

# **RADİOFİZİKA**

**Ali məktəblər üçün dərs vəsaiti**

Azərbaycan Respublikası Təhsil  
nazirinin 06.11.2007-ci il tarixli 1132  
saylı əmri ilə təsdiq edilmişdir.

**«Bakı Universiteti»  
nəşriyyatı - 2008**

Elmi redaktoru: fizika-riyaziyyat elmləri namizədi,  
dosent **N.Ə.Məmmədov**

Rəyçilər: fizika-riyaziyyat elmləri doktoru,  
professor **V.M.Salmanov**  
fizika-riyaziyyat elmləri doktoru,  
professor **B.Ş.Barxalov**

**Davudov B., Daşdəmirov K.**

Radiofizika. Dərs vəsaiti, Bakı: «Bakı Universiteti» nəşriyyatı,  
2008, 392 səh., şəkilli.

Kitabda xətti və qeyri-xətti sistemlərin araşdırılması üsulları, elm və texnikanın müxtəlif sahələrində geniş tətbiq olunan radiotexniki sxemlər, siqnalların generasiyası, gücləndirilməsi, modullaşdırılması və detektə edilməsi kimi mühüm radiotexniki məsələlər ətraflı şərh edilir, elektrovakuum, yarımqeçirici cihazlar və integral mikrosxemlər əsasında yaradılmış radioelektron qurğuların iş prinsiplərindən, impuls və rəqəm texnikasının əsas elementlərindən bəhs olunur.

Dərs vəsaiti, əsasən, ali məktəblərin fizika, fiziki elektronika, yarımqeçiricilər fizikası istiqamətlərində bakalavr pilləsində təhsil alan tələbələr üçün nəzərdə tutulmuşdur. Vəsait, həmçinin, uyğun ixtisaslar üzrə magistrant, aspirant, elmi işçi, mühəndis və müəllimlər üçün də faydalı ola bilər.

$D \frac{2302020100 - 01}{M - 658(07) - 002} - 002 - 2008$

© «Bakı Universiteti» nəşriyyatı, 2008

*Bu kitabı respublikamızda fiziki elektronikanın inkişafında xüsusi xidmətləri olan professor Qafar İbrahim oğlu Əfəndiyevin əziz xatirəsinə ithaf edirik.*

## ÖN SÖZ

Hazırda elm və texnikanın, eləcə də, xalq təsərrüfatının bir çox sahələrində müxtəlif radioelektron qurğulardan geniş istifadə edilir; müasir kosmik və hərbi texnika, elektron hesablama maşınları, kompüterlər, müxtəlif sənaye robotları, laboratoriya və elmi tədqiqatlarda istifadə olunan qurğuların əksəriyyəti radioelektron elementlərindən təşkil olunmuşdur. Bu sahələrdə işləyən mütəxəssislər radioelektronikanın əsaslarını bilməlidirlər. Buna görə də, demək olar ki, dünyanın bütün universitetlərində, texniki ali məktəblərdə və bir sıra kolleclərdə «Radioelektronikanın əsasları» və «Radiofizika» kursları bu, yaxud digər şəkildə tədris edilir.

Bu dərs vəsaiti universitetlərin fizika fakültələrində tədris edilən «Radioelektronikanın əsasları» və «Radiofizika» kurslarının proqramına uyğun yazılmışdır. Vəsaitdə müxtəlif xətti və qeyri-xətti radioelektron dövrələrə baxılmış, onlarda gedən prosesləri araşdırmaq üçün mövcud üsullar verilmişdir. Kitabda elektron, ion və yarımqeçirici cihazlarda gedən proseslərin fiziki cəhətdən izahına xüsusi diqqət yetirilir, elektrik siqnallarının generasiyası, gücləndirilməsi və çevrilməsi kimi mühüm radiotexniki məsələlər, inteqral mikrosxemlər və bunların əsasında yaradılan bəzi radioelektron qurğuların iş prinsipləri şərh olunur.

Hazırda istehsal proseslərinin avtomatlaşdırılmasında, elektron-hesablama texnikasında, rabitə texnikasında və s. sahələrdə impuls və rəqəm texnikasının əsaslarını bilmək zəruriyyəti yaranmışdır. Bunu nəzərə alaraq kitabda impuls və rəqəm texnikasının əsas elementlərində və onların əsasında hazırlanan bəzi radiosxemlərdə gedən fiziki proseslərin izahına xüsusi yer verilmişdir.

Dərs vəsaitinin əsasını müəlliflərin Bakı Dövlət Universitetinin fizika fakültəsində bakalavr və magistraturada təhsil alan tələbələr üçün oxuduqları mühazirələr təşkil edir. Vəsaitdən bir çox texniki ali

məktəblərin tələbələri, radiotexnika və elektronikanın müxtəlif sahələrində işləyən mütəxəssislər də istifadə edə bilərlər. Kitab eyni zamanda «İnformatika və hesablama texnikasının əsasları» fənnini orta məktəblərdə və liseylərdə tədris edən müəllimlər üçün də faydalı ola bilər.

Əlyazmanı oxuyub qiymətli məsləhətlər verdiklərinə və tənqidi qeydlərinə görə müəlliflər Bakı Dövlət Universitetinin «Fiziki elektronika» kafedrasının əməkdaşlarına və eləcə də, kitabın tərtibatında fəal iştirak edən fizika fakültəsinin tələbələrinə öz minnətdarlıqlarını bildirirlər.

