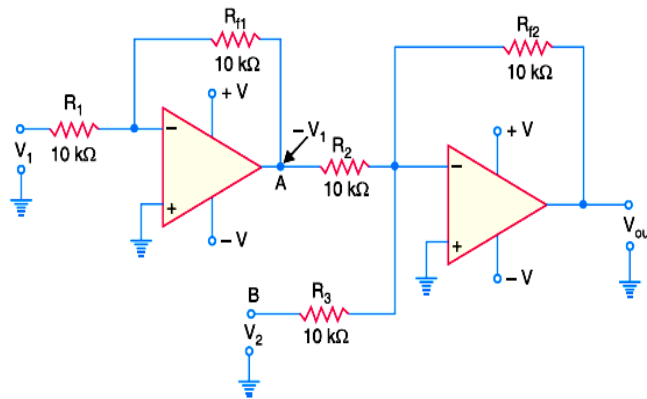
Şək.3.49. Əməliyyat gücləndiricisi əsasında invertləyici gücləndiricilər

Şəkil 3.50,a-da əməliyyat gücləndiricisi əsaslı, girişləri eyni siqnal mənbəyinə qoşulmuş 3 paralel kaskada malik olan gücləndirici və 3.50,b-də isə invertləməyən gücləndiricilərin verilmiş sxemləri üçün əsas parametrlərin hesabətını aparın və elementlərini seçin.



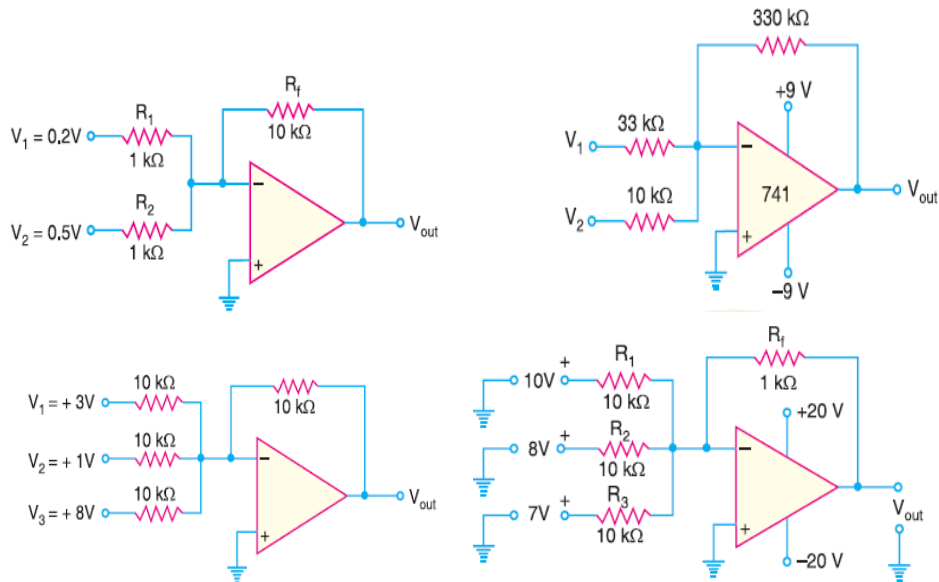
Şək. 3.50. 3 paralel kaskadlı invertləyici (a) və invertləməyən (b) gücləndiricilər

Şəkil 3.51-də əməliyyat gücləndiricisi əsaslı ikikaskadlı gücləndirici blokunun sxemi verilmişdir. Bu sxem üçün əsas parametrlərin hesabətını aparın və elementlərini seçin.



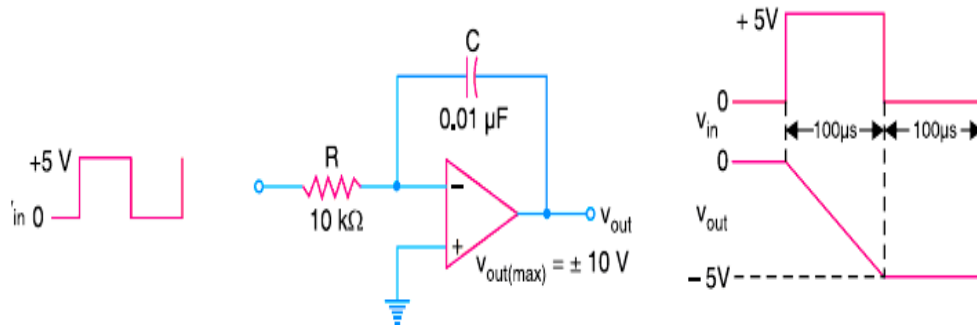
Şək. 3.51. Əməliyyat gücləndiricisi əsaslı İkikaskada invertləyici gücləndirici

Şəkil 3.52-də əməliyyat gücləndiricisi iki və üç girişli cəmləyicilərin sxemləri verilmişdir. Cəmləyicilərin əsas parametrlərin hesabətını aparın və elementlərini seçin.

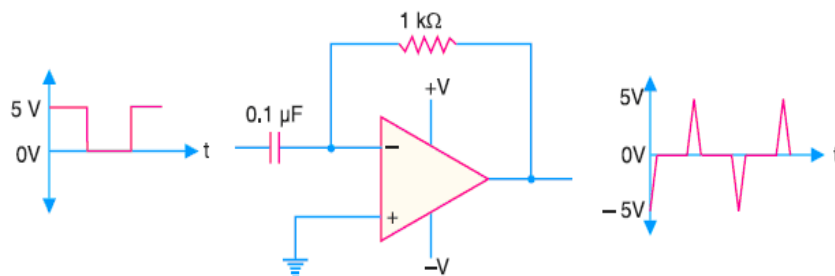


Şək. 3.52. Əməliyyat gücləndirici əsaslı İkikaskada invertləyici gücləndirici.