Müəlliflər, kitab barədə öz irad və qeydlərini göndərəcək oxuculara əvvəlcədən təşəkkür edirlər. Qeyd və arzuları bu ünvanlara göndərmək olar: Az. 1148, Bakı, akad. Z.Xəlilov küçəsi 23, Bakı Universiteti nəşriyyəti; [imran\\_davud@yahoo.com](mailto:imran_davud@yahoo.com), t. (99412) 472 83 89, (050) 348 79 13; (99412) 432 13 38.

*Müəlliflər*

## I F Ə S İ L

### RADİOFİZİKA VƏ RADİOELEKTRONİKANIN ƏSAS ANLAYIŞLARI VƏ PRİNSİPLƏRİ

#### §1.1. Radiofizikanın predmeti və tətbiq sahələri

Radionun kəşfi (7 may 1895-ci il) böyük rus alimi A.S.Popovun adı ilə bağlıdır. 1897-ci ildə italyalı alim Q.Markoni də elektromaqnit dalğalarının ötürülməsi üsuluna aid patent almışdır. Lakin onun patenti dünyanın bütün ölkələri tərəfindən qəbul olunmamışdır.

Qeyd etmək lazımdır ki, radionun ixtirası XIX əsrdə fizika elmində, xüsusilə onun elektrik və maqnit hadisələri öyrənmənin bölmələrində baş vermiş bir sıra fundamental kəşflər, nəzəri və təcrübi tədqiqatlar nəticəsində mümkün olmuşdur. M.Faradey və Q.Hers tərəfindən aparılan çox dəyərli təcrübələr və bunların C.Maksvel tərəfindən nəzəri əsaslandırılması radionun yaranmasına güclü təkan vermişdir.

R a d i o termini radiasiya (şüalanma) mənasını verən latın sözü olan «r a d i a r e» sözündən götürülmüşdür. Radio, kəşfindən sonra keçən təxminən iyirmi il ərzində yalnız rabitə məqsədi ilə tətbiq olunmuşdur. İnformasiyanın elektromaqnit dalğaları vasitəsilə naqilsiz ötürülməsi məsələləri ilə məşğul olan elm və texnikanın bu sahəsi r a d i o t e x n i k a adlanır. Radiotexnika və elektrotexnika arasında olan əsas prinsiplə fərq də elə bundan ibarətdir; e l e k t r o t e x n i k a qiymətcə böyük enerjinin naqillərlə, radiotexnika isə müəyyən informasiya daşıyan enerjinin (siqnalın) məftilsiz ötürülməsi problemləri ilə məşğul olur. Qeyd etmək lazımdır ki, radiotexnikada ötürülən enerji elektrotexnikada ötürülən enerjidən qat-qat kiçikdir. Radiotexnikanın əsasında sonralar bir sıra yeni sahələr: radio və televiziya verilişləri, radionavigasiya və radiolokasiya, radio-telemetriya və radioidarətmə, radioastronomiya və radiospektroskopiyaya və s. meydana gəlmişdir.

Bütün bu elmi sahələrin sonrakı inkişafı keçən əsrin 30-40-cı illərində R a d i o f i z i k a kimi bir elmin meydana gəlməsinə səbəb olmuşdur. Radiofizikanın yaranmasında Mandelştam, Papaleksi və başqa rus alimlərinin apardıqları elmi işlərin böyük rolu olmuşdur.

Radiofizika radioelektron sistemlərində radiodalğaları diapazonunda ( $3 \times 10^3 - 3 \times 10^{12}$  Hz) elektromagnit rəqslərin və dalğaların generasiyası, gücləndirilməsi, mühitdə yayılması ilə, habelə bu dalğalar vasitəsilə informasiyanın verilməsi, qəbulu və işlənməsinin metodlarını hazırlamaqla və bu vaxt meydana çıxan fiziki hadisələri öyrənməklə məşğul olan bir elmdir. Daha doğrusu, fizikanın bu cür rəqsi prosesləri tədqiq edib, öyrənməyə həsr olmuş bir bölməsidir. Hazırda Radofizikanın metodları elektromaqnit dalğaları şkalasının digər diapazonlarına da, ifrat uzun dalğalardan başlamış  $\gamma$  - şüalanmasına qədər, hətta elektromaqnit təbiətinə malik olmayan dalğa proseslərinə (akustik və maqnitostatik dalğalara) qədər sırayət olunmaqdadır.

Radiofizika rəqslər nəzəriyyəsinə, fiziki elektronikaya və elektrodinamikaya əsaslanmışdır.

Radiotexnikanın element bazasını e l e k t r o n i k a təşkil edir. Müasir elektronika aparılan tədqiqatların istiqamətinə və tətbiq sahələrinə görə iki hissəyə bölünür: fiziki və texniki elektronika. F i z i k i e l e k t r o n i k a – vakuumda, qazlarda və bərk cisimlərdə, o cümlədən yarımkeçiricilərdə, eləcə də, vakuum yaxud qazla maye yaxud bərk cisimləri ayıran səthlərin sərhədində gedən elektron və ion proseslərini nəzəri və təcrübi tədqiq etməklə məşğul olan bir sahədir.