Praktiki sxemləri 3.53-də və 3.54-də verilmiş inteqrallayıcı və diferensiallayıcı gücləndiricilərin sxemlərini və zaman diaqramlarını təhlil edərək, hesabətını aparın və elementlərini seçin



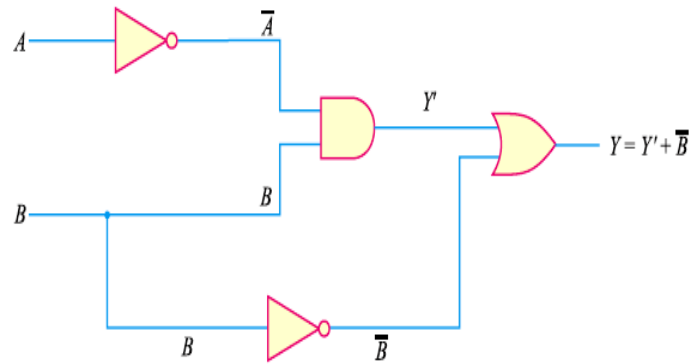
Şək.3.53. İnteqrallayıcı gücləndirici



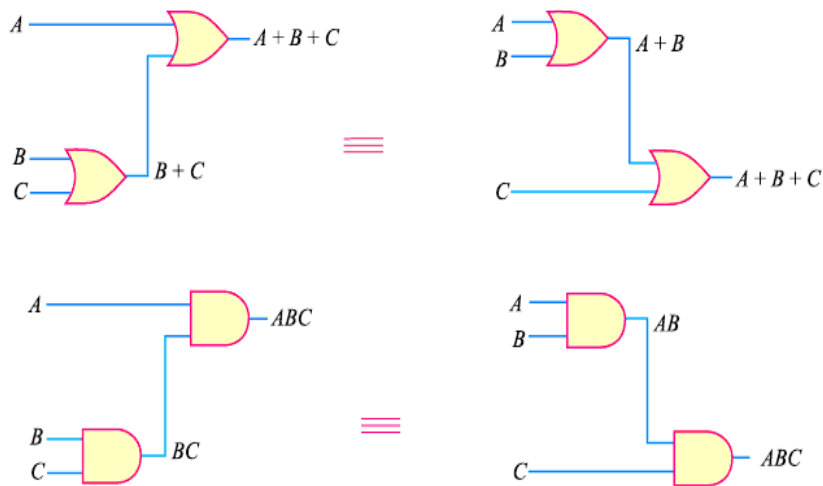
Şək. 3.54. Diferensiallayıcı gücləndirici

Məntiq elementləri əsasında qurulan qurğuların realizə edilməsini əks etdirən, 3.55 və 3.56 şəkillərində verilmiş sxemləri təhlil edərək, qurğuların məntiq funksiyalarını yerinə yetirmək üçün məntiq mikrosxemlərini seçin.

Sxemləri ən geniş yayılmış mikrosxemlər: TTM, TTMSŞ və KMOY elementləri əsasında qurun.



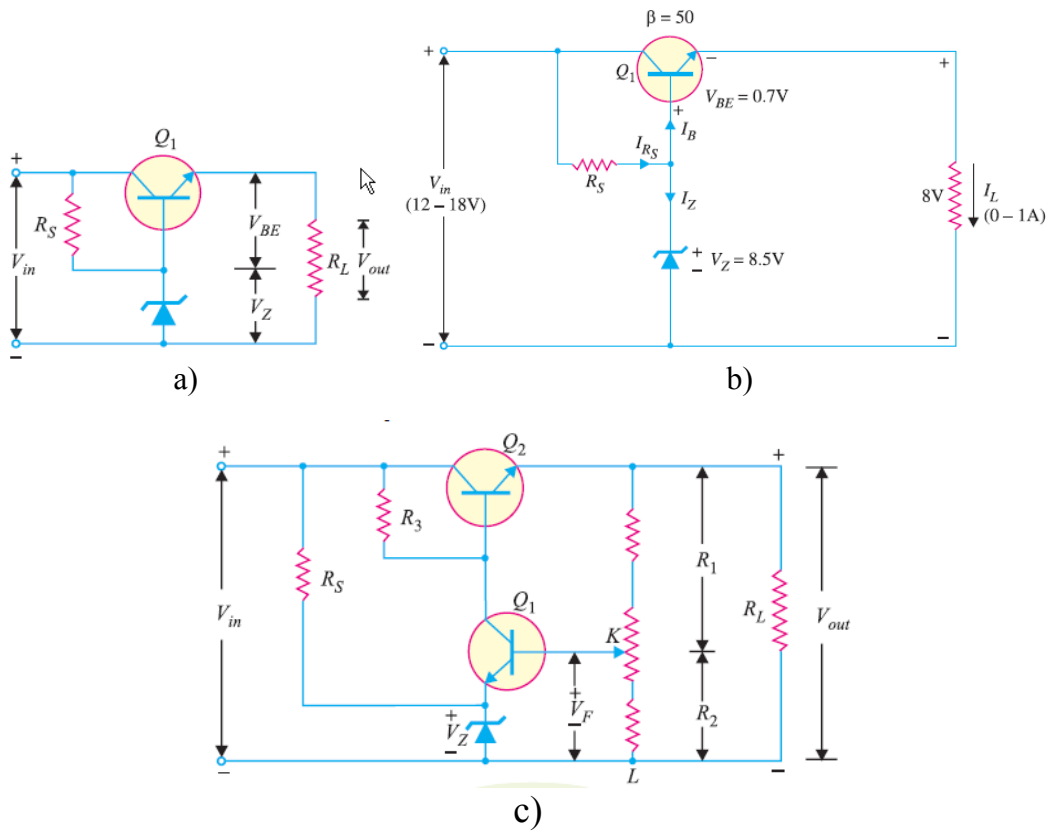
Şək. 3.55



Şək. 3.56

3.6. Tranzistor və mikrosxemlər əsasında gərginlik stabilizatorları, onların praktiki sxemləri və işçi parametrləri

Elektron qurğularının ən vacib qovşaqlarından biri də gərginlik stabilizatorlarıdır. Nəqliyyat avadanlığında, xüsusən də aviasiya avadanlığında, bir çox elektron cihaz sistemlərinin dəqiq işləməsi üçün qida gərginliyinin stabilləşdirilməsi ən vacib şərtlərdən biridir. Yüksək stabillik tələb olunmadığı halda adi, yaxud tənzimləyici elementi (tranzistor) olan parametrik stabilizator istifadə olunur. Nisbətən yüksək stabilizasiya üçün kompensasiyalı stabilizator sxemi istifadə olunur. Şəkil 3.57,a-da tənzimləyici elementli parametrik stabilizatorun, 3.57,b-də konkret parametrlərə malik olan bu tip stabilizatorun, 3.57,c-də isə kompensasiyalı stabilizatorun sxemi verilmişdir. Bu sxemləri təhlil edərək, hesabətını aparın və elementlərini seçin.