T e x n i k i e l e k t r o n i k a isə yuxarıda sadalanan proseslərin əsasında yaradılan cihaz, qurğu və sistemlərin quruluşlarının öyrənilməsi və texnikada, sənayedə tətbiqi ilə məşğul olur. Bəzən müstəqil sahələr kimi ayrılan s ə n a y e , n ü v ə v ə t i b b (bioloji) elektronikasını texniki elektronikanın qollarıdır.

Son illərdə elektronika böyük sürətlə inkişaf edir: yeni növ elektrovakuum və yarımkeçirici cihazlar yaradılmış, elektronikanın elementləri miniaturlaşdırılmış, mikromodul, inteqral, nəhayət, nano və molekulyar elektron elementləri və mikrosxemləri meydana gəlmişdir. Elektronikanın həm keyfiyyət, həm də kəmiyyətə bu cür dəyişməsi radiotexnikada inqilab yaratmışdır. Radiotexnika da, öz növbəsində, elektronikanın inkişafına güclü təsir göstərmişdir. Hazırda elm və texnikanın bu iki sahəsi bir-birinə o qədər nüfuz edib qarışmışdır ki, bunlar arasındakı sərhəd tamamilə yox olmuş və elmin bu iki sahəsi əsasında müstəqil r a d i o e l e k t r o n i k a elmi meydana gəlmişdir. Müasir radioelektronika, hər şeydən əvvəl,

yüksək tezlikli elektromaqnit dalğalarının köməyi ilə informasiyanın ötürülməsi, qəbulu və işlənməsi problemlərini öyrənən, elm və texnikanın bu cür oxşar məsələləri ilə məşğul olan digər sahələrini, o cümlədən radiotexnikanı və radiofizikanı özündə birləşdirən çox geniş bir sistemdir. Bu termin XX əsrin 50-ci illərində meydana gəlmişdir və əsas etibarilə rus ədəbiyyatında işlədilir. Dünya elmi ədəbiyyatında isə bu üç yaxın oblastı birləşdirən «*r a d i o e l m*» terminindən istifadə edilir.

Qeyd etmək lazımdır ki, elmin bu üç sahəsini – radiotexnikanı, radiofizikanı və radioelektronikanı bir-birindən ayıran kəskin sərhədlər yoxdur. Əgər varsa da, çox şərtidir.

Radioelektronikanın da əsasında, radiofizikada olduğu kimi, fiziki elektronika, elektrodinamika və rəqslər nəzəriyyəsi durur.

“Radiofizika” kursunda əsas etibarilə: a) radioelektron sistemlərində informasiyanın ötürülməsi və qəbulu prinsiplərini analizi; b) radioelektron elementlərində gedən fiziki proseslərin öyrənilməsi və bunların əsasında yeni elektrik qurğularının yaradılması; c) elektron texnikasında geniş istifadə olunan radioelektron qurğularının sxemlərini təhlil etmək üçün müxtəlif metod və prinsiplərin tətbiqi kimi məsələlərə baxılır.

Radiofizika və radioelektronika inkişaf etdikcə onların əsasında elm və texnikanın bir sıra yeni sahələri: kvant elektronika, mikroelektronika, nanoelektronika, optoelektronika, infraqırmızı dalğalar texnikası, akusto- və maqnitoelektronika və s. sahələr yaranmışdır. Qeyd etmək lazımdır ki, elmin bu yeni sahələrə bölünməsi müəyyən mənada şərtidir. Belə ki, bu sahələr əslində nüfuz edərək bir-birini qarşılıqlı zənginləşdirir.

Hazırda radioelektron qurğuları xalq təsərrüfatının, demək olar ki, bütün sahələrində:

s ə n a y e d ə – istehsal proseslərinin avtomatlaşdırılmasında (müxtəlif avtomatlar, sayğaclar, robotlar və s.);

t i b b d ə – ürəyin biocərəyanlarının qeyd edilməsində (elektrokardiograf), bədənin müxtəlif hissələrinin yüksək tezlikli cərəyanlarla qızdırıb müalicə edilməsində (diatermiya);

k i b e r n e t i k a d a – elektron hesablama maşınlarında (EHM), informasiyanın ötürülməsində;

k o s m o n a v t i k a d a – kosmik aparatların uçuşlarının avtomatik idarə edilməsində, kosmonavtların bir-birilə və Yerlə rabitə

yaradılmasında;

a s t r o f i z i k a d a – planetlərin və digər kosmik obyektlərin tədqiqində və s. geniş tətbiq olunur.

Bunlardan başqa, müasir radioelektronikanın nailiyyətlərindən fiziki, kimyəvi və bioloji tədqiqatlarda, məişətdə, iqtisadiyyatda, dilçilikdə, psixologiyada, arxeologiyada və başqa sahələrdə də istifadə olunur.