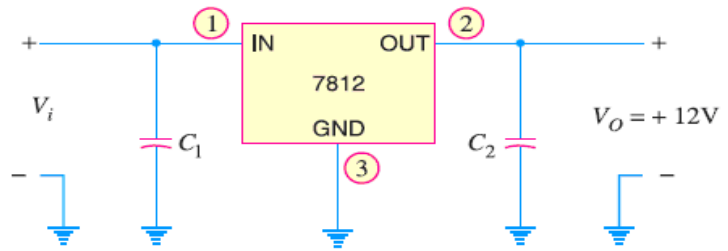


Şək.3.57

Şəkil 3.58-də verilmiş 7800 seriyalı mikrosxem stabilizatorların və 7812 markalı mikrosxem əsasında qurulmuş stabilizatorun sxemini təhlil edərək, hesabatını aparın və elementlərini seçin.

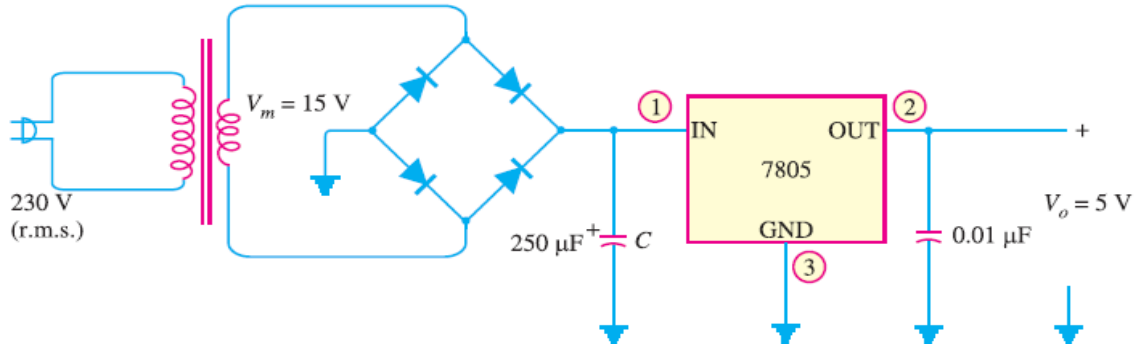
Type number	Output voltage
7805	+5.0 V
7806	+6.0 V
7808	+8.0 V
7809	+9.0 V
7812	+12.0 V
7815	+15.0 V
7818	+18.0 V
7824	+24.0 V

The 7800 series



Şək. 3.58. 7800 seriyalı mikrosxem stabilizatorlar və konkret markalı mikrosxem əsasında qurulmuş gərginlik stabilizatrou

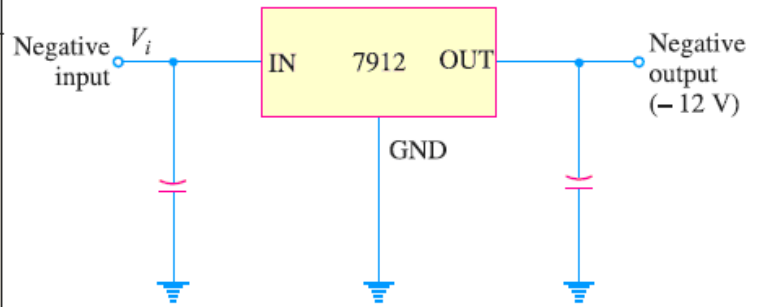
Şəkil 3.59-da verilmiş mikrosxem stabilizatorlu tutum süzğəcli qida blokunun sxemi verilmişdir. Verilmiş konkret parametrləri nəzərə almaqla sxemini təhlil edərək və hesabatını aparın, və onun elementlərini seçin.



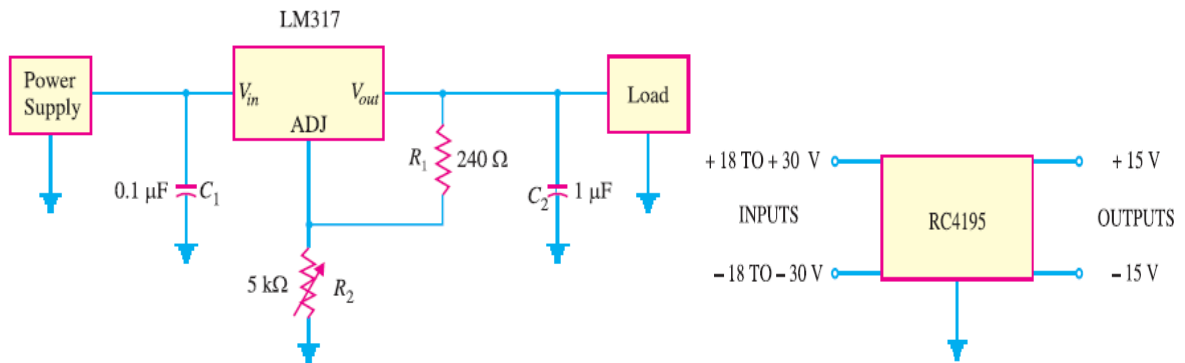
Şək.3.59

Bir sıra electron qurğularının qidalandırılması üçün mənfi qütblü, bəzi hallarda isə iki qütblü qida gərginliyi tələb olunur. Şəkil 3.60-da verilmiş, mənfi qütblü çıxış gərginliyi təmin edən 7900 seriyalı mikrosxem stabilizatorlarının və 7912 markalı mikrosxem əsasında qurulmuş stabilizatorun sxemini təhlil edərək, hesabatını aparın və elementlərini seçin. Şəkil 3.61-də verilmiş idarəolunan ikiqütblü stabilizator sxemini təhlil edərək, hesabatını aparın.

Type number	Output voltage
7905	-5.0 V
7905.2	-5.2 V
7906	-6.0 V
7908	-8.0 V
7912	-12.0 V
7915	-15.0 V
7918	-18.0 V
7924	-24.0 V



Şək.3.60



Şək. 3.61

XÜLASƏ

Oxuculara təqdim olunan bu dərslikdə mövcud olan elektron cihazlarının əyani təsvirlərlə müşayiət olunan, nisbətən sadə dildə və zəruri həcmdə fiziki - texniki təsviri verilmiş, geniş tətbiq olunan elektron qurğularının əsaslarına, onların işinin ətraflı izahına və sxem həllərinə xüsusi yer verilmiş və bununla da, bir tərəfdən tələbələrə vacib olan baza biliklərini vermək, digər tərəfdən mühəndis, magistr, həmçinin elmi işçilərə elektron qurğuları sahəsindəki biliklərini dərinləşdirmək və zənginləşdirmək məsələləri əsas məqsəd kimi qarşıya qoyulmuşdur. Ona görə də bu məsələlərin ən optimal həllini tapmaq heç də asanlıqla əldə olunmamışdır.

Bəzi materiallar dərslikdə tam əhatəli şəkildə verilmədiyindən bir sıra mövzuların, xüsusən tamam yeni bir sahə olan nanoelektronikanın dərinədən öyrənilməsi üçün yeni ədəbiyyat istifadə olunmasına böyük ehtiyac var. Buna baxmayaraq, dərsliyin hər bir cildində yer tapmış nəzəri və praktiki materiallar elektron qurğularının əsasını təşkil edir və bu dərslikdən istifadə edən hər bir kəsə bu sahəyə uyğun olan texniki fənləri, istənilən mürəkkəb texniki ədəbiyyatı yaxşı başa düşməyə, elektron qurğularının sxemlərini sərbəst şəkildə təhlil etməyə, onların elektrik hesabatını yerinə yetirməyə kömək edə bilər.

I cildə verilmiş elektron cihazlarının, həm II cildə, həm də III cildə verilən elektron qurğularının təsviri, eyni zamanda əlavələrdə verilmiş dolğun sorğu materialları və bu materialları tamamlayan sxem variantları elektron qurğularının sxem həllərini tərtib etmək, onların elektrik hesabatını aparmaq və praktiki realizə edilən variantını yaratmaq qabiliyyətinin formalaşdırılmasına əsaslı zəmin yaradır.

Kitabı hazırlayarkən, müəlliflər cihazların fiziki əsaslarına və onların riyazi modellərinə nisbətən az, lakin bu cihazların işini yaxşı başa düşməyə imkan verən əyani təsvirlərə isə geniş yer vermişdir. Bununla yanaşı elektron qurğularının əsaslarını verməklə, müəlliflər qurğuların sxemotexniki həllərinin daha yaxşı başa düşüləcək olmasına çalışmışlar. Bu isə öz növbəsində materialların hazırlanmasında, fəsilərin qruplaşdırılmasında və onların əlaqələndirilməsində böyük vaxt sərfələri tələb etmiş və bir çox texniki çətinliklər yaratmışdır.

Müəlliflər ümid edir ki, görülən işlərin nəticələri faydasız olmayacaq, dərslik, elektron qurğuları sahəsindəki biliklərin əsaslı bünövrəsinin yaradılmasında, oxucuları maraqlandıran əlavə texniki materialların sərbəst öyrənilməsində, elektron qurğularının işlənməsi və yaradılması sahəsində çalışan, hərtərəfli yaradıcılıq qabiliyyətlərinə malik olan savadlı mütəxəssis hazırlanmasında əsas yardımçı vəsaitlərdən biri olacaqdır.

Həmçinin, müəlliflər inanırlar ki, dərslik izahı aydın olan vəsaitlərdən biri kimi texniki ixtisasların tələbələri, mühəndis-texniki heyəti, eyni zamanda elektron qurğularına və onların sxemotexnikasına xüsusi marağı olan həm radiohəvəskarlar, həm də elektronika sevən geniş oxucu kütləsi tərəfindən böyük maraqla istifadə olunacaq.

Ədəbiyyat

1. *Гальперин М.В.* Электронная техника: Учебник. – 2-е изд. Перераб. и доп. – М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2005, 352с.
2. *Avionics fundamentals.* Jeppesen, USA, 2007, 432p.
3. *Нефёдов В.И.* Основы радиоэлектроники и связи: Учебное пособие. М., Высшая Школа, 2009, 735с.
4. *Лачин В.И., Савёлов Н.С.* Электроника: Учебн. пособие. 5-е изд., перераб. и доп - Ростов-на-Дону: «Феникс», 2005, 704с.
5. *Петров К.С.* Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. , учебн. пособие. СПб., Питер, 2003., 512с
6. *Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А.* Полупроводниковые приборы. М.: Энергоатомиздат, 1990, 576с.
7. *Гольденберг Л.М.* Импульсные устройства. М. Радио и связь. 1985, 287с.
8. *Крылов Н.П.* Авиационная радиоэлектроника, М., "Машиностроение", 1984, 196с.
9. *Каяцкас А.А.* Основы радиоэлектроники . М.,Высшая школа,1988,464 с.
- 10.*Манаев Е. И.* Основы радиоэлектроники . М.,Радио и связь ,1990,512 с.
- 11.Авиационная радиоэлектроника. В. А. Бойцов , Н. А. Быков , А.И. Верещака ии др. М., Машиностроение, 1984, 232 с.
- 12.*Воронков Э.Н., Овечкин Ю.А.* Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. М., Машиностроение, 1976, 238с.
- 13.*Игнатов А.Н.* Оптоэлектронные приборы и устройства:
Учебное пособие. – М.: Эко-Трендз, 2006, 272с.
- 14.*Paşayev A.M., Hacıyev N.C., Nəbiyev R.N.* Elektronikanın əsasları. B., MAA, 2003, 271s.
- 15.*Davudov B., Daşdəmirov K.* Radiofizika. Dərs vəsaiti. – Bakı: "Bakı Universiteti" nəşriyyatı", 2008, 392s.
- 16.*Баскаков СИ.* Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Высшая школа, 2005.
17. *Быстрое Ю.А., Мироненко ИГ.* Электронные цепи и микросхемотехника. - М.: Высшая школа, 2002.
- 18.*Угрюмов Е.П.* Цифровая схемотехника: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ – Санкт-Петербург, 2004, 800с.
- 19.*Шустов М.А.* Практическая схемотехника. Полу-проводниковые приборы и их применение. Книга 5. – М.: «АЛЬТЕКС», 2004,304с.
- 20.*Ашихмин А.С.* Цифровая схемотехника. Современный подход. – М.: «ТехБук», 2007, 288с.