## §1.2. Siqnallar və onların təsnifatı

Radioelektronikada siqnal dedikdə informasiyanın hər hansı fiziki daşıyıcısı başa düşülür. Əgər belə daşıyıcı elektrik gərginliyi və ya cərəyanı olarsa, siqnal *e l e k t r i k s i q n a l ı*, radio dalğaları olarsa, *r a d i o s i q n a l ı* adlanır. Real fiziki parametrlər (temperatur, təzyiq, səs dalğaları və s.) öncə zamanın funksiyası olan elektrik siqnallarına, sonra lazım gəldikdə radiosiqnallara çevrilir. Siqnalları tədqiq edərkən onları müxtəlif cihaz və qurğular (elektron osilloqrafi, voltmetr, qəbuledici və s.) vasitəsilə təcrübi öyrənməklə yanaşı, çox vaxt siqnalları riyazi təsvir etmək, başqa sözlə, öyrənilən siqnalın riyazi modelini vermək zərurəti yaranır. Siqnalın riyazi modeli – arqumenti zaman olan funksional asılılıqdan ibarət olub  $s(t)$  şəklində işarə olunur. Siqnallar nəzəriyyəsində ümumi halda kompleks siqnal anlayışından da istifadə edilir. Siqnalın riyazi modeli grafik, osilloqram və cədvəl halında da verilə bilər. Radioelektronikada eyni bir riyazi model cərəyanı, gərginliyi, elektromagnit sahəsi intensivliyini və s. təsvir edə bilər. Siqnalların riyazi modelinin məlum olması bu siqnalları müqayisə etməyə və nəticə etibarilə onları təsnifata ayırmağa imkan verir.

Radioelektronikada işlədilən elektrik siqnalları olduqca müxtəlifdir və onları bir sıra əlamətlərinə görə iki qrupa ayırmaq olar: determinləşmiş (məlum) siqnallar və təsadüfi (stoxostik) siqnallar.

Əgər siqnalın riyazi modeli istənilən zaman anında onun ani qiymətlərini təyin etməyə imkan verirsə, başqa sözlə, vahidə bərabər ehtimalla qabaqcadan məlum olarsa, belə siqnal *d e t e r m i n l ə ş m i ş s i q n a l* adlanır. Məsələn,  $s(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$  – harmonik rəqsi hərəkətin tənliyi xüsusi halda determinləşmiş siqnalın riyazi modelidir. (Burada  $A$  - rəqsin ampli-



xarakterizə olunur:

$$V_s = H_s \Delta F_s t_s \quad (1.2)$$

Burada,  $\Delta F_s$  - tezlik zolağının eni,  $t_s$  – siqnalın davametmə müddəti,  $H_s = \log_2 (P_s / P_k)$  – siqnalın gücünün küylərin gücünə nisbətini xarakterizə edən parametrdir.

Siqnalı ötürən kanalın tutumunu da, buna oxşar olaraq

$$V_k = H_k \Delta F_k t_k \quad (1.3)$$

şəklində yazmaq olar. Burada,  $\Delta F_k$  - kanalın tezlik zolağının eni,  $t_k$  - kanalın işləmə müddəti,  $H_k$  - kanaldakı aparatların tezlik zolağına görə yüklənməsinin yol verilən qiymətini başqa sözlə siqnalın küylərə nisbətini xarakterizə edən parametrdir. Qeyd etmək lazımdır ki, kanalın tutumuna yerləşməyən siqnalı bu kanal vasitəsilə ötürmək olmaz; yəni  $V_k \geq V_s$ , daha dəqiq deşək, həmişə  $F_k \geq F_s$ ,  $t_k \geq t_s$ ,  $H_k \geq H_s$  olmalıdır.

Siqnallarla bağlı olaraq harmonik rəqslərin «Elektrik» kursundan məlum olan bəzi parametrlərini xatırlayaq.

Harmonik elektrik rəqsin ani gücü:

$$P(t) = i(t)u(t) \quad (1.4)$$

$P(t) > 0$  olduqda dövrə mənbədən enerji alır,  $P(t) < 0$  olduqda isə dövrə toplanmış enerjini mənbəyə qaytarır.

$t_1$ — $t_2$  zaman intervalında mənbədən dövrə elementinə verilən

$$\text{enerji: } E = \int_{t_1}^{t_2} P(t) dt, \text{ sərf olunan orta güc isə: } P = \frac{E}{t_2 - t_1}.$$

Bir periodda sərf olunan aktiv güc:

$$P_a = \frac{1}{2} I_m U_m \cos \varphi = IU \cos \varphi. \quad (1.5)$$

Burada,  $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$  və  $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$  harmonik qanunla dəyişən

cərəyan və gərginliyin effektiv qiymətləri,  $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$  isə onlar arasındakı faza sürüşməsidir.

Reaktiv güc:

$$P_r = IU \sin \varphi \quad (1.6)$$

Dövrəyə tətbiq olunan tam güc:

$$P = \sqrt{P_a^2 + P_r^2} = IU \quad (1.7)$$

Aktiv gücün ifadəsindəki  $\cos \varphi$  - güc əmsalı adlanır. O tam gücün hansı hissəsinin aktiv güc olduğunu göstərir.

Kompleks şəklində tam güc aşağıdakı kimi olar:

$$P = \dot{I}\dot{U} = \frac{1}{2} I_m U_m e^{j\varphi}, \quad (1.8)$$

burada-  $j = \sqrt{-1}$  - xəyali ədəddir.

Periodik rəqslərin orta gücü, digər tərəfdən, rəqsin sabit toplananı ilə onun tərkibindəki bütün harmonikaların amplitudlarının kvadratları cəminə bərabərdir:

$$P = \frac{a_0^2}{2} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk}^2 \quad (1.9)$$

### Kəsilməz siqnalların diskretləşdirilməsi. Kotelnikov teoremi.

İlkin siqnallar əsasən kəsilməz olur və riyazi şəkildə zamana görə kəsilməz  $s(t)$  funksiyası ilə verilir. Lakin bir çox praktiki məsələlərdə belə kəsilməz (analoq) siqnalları müəyyən  $\Delta t$  zaman intervalları ilə təkrarlanan diskret siqnallar şəklində salmaq, yəni kəsilməz  $s(t)$  funksiyasını diskret  $s(n \Delta t)$  funksiyası ilə (burada  $n$  – impulsların sayını göstərən tam ədəddir) əvəz etmək lazım gəlir. Diskret siqnallar kəsilməz siqnalların qiymətlərinə uyğun informasiyanı yalnız müəyyən zaman anlarında daşdığından, aydındır ki, siqnalların diskretləşdirilməsində müəyyən informasiya itkisi baş verə bilər. Lakin diskretləşdirməni zamana görə elə kiçik intervallarla aparmaq lazımdır ki, informasiya itkisi minimum olsun. Belə olduqda ilkin kəsilməz siqnal, lazım gəldikdə, yüksək dəqiqliklə bərpa edilə bilər.

Siqnalları müxtəlif üsullarla diskretləşdirmək olar. Bu üsullardan biri Kotelnikov teoreminə əsaslanan üsuldür. Bu teoremə görə sərhəd tezliyi  $F_s$  olan məhdud spektral enə malik, zamana görə kəsilməz

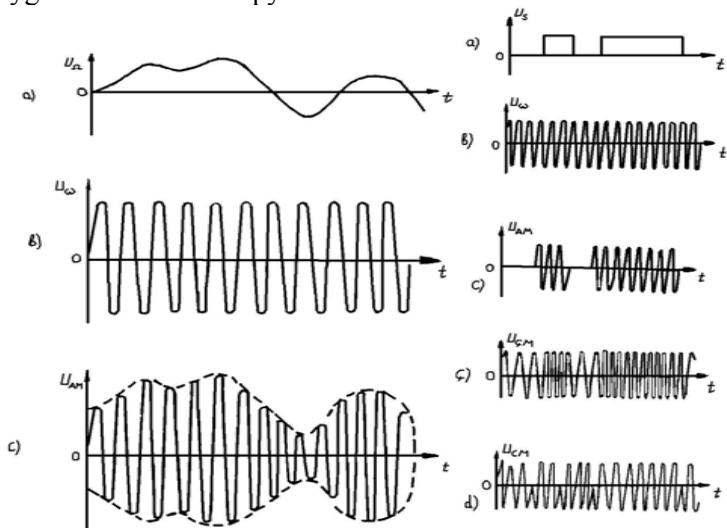






Qeyd etmək lazımdır ki, şüalandırılan rəqslərin modullaşması eyni zamanda informasiyanı müəyyən dərəcədə «gizli» saxlamağa da imkan verir. Bu işə radioelektron kompleksindən edilən mühüm tələblərdən biridir.

Rəqslərin modullaşmasının üç növü mövcuddur: amplitud, tezlik və faza modullaşmaları. Şəkil 1.5-də modullaşdırıcı (idarəedici), yüksək tezlikli və amplituda görə modullaşmış yüksək tezlikli rəqslərin amplitudlarının zamana görə dəyişməsi (rəqslərin zaman təsviri) göstərilmişdir. Şəkil 1.6, c-də isə modullaşmanın ən sadə növü olan amplitud manipulyasiyası göstərilmişdir. Burada həmçinin tezlik və fazaya görə rəqslərin manipulyasiyası da göstərilmişdir (şəkil 1.6, ç, d). Bu proseslər teleqraf açarı vasitəsilə icra oluna bilər. Bu vaxt modullaşdırıcı signal açarın bağlı və açıq vəziyyətlərinə uyğun olan iki kənar qiymətini alır.



**Şəkil 1.5.**

Amplitud modullaşması:  
a - modullaşdırıcı (idarəedici) rəqs, b - modullaşdırılan yüksək tezlikli rəqs, c - amplituda görə modullaşmış yüksək tezlikli rəqs.

**Şəkil 1.6.** Amplitud, tezlik və

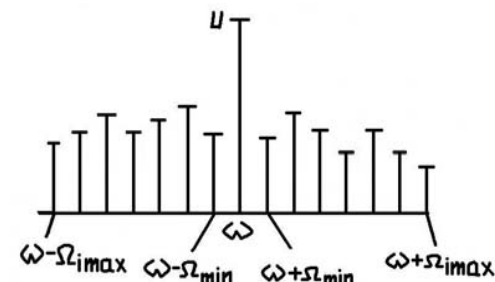
faza manipulyasiyaları:  
a - idarəedici signal, b - manipulyasiyaya qədər yüksək tezlikli rəqs, c - amplituda görə, ç - tezliyə görə, d - fazaya görə manipulyasiya olunmuş

yüksək tezlikli rəqslər.