21. *Верещака А. И., Олянюк П. В.* Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации. Учеб. для вузов. М.: Транспорт, 1993, 343 с.
22. Новожилов О.П. Основы микропроцессорной техники: В 2 т. - М.: РадиоСофт, 2007.
23. *Гусев ВТ., Гусев Ю.М.* Электроника и микропроцессорная техника. - М.: Высшая школа, 2008.
24. *Голубцов М.С., Кириченкова А.В.* Микроконтроллеры AVR: от простого к сложному. Изд. 2-е, испр., и доп., М., СОЛОН-Пресс (Серия «Библиотека инженера»), 2006, 304с.
25. *Mike Tooley and David Wyatt.* Aircraft Electrical and Electronic Systems. Principles, operation and maintenance. - Oxford OX2 8DP, UK 30 Corporate Drive, Suite 400, Burlington, MA 01803, USA, 2009, 408p.
26. *Пухальский Г. И.* Цифровые устройства: Учебное пособие для вузов - СПб.: Политехника, 1996, 885с.
27. *Бойт К.* Цифровая электроника/ К. Бойт – М.: Техносфера, 2007, 472 с.
28. *Быстрое Ю.А., Мироненко ИГ.* Электронные цепи и микросхемотехника. - М.: Высшая школа, 2002, 386с.
29. *Кузнецов Б.Ф.* Электронные промышленные устройства. – Иркутск.: Изд. Анг.ГТА, 2010, 151с.
30. *Юшин А.М.* Цифровые микросхемы для электронных устройств.: Справочник. – М.: Высш. Школа, 1993, 176с.
31. *Пухальский Г.И., Новосельцева Т.Я.* Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах: Справочник. – М.: Радио и связь, 1990, 304с.
32. *Тарабрин Б.В. и др.* Интегральные микросхемы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1984, 328с.
33. *Корякин-Черняк С.Л.* Зарубежные микросхемы, транзисторы, диоды 0...9: Справочник. – СПб.: Наука и Техника, 2001, 688с.
34. *Mehta V.K., Mehta Rohit.* Principles of electronics. S. Chand & Company, 7361, Ram Nagar, New Delhi-110 055. Thoroughly Revised Eleventh Edition 2008, 778p.

M Ü N D Ə R İ C A T	
Ön söz.....	5
Əsas ixtisarlarm siyahısı.....	7
Giriş.....	9
Fəsil 1. ANALOQ GÜCLƏNDİRİCİ QURĞULARI VƏ ONLARIN XÜSUSİYYƏTLƏRİ	12
1.1 Gücləndirici qurğular və onların təsnifatı.....	12
1.2. Gücləndiricinin əsas xarakteristikaları.....	14
1.3. Gücləndirici qurğuların riyazi təsviri.....	21
1.4. Gücləndirici qurğuların tezlik xarakteristikaları.....	23
1.5. Gücləndirici qurğularda əks əlaqə və onun növləri.....	26
1.6. Əks rəbitə dövrəsinin gücləndirici qurğunun əsas xarakteristikalarına təsiri.....	31
1.6.1. Əks əlaqənin güclənmə əmsalına təsiri.....	31
1.6.2. Mənfi əks əlaqənin gücləndiricinin tezlik zolağına təsiri.....	33
1.6.3. Mənfi əks əlaqənin gücləndirmənin qeyri - sabilliyinə təsiri.....	34
1.6.3. Mənfi əks əlaqənin giriş müqavimətinə təsiri.....	35
1.6.4. Mənfi əks əlaqənin çıxış müqavimətinə təsiri.....	36
1.6.5. Mənfi əks əlaqənin qeyri-xətti təhriflərə təsiri.....	38
Fəsil 2. TRANZİSTORLU GÜCLƏNDİRİCİLƏRİN SXEMOTEXNİKASI.....	40
2.1. Ümumi emitterli sxem üzrə yaradılan gücləndirici kaskadlar.....	40
2.1.1. Gücləndirici kaskadların güclənmə rejimləri (sinifləri).....	44
2.1.2. İşçi nöqtənin seçilməsi. Dinamiki xarakteristika.....	47
2.1.3. İşçi nöqtənin sabilləşdirilməsi üsulları.....	50
2.1.4. Yük cərəyanına görə ardıcıl mənfi əks əlaqəyə malik kaskad.....	51
2.1.5. Çıxış gərginliyinə görə paralel mənfi əks əlaqəli kaskad.....	53
2.1.6. Əks əlaqəli kaskadların tezlik xarakteristikalarının formalaşdırılması.....	54
2.2. Ümumi istoklu gücləndirici kaskad.....	56
2.3. Emitter və istok təkrarlayıcıları.....	58
2.4. Sabit cərəyan və gərginlik mənbələri.....	59
2.4.1. Bipolyar tranzistorlu cərəyan mənbələri.....	60
2.4.2. Sabit gərginlik mənbəyi.....	61
2.5. «Cərəyan güzgüsü» sxemi.....	63
2.6. Aktiv yük.....	64
2.7. Tərkibli tranzistor.....	66
2.7.1. Tərkibli tranzistorların Darlington sxemi.....	66
2.7.2. Tərkibli tranzistorların Şklayi sxemi.....	67