Son vaxtlar kəsilməz siqnalların diskretləşdirilməsi ilə əlaqədar olaraq  $impuls\ modullaşması$  da geniş yayılmışdır. İmpuls modullaşması idarəedici signalın impulslar ardıcılığını xarakterizə edən parametrlərdən birinə: impulsların amplituduna, davametmə müddətinə, yaxud təkrarlanma perioduna təsir etməklə həyata keçirilir.

Mürəkkəb signalın zamana görə təsviri onun spektral tərkibini aşkar görməyə imkan vermir. Bu məqsədlə siqnalların zamana görə təsviri ilə yanaşı, onların spektral təsvirindən də istifadə edilir. Spektral təsvirdə absis oxunda mürəkkəb signalın tezliyi, ordinat oxunda isə onun amplitudu və ya başlanğıc fazası göstərilir (bax: §2.1).

Harmonik idarəedici rəqs vasitəsilə amplituda görə modullaşmış radiosignalın spektrini  $\omega, \omega \pm \Omega$  tezlikli üç rəqsin kombinasiyası şəklində göstərmək olar.



**Şəkil 1.7.** Mürəkkəb idarəedici signalın amplituda görə modullaşmış rəqsin spektral diaqramı.

Spektrogramda  $\omega \pm \Omega$  tezlikli harmonikalar  $\omega$  - daşıyıcı tezlikli rəqsə nəzərən simmetrik yerləşmiş olur və yan tezlikli rəqslər adlanır. İdarəedici signal mürəkkəb olduqda isə bu yan tezlikli harmonikaların sayı  $\omega \pm \Omega_{imax}$  qədər artır və bunlar spektrogramda  $\omega$  daşıyıcı tezliyə nəzərən iki „yan zolaq“ kimi yerləşir (şəkil 1.7).

İdarəedici signal haqqında bütün məlumat bu yan zolaqlarda toplanmış olur. Yan zolaqların yuxarı və aşağı sərhəd tezlikləri fərqinə signalın spektral eni və ya tezlik zolağının eni deyilir. Amplituda görə modullaşmış

yüksək tezlikli mürəkkəb radiosiqnalın spektral eni (tezlik zolağı), spektrogramdan görüldüyü kimi, idarəedici siqnalın maksimal tezliyinin iki mislinə bərabər, yəni  $\Delta\omega=2\Omega_{i\max}$  olur. Bu o deməkdir ki, informasiyanı amplituda görə modullaşmış rəqslərin köməyi ilə vermək üçün  $\omega$  daşıyıcı tezliyinin ətrafında eni  $2\Omega_{i\max}$  olan tezlik zolağı ayırmaq lazımdır. Bu zolağın eni tezliyin verilmiş intervalında bir-birinə mane olmadan işləyə bilən radiostansiyaların sayını təyin edir. Deməli, praktiki olaraq, radio və televiziya stansiyalarının sayı

$$n = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{2F_{\max}}$$

ifadəsindən təyin etmək olar. Radioverilişləri üçün maksimal tezlik 10kHs, televiziya verilişləri üçün bu tezlik 6MHs qəbul olunub.

Siqnalların ötürülməsində göstərilən şərtədən başqa  $\Omega_i$   $\Omega_{i\max} \ll \omega$  və  $\Delta\omega \ll \omega$  şərtləri də ödənilməlidir. Axırıncı şərtin ödənilməsi rabitə kanalın dispersiyasının radiosiqnala təsirini minimuma endirir və radioelektron qurğuların ayırdetmə qabiliyyətini və informasiyasının verilmə sürətini artırır.  $\Omega_i \max \ll \omega$  şərti isə  $s(t)$  elektrik siqnalının daşdığı informasiyanın radiosiqnalda tam yerləşməsinə təmin edir.

Daşıyıcı tezlikli rəqsləri almaq üçün yüksək tezlik generatorlarından istifadə olunur. Belə generatorlardan edilən əsas tələb onun generasiya tezliyinin stabil saxlanması məsələsidir. Bunu generatorların gücü az olduqda daha asanlıqla həyata keçirmək olur (bu tələb eyni dərəcədə qəbuledicidəki generatora da aiddir). Digər tərəfdən bir çox hallarda ötürülən radiosiqnalların kifayət qədər güclü olması tələb olunur. Buna görə də radiosiqnalların gücünün artırılması məhz generatordan sonra radiovericinin çıxış kaskadlarında qoyulmuş gücləndiricilərin köməyi ilə həyata keçirilir. Rabitə kanalının vəzifəsindən və eləcə də işçi tezlik diapazonundan və s. asılı olaraq verici qurğuların köməyi ilə fəzaya şüalandırılan güc millivattadan bir neçə meqavat intervalında dəyişə bilər.

Verici radioelektron qurğularından edilən tələblərdən biri də onların faydalı iş əmsalının (f.i.ə.) böyük olmasıdır. Bu tələb xüsusilə verilən gücün böyük qiymətlərində daha çox əhəmiyyət kəsb edir.

Radiosiqnal verici qurğunun axırıncı kaskadında gücə görə gücləndirildikdən sonra ö t ü r ü c ü x ə t l ə (buna fider də deyilir) vericinin antenna sistemə daxil olur və ondan fazaya şüalandırılır.