2.8. Aşağı tezlik gücləndiricisi.....	68
2.8.1. İlkin gücləndirici.....	69
2.8.2. Genişzolaqlı gücləndirici.....	73
2.8.3. Çıxış güc gücləndirici kaskad.....	74
2.8.4. Transformatorsuz güc gücləndiriciləri.....	76
2.9. Çoxkaskadlı gücləndiricilər.....	79
2.10. Sabit cərəyan gücləndiricisi.....	80
2.11. Diferensial gücləndirici.....	84
2.12. Analoq inteqral sxemotexnikanın elementləri.....	87
2.13. Tranzistorlu elektron qurğularının qida sxemləri.....	90
Fəsil 3. ƏMƏLİYYAT GÜCLƏNDİRİCİLƏRİ ƏSASINDA ELEKTRON QURĞULARI.....	
	92
3.1. Əməliyyat gücləndiricilərinin yaradılması prinsipi və tətbiq sahələri.....	93
3.2. Əməliyyat gücləndiricilərinin əsas parametrləri və xüsusiyyətləri.....	96
3.3. Əməliyyat gücləndiricilərinin tezlik xüsusiyyətləri.....	98
3.4. Əməliyyat gücləndiricilərinin təsnifatı.....	100
3.5. Əməliyyat gücləndiriciləri əsasında tipik qurğuların sxemotexnikası.....	101
3.5.1. Gərginlik təkrarlayıcısı.....	101
3.5.2. İnvərtləyici gücləndirici.....	103
3.5.3. Qeyri-inversləyici gücləndirici.....	104
3.5.4. ƏG-də cəmləmə və orta qiymətin təyini sxemi.....	104
3.5.5. Analoq inteqratoru.....	106
3.5.6. Diferensiallayıcı qurğu.....	107
3.5.7. Loqarifmik və antiloqarifmik gücləndiricilər.....	110
3.5.8. Səviyyə məhdudlaşdırıcıları.....	110
3.5.9. Zəif siqnallar detektoru.....	111
3.5.10. Sıfır detektoru.....	111
3.5.11. Aktiv süzgeçlər.....	112
3.5.12. Aşağı tezlik süzgeçləri.....	114
3.5.13. Yüksək tezlik süzgeçləri.....	115
3.5.14. Komparatorlar.....	116
Fəsil 4. ELEKTRİK SİQNAL GENERATORLARI VƏ ONLARIN SXEMOTEXNİKASI	
	118
4.1. Ümumi məlumatlar.....	118
4.2. Harmonik rəqs generatorları.....	120
4.3. LC Avtogeneratorlar.....	128

4.4. RC-avtogenetörler.....	132
4.5. Avtogenetörda generasiya olunan rəqslərin tezliyinin stabiləşdirilməsi.....	135
Fəsil 5. İMPULS FORMALAŞDIRICI QURĞULAR.....	141
5.1. İmpuls siqnalları və elektron kommutasiya sxemləri haqqında ümumi məlumatlar.....	141
5.2. Yarımkəçirici elektron açarları və onların iş rejimləri.....	143
5.2.1. Diod elektron açarı.....	143
5.2.2. Bipolyar tranzistorlarda açar sxemi.....	145
5.2.3. Sahə tranzistorlarında açar sxemi.....	150
5.3. Triggerlər.....	151
5.3.1. Simmetrik triggerlər.....	151
5.3.2. Emitter əlaqəli trigger.....	153
5.4. Multivibratorlar.....	154
5.4.1. Avtorəqs multivibratoru.....	155
5.4.2. Gözləyən multivibrator (Təkvibrator).....	158
5.4.3. Əməliyyat gücləndiricilərində yaradılan multivibrator.....	160
5.4.4. Məntiq elementləri əsasında qurulan multivibratorlar.....	163
5.5. İmpulsların formalaşdırılması və generasiya edilməsi.....	166
5.5.1. Qısa impulsların formalaşdırılması.....	167
5.5.2. İmpuls genişləndiricisi.....	167
5.5.3. Zaman intervalı formalaşdırıcısı.....	168
5.5.4. Blokiq-generatorlar.....	169
Fəsil 6. QEYRİ-ELEKTRİK KƏMİYYƏTLƏRİN ELEKTRİK KƏMİYYƏTLƏRİNƏ ÇEVRİLMƏSİ QURĞULARI.....	172
6.1. Gərginlik – zaman çeviriciləri.....	175
6.2. Gərginlik - tezlik çeviriciləri.....	176
6.3. Temperatur – tezlik çeviricisi.....	178
6.4. Gərginlik – cərəyan çeviricisi.....	180
Fəsil 7. ELEKTRİK QIDA MƏNBƏLƏRİ.....	182
7.1. İkinci elektrik qida mənbələri.....	182
7.2. Dəyişən gərginliyi döyünən gərginliyə çevirən çeviricilər.....	185
7.2.1. Bir fazalı bir yarımpəriodlu düzləndirici.....	185
7.2.2. Bir fazalı iki yarımpəriodlu düzləndirici.....	187
7.2.3. İki yarımpəriodlu körpü düzləndirici.....	187
7.3. Hamarlayıcı süzgəclər.....	188
7.3.1. Ümumi məlumatlar.....	188
7.3.2. Tutum süzgəci.....	190
7.3.3. İnduktiv süzgəc.....	191
7.3.4. LC-süzgəclər.....	193

7.3.5. Rezistiv-tutum süzgəcləri.....	195
7.3.6. Rezonans konturlu süzgəclər.....	196
7.4. Qida gərginliyinin stabilləşdirilməsi qurğuları.....	199
7.4.1. Parametrik gərginlik stabilizatoru.....	199
7.4.2. Stabilitron əsasında stabilləşdirmə.....	200
7.4.3. Paralel və ardıcıl tranzistorlu gərginlik stabilizatorları.....	201
7.4.4. Cərəyan stabilizatoru.....	204
7.4.5. Yüklənmədən müdafiə sxemləri.....	204
7.4.6. Kompensasiyalı stabilizator.....	205
7.4.7. İS əsasında gərginlik stabilizatoru.....	205
7.5. Sabit gərginliyin dəyişən gərginliyə çevrilməsi qurğuları.....	206
7.6. Güc elektron qurğuları və onların sxemotexnikası.....	208
7.6.1. Kontaktsiz dəyişdirici qurğular (Cərəyan kəsiciləri).....	210
7.6.2. İdarə olunan düzləndiricilər.....	214
7.6.3. İnvortorlar.....	216
7.6.4. Tezlik çeviriciləri.....	221
Fəsil 8. ANALOQ VƏ İMPULS QURĞULARININ AVIASİYA AVADANLIĞINDA TƏTBİQİ SXEMLƏRİ.....	224
8.1. Bort avionika qurğuları və sistemləri haqda ümumi məlumat.....	224
8.2. Təyyarə elektrik qida mənbələri və çeviriciləri.....	225
8.2.1. Bort düzləndirici qurğuları.....	225
8.2.2. Sabit gərginlik stabilizatoru.....	226
8.2.3. Çevirici qurğu.....	227
8.2.3. Dəyişən cərəyan generatorunun gərginlik tənzimləyicisi.....	227
8.2.4. Sabit cərəyan generatorlarının gərginlik tənzimləyicisi.....	228
8.2.5. Bort statik invortorları.....	231
8.2.8. Elektromexaniki çeviricilər.....	232
8.3. Qoruyucu dövrələr və sxemlər.....	232
8.4. İşıqlanmanın və displeylərin idarə olunması qurğuları.....	235
8.4.1. İşıqlanmanın idarə olunması sxemləri.....	235
8.4.2. Displeylərin idarə olunması.....	237
ƏLAVƏLƏR.....	238
Əlavə 1. Elementlərin şərti-qrafiki işarələri.....	238
Əlavə 2. Geniş yayılmış yarımkeçirici cihazların parametrləri, istismar şərtləri və tətbiq sahələri.....	247
2.1. Yarımkeçirici diodların parametrləri, istismar şərtləri və tətbiq sahələrinə nümunələr.....	247
2.1.1. Diodların parametrlərinin təsnifatı.....	247
2.1.2. Universal təyinatlı diodlar, düzləndirici diodlar.....	259
2.1.3. Universal təyinatlı azgüclü yüksək tezlikli diodlar.....	259