Fiderə qarşı qoyulan əsas tələb onun antenna ilə uzlaşmasıdır, yəni bütün enerjisinin ondan antenaya az itki ilə verilə bilməsidir. Bu isə fiderdə qaçan dalğa rejimində mümkündür (bax §3.2). Əks halda xətdə durğun dalğa yaranar ki, bu da ötürücü xəttin dəşilməsinə və onda enerji itkisinin artmasına səbəb ola bilər. Ötürücü xətlərə misal olaraq, iki məftilli açıq xətti, koaksial xətti, dalğaötürəni və s. göstərmək olar.

Antenalar radioelektron qurğuların vəzifələrindən, onların gücündən, işçi dalğa uzunluğundan və başqa parametrlərindən asılı olaraq müxtəlif ölçülərə, kütləyə, konstruksiyaya və nəhayət dəyərə malik ola bilər. Öz iş prinsiplərinə görə ötürücü xətlər və antenalar əsasən xətti sistemlərə aiddir. Lakin son vaxtlar gücləndirici elementlərlə birlikdə hazırlanan xüsusi yeni sinif antenalar (aktiv antenalar) da mövcuddur ki, bunları, qeyri-xətti sistemlərə aid etmək lazımdır.

Radiosiqnallar verici və qəbuledici antenalar arasındakı fəzada yayılarkən səpilmə nəticəsində zəifləyir və həmçinin müxtəlif maneələrə-küylərə (təbii, sənaye, süni və s.) məruz qalır.

Qəbuledici qurğunun əsas vəzifələrindən biri zəif radiosiqnalları gücləndirməklə yanaşı, faydalı siqnalları küylərdən ayırmaqdır. Buna, qəbuledicinin girişinə tezliyə görə seçicilik xassələrinə malik olan rəqs konturları daxil etməklə nail olunur. Konturun seçiciliyi – ona təsir edən harmonik rəqslərdən tezliyi konturun məxsusi tezliyinə bərabər və ona yaxın olan rəqsləri ayırmaq qabiliyyətinə deyilir.

Küylərdən «təmizlənmiş» radiosiqnal yüksək tezlik gücləndiricisi vasitəsilə gücləndirildikdən sonra ya bilavasitə (siqnalları birbaşa gücləndirən qəbuledicilərdə) və ya ara tezliyə çevrildəndən sonra (supergeterodin qəbuledicilərdə) d e t e k t o r a verilir. Detektorda yüksək tezlikli modullaşmış siqnaldan alçaqtezlikli faydalı siqnal ayrılır ki, bu prosesə d e t e k t ə t m ə p r o s e s i deyilir. Bu da ən əsas radiotexniki proseslərdən biridir. Detektətmə prosesi modullaşma prosesinin əksi olduğundan praktikada buna çox vaxt d e m o d u l l a ş m a , bu prosesi icra edən detektora isə d e m o d u l y a t o r deyirlər. Əgər detektorun girişinə şəkil 1.5, c-də göstərilən modullaşmış rəqs verilərsə, onun çıxışında şəkil 1.5, a-da göstərilən detektə olunmuş alçaqtezlikli siqnal alınar.

Supergeterodin radioqəbuledicidə  $\omega$  daşıyıcı tezlik əvvəlcədən

seçilmiş sabit  $\omega_a$  ara tezliyə çevrilir və əsas gücləndirilmə bu tezlikdə baş verir. Nəticədə, bu prinsiplə işləyən qəbuledicilərdə həssaslıq və seçicilik qəbul olunan bütün tezliklər diapazonlarında kifayət qədər böyük və nisbətən dəyişməz qalır.  $\omega_a$  ara tezliyi almaq üçün tezliyi  $\omega_g$  olan köməkçi avtogeneratordan (çox vaxt bu generatora geterodin deyirlər) və tezlik qarışdırıcısından istifadə olunur. Bunlar birlikdə *tezlik çeviricisi* adlanır.  $\omega_a$  ara tezliyi bu tezliklərin fərqinə bərabər seçilir, yəni  $\omega_a = |\omega_s - \omega_g| \ll \omega$ .

Radiokompleksin funksional sxemindən görüldüyü kimi, verici və qəbuledici qurğuların tərkibində müxtəlif tezlik diapazonlarında işləyən bir sıra elektron gücləndiriciləri vardır. Bu qurğular siqnalların formasını dəyişmədən (təhrif etmədən) amplitudlarını gücləndirməyə imkan verir. Rəqslərin gücləndirilməsi də ən vacib radiotexniki proseslərdən biridir. Siqnalların gücləndirilməsinin vacibliyini aşağıdakı müqayisədən asan görmək olar. Qəbuledicinin girişinə daxil olan radiosiqnalın gücü çox zəif, bəzən  $10^{-14} - 10^{-12}$  Wt tərtibində olur. Qəbuledici cihazın normal işləməsi üçün isə bir neçə Vatt tərtibində güc tələb olunur. Beləliklə, qəbuledici qurğuda siqnalların gücü  $10^{12} - 10^{14}$  dəfə artırılmalıdır ki, bunlar informasiya işlədiciyi – osilloqraf, telefon, ucadandanışan və s. tərəfindən «tutula» bilsin. Bu müqayisədən gücləndiricilərin radioelektronikada oynadığı mühüm rol aydın görünür.