2.1.4. Stabiltronlar.....	260
2.1.5. Varikaplar.....	261
2.1.6. Işıq diodları və yarımkəçirici rəqəm indikatorları.....	262
2.2. Tranzistorların parametrləri, istismar şərtləri.....	266
2.2.1. Tranzistorların təsnifatı və işarələnmə sistemləri.....	266
2.2.2. Tranzistorların əsas parametrləri və ən geniş yayılmış tranzistor markaları.....	268
2.3. Tiristor və simistorlar.....	277
2.4. Analox mikrosxemləri.....	279
2.4.1. Sıqnal gücləndiriciləri.....	279
2.4.2. Əməliyyat gücləndiricilərinin növləri və tətbiq sahələri.....	282
2.5. Rəqəm mikrosxemləri.....	285
2.5.1. Məntiq elementləri və onların strukturları.....	285
2.5.2. Geniş yayılmış məntiq mikrosxemlərinin seriyaları və onların İTX-ları....	287
2.6. Sxemlərin hesabatına nümunələr.....	293
Əlavə 3. Yarımkəçirici elektron cihazlarının parametrlərinin və qoşulma sxemlərinin təhlili və hesablanmasına aid misallar.....	296
3.1. Yarımkəçirici diodların qoşulma sxemləri və parametrləri.....	296
3.2. Tranzistorların elektron qurğularında praktiki qoşulma sxemləri və onların işçi rejimləri.....	300
3.3. Tranzistorlu elektron qurğularının praktiki sxemləri.....	304
3.4. Optoelektron cihazları və optocütlər əsasında qurğuların qoşulma sxemlərini təhlili və parametrlərinin hesablanması.....	309
3.5. İnteqral mikrosxemlər əsasında elektron qurğuları, onların praktiki sxemləri və işçi parametrləri.....	310
3.6. Tranzistor və mikrosxemlər əsasında gərginlik stabilizatorları, onların praktiki sxemləri və işçi parametrləri.....	313
XÜLASƏ.....	316
ƏDƏBİYYAT.....	317



Arif Mir Cəlal oğlu Paşayev, f.-r.e.d., AMEA-nın həqiqi üzvü, Milli Aviasiya Akademiyasının (MAA) rektoru. 1957-ci ildə Odessa Elektrotexnika Rabitə İnstitutunu bitirib. 1959-cu ildən AMEA-nın Fizika İnstitutunda elmi fəaliyyətə başlamış, həmin vaxtdan o, yarımkeçirici materialların elektrofiziki parametrlərini kontaktsız ölçmək üçün cihazlar, qurğular, mikrominiatur dəqiq çeviricilər işləyib yaratmışdır. 1966-cı ildə namizədlik, 1978-ci ildə doktorluq dissertasiyasını müdafiə etmişdir. 400-dən çox elmi əsərin, 20-dən artıq kitabın və monoqrafiyanın, 40-dan çox ixtiranın və patentin müəllifidir. A.M. Paşayev Dövlət mükafatına, "SSRİ-nin ixtiraçısı" medalına, akademik Y.Məmmədaliyev adına medala və İngiltərə Beynəlxalq Bioqrafiya Mərkəzinin qızıl

medalına və "Şöhrət ordeni"nə layiq görülmüş, "XXI əsrin tanınmış alimi" beynəlxalq diplomu ilə təltif edilmişdir. 1971-ci ildən 1996-cı ilədək AMEA-nın Fizika İnstitutunun "Zədəsiz ölçmə və nəzarətin fiziki üsulları" ETL-nə rəhbərlik etmiş, 1996-cı ildən indiyədək MAA-nın rektorudur. Onun rəhbərliyi altında MAA-nın elmi fəaliyyəti çox şaxəli istiqamətlərə yönəlmiş, MAA **Dövlətlərarası Aviasiya Komitəsinin** qərarı ilə "Mülki Aviasiya ali təhsil müəssisəsi" sertifikatına layiq görülmüş və Beynəlxalq Mülki Aviasiya Təşkilatının ali təhsil müəssisələrinin siyahısına daxil edilmişdir.

Bir sıra akademiyaaların akademiki olan Arif Paşayevin elmi axtarırlarının əsas istiqaməti yarımkeçiricilər fizikası və texnikasıdır.



Afif Rəşid oğlu Həsənov, t.e.d., professor, AMEA-nın müxbir üzvü, MAA-nın elmi işlər üzrə prorektoru, eyni zamanda "Aviasiya radiotexnikası və elektronikasi" (hal-hazırda "Radioelektronika") kafedrasının müdiri. 1974-cü ildə Leninqrad Elektrotexniki Rabitə İnstitutunu bitirib. 1974-1993-cü illərdə müxtəlif təyinatlı müəssisələrdə mühəndis, aparıcı mühəndis, b.e.i. vəzifələrində çalışmış, HHİE AS-lərinin işlənməsində iştirak etmişdir. 1993-cü ildə namizədlik, 2003-cü ildə doktorluq dissertasiyasını müdafiə edib. Uzun müddət AMEA Fizika İnstitutunda laboratoriya müdiri vəzifəsində çalışmış və Az.TU-da pedaqoji fəaliyyət ilə məşğul olmuşdur. Sinqalların işlənməsi üçün yeni tipli akusto-optik metodların və

vasitələrin yaradılması problemləri üzərində çalışır. 150-dən çox elmi əsərin, 7 ixtira və 4 patentin, 4 monoqrafiyanın, 3 dərsliyin, 4 dərs vəsaitinin və 9 tədris-metodik işin müəllifidir.

1996-cı ildən MAA-da kafedra müdiri, 2005-ci ildən elmi işlər üzrə prorektor vəzifələrində çalışır. Kafedra nəzdindəki «Radioelektron sistemlərin işlənməsi və təbiiqi» problem laboratoriyasının rəhbəridir. Müxtəlif mövzulu Elmi tədqiqat (ETİ) və Təcrübə konstruktor (TKİ) işlərinin elmi rəhbəri olmuşdur. MAA-da fəaliyyət göstərən İxtisaslaşdırılmış Dissertasiya Şurasının həmsədridir.

Maraq dairəsi: radioelektronika, akustooptika və məsafədən video müşahidə sahələridir. Əlaqə tel: (+994 12) 497 27 54, 497 26 00 (20-60 -kafedra) –Email: hasanov@naa.edu.az



İslam Əsəd oğlu İsgəndərov, f.-r.e.n., dosent, MAA-nın "Avionika" kafedrasının müdiri. 1985-ci ildə Sevastopol Cihazqayırma İnstitutunu bitirib. 1985-1991-ci illərdə Fotoelektronika ETİ-də (AMEA Fizika İnstitutunun bir bölməsi), 1991-1995-ci illərdə Az.MİU-nun "Metal və ərintilər fizikası" ETL-də mühəndis, elmi işçi vəzifələrində çalışmış, həmin dövrlərdə mürəkkəb birləşmələrin xassələrinin tədqiqi üçün eksperimental qurğuların işlənilməsi üçün hazırlanması və onların tədqiqi ilə məşğul olmuşdur.

1995-ci ildən MAA-nın ETAİ-də b.e.i., şöbə müdiri, laboratoriya müdiri, 1999-cu ildən "Aviasiya radiotexnikası və elektronikasi" kafedrasında müəllim, baş müəllim, dosent, 2005-2011-ci illərdə həmin kafedranın müdiri vəzifəsində işləmişdir.

2002-ci ildə 01.04.01 ixtisası üzrə namizədlik dissertasiyasını müdafiə etmişdir. 70-dən çox elmi-metodiki işin, o cümlədən, 6 patentin, 2 dərs vəsaitinin və 3 metodik vəsaitin müəllifidir. 1999-cu ildə MAA-da, 2004-cü ildə Xarkovda, 2007-ci ildə "AZAL" – da və 2008-ci ildə Almaniya aviasiya texnikası üzrə kurslar keçmişdir. 2014-cü ildə Alma-Ata şəhərində QRMAA-da "Aviasiya texnikası avadanlıqlarının istismarı" ixtisası üzrə magistrantlara iki həftəlik xüsusi kursların tədrisini həyata keçirmişdir. Bir sıra ETİ və TKİ-lərdə məsul icraçı və rəhbər olmuşdur. Təyyarələrin yüklənməsinə və uçuşlara nəzarət sistemlərinin və bort elektron sistemlərinin mükəmməlləşdirilməsi istiqamətində elmi-tədqiqat işləri aparır. 2011-ci ildən yeni açılmış "Avionika" kafedrasının müdiri vəzifəsində çalışır.

Maraq dairəsi: avionika, radioelektronika və sxemotexnika sahələridir. Əlaqə telefonu: (+994 12) 497 26 00 (24-26). 055 717 32 77; 050 281 29 39. Email: islam.nus@mail.ru



Fikrət Abdulla oğlu Abdurəhimov, t.e.n., 1968-ci ildə Azərbaycan Neft və Kimya institutunu bitirmişdir. 1968-1970-ci illərdə zabit kimi hərbi qulluqda olmuş və tank batalyonunun rabitə rəisi, 1970-1973-cü illərdə "Neftkimyaavtomat" ETLİ-də mühəndis, 1973-1978-ci illərdə "Mikroelektronika" XKB-də baş mühəndis vəzifəsində işləmişdir.

1978-ci ildən Azərbaycan Texniki Universitetinin "Radiotexnika" kafedrasında çalışır. 05.11.16 - "İnformasiya-ölçmə və idarəetmə sistemləri" ixtisası üzrə namizədlik dissertasiyasını müdafiə etmişdir.

70-dən çox elmi məqalənin, o cümlədən 5 müəlliflik şəhadətnaməsinin, 1 dərsliyin, 1 dərs vəsaitinin, 3 metodik vəsaitin müəllifidir.

1998-ci ildən başlayaraq, fasilələrlə MAA-nın "Aviasiya radiotexnikası və elektronikasi" kafedrasında saat hesabı və yarımştat olaraq əvəzçi müəllim vəzifələrində çalışıb. Hal-hazırda həmin kafedrada 0,5 ştat baş müəllim kimi dərs aparır.

Maraq dairəsi – İnformasiyanın qəbulu, emalı və ötürülməsi sahəsidir

A.M. Paşayev, A.R. Həsənov
İ.Ə.İsgəndərov, F.A.Abdurəhimov

ELEKTRON QURĞULARININ ƏSASLARI

Cild 2. ANALOQ VƏ İMPULS QURĞULARI

Dərslik “Mülki Aviasiya” redaksiy
Heyəti tərəfindən baxılmış və çapına
icazə verilmişdir
Çapa hazırlanmışdır 10.09.14

Korrektor Əliyeva O.V.

Dərslik “Azərbaycan Hava Yolları”
Qapalı Səhmdar Cəmiyyəti
Milli Aviasiya Akademiyasının
Poliqrafiya Mərkəzində şap edilmişdir.
Tirajı 100 nüsxə