#### § 1.4. Radiodalğaların diapazonları, şüalandırılması və tətbiq sahələri

Radiodalğalar təbiət etibarilə elektromaqnit dalğaları olub, fəzada işıq sürəti ilə yayılır:  $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}$ , burada  $c$  – vakuumda işığın sürəti,  $\epsilon$  – mühitin dielektrik,  $\mu$  – isə maqnit nüfuzluqlarıdır. Radiodalğalar  $\lambda$  dalğa uzunluğu və ya  $f$  tezliklə xarakterizə olunur:  $\lambda = vT$ ,  $T = \frac{1}{f}$  olduğundan  $f = \frac{v}{\lambda}$ . Burada  $T$  – rəqsin periodudur.  $\lambda$  – dalğa uzunluğu bir period ərzində elektromaqnit dalğasının yayıldığı məsafədir.

Radiofizikanın əsasında Maksvel tənlikləri durur. Klassik

makroskopik elektrodinamikadan məlum olduğu kimi, elektromaqnit sahəsi hər bir zaman anında  $\vec{E}(r,t)$  elektrik və  $\vec{H}(r,t)$  maqnit sahəsi intensivlikləri vektorları və onların  $\vec{D}(r,t)$  və  $\vec{B}(r,t)$  induksiya vektorları ilə xarakterizə olunur. Bu kəmiyyətlər öz aralarında Maksvel tənlikləri sistemi ilə bağlıdır:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.12)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{D} = 4\pi\rho$$

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

Elektromaqnit dalğasının enerji seli sıxlığı isə Umov – Poynting vektoru ilə ifadə olunur:

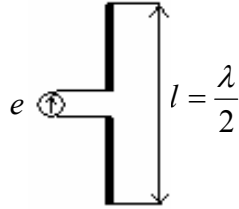
$$\vec{S} = [\vec{E} \vec{H}] \quad (1.13)$$

Maksvel tənliklərindən bilavasitə görünür ki, elektrik və maqnit sahələrinin mənbəyi  $j$  cərəyanı və sıxlığı  $\rho$  olan hərəkət edən yüklərdir.

Elektromaqnit rəqslərini fəzaya şüalandırmaq üçün müxtəlif konstruksiyalı antenalardan istifadə edilir: Hers vibratoru, dalğa kanalı, parabolik, linzalı, bir tərəfi açıq dalğaötürən, silindirik rupor, qaçan dalğalı, dielektrik antenalar və s. Bunlardan ən elementar antena Hers vibratorudur (şəkil 1.8). Hers vibratoru bir-birindən aralanmış və bu aralığa yüksək tezlikli generator qoşulmuş iki naqıl parçasından (dipoldan) ibarət olan sadə bir sistemdir.  $\ell$  – dipol aralığının uzunluğu,  $\lambda$  dalğa uzunluğundan kiçik olur:  $\frac{\ell}{\lambda} \ll 1$ . Bu naqıl parçalarında yığılan müxtəlif işarəli yüklər harmonik qanunla

rəqs edərək  $P = q_{\max} \ell \sin \omega t$  dipol momenti və dipol ətrafında bir-birini əvəz edərək yayılan  $\vec{E}$  və  $\vec{H}$  intensivlikli elektromaqnit sahəsini yaradır;

$$\begin{aligned} E(r, t) &= E_0 e^{j(\omega t - kr)} \\ H(r, t) &= H_0 e^{j(\omega t - kr)} \end{aligned} \quad (1.14)$$



Şəkil 1.8. Hers vibratoru.

Burada  $\omega$  – rəqslərin tezliyi,  $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$  dalğa ədədidir.

Belə antenanın hər hansı  $r$  məsafəsində yaratdığı elektrik sahəsinin intensivliyini aşağıdakı ifadələrdən qiymətləndirmək olar:

$$E = A \frac{\dot{I}_{mA} h_A}{r} \quad (1.15)$$

və ya

$$E \approx 5.5 \frac{\sqrt{P_{\Sigma} D}}{r} \quad (1.16)$$

Burada  $\dot{I}_{mA}$  – antenadan keçən cərəyan,  $h_A$  – antenanın hündürlüyü,  $P_{\Sigma}$  – şüalanmanın ümumi gücü,  $D$  – antenanın istiqamətindən,  $A$  – isə antenanın konstruksiyası və ölçülərindən asılı olan əmsallardır.

Radiodalğalar çox geniş tezlik intervalını ( $3 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^{12}$  Hs) əhatə edir. Son illərdə mazer və lazerlərin kəşfi bu intervalın yüksək tezliklər tərəfdən sərhəd qiymətini xeyli artırmağa ( $10^{14} - 10^{15}$  Hs-ə

qədər) imkan vermişdir. Radiodalğalar spektrinin müxtəlif hissələrinin xüsusiyyətlərini və rabitə kanalında müxtəlif cür yayılmalarını nəzərə alaraq bunları xassələri müəyyən intervalda eyni olan diapazonlara ayırmaq olar. Əlbəttə, belə bölgü tamamilə şərtidir, çünki qonşu diapazonlar arasında çox kəskin fərq yoxdur. Praktikada radiodalğaların diapazonlarının qəbul olunmuş müəyyən adları vardır. Cədvəl 1.1-də radiodalğaların diapazonları, adları və tətbiq sahələri göstərilmişdir. Qeyd etmək lazımdır ki, hər bir diapazonun praktiki tətbiqi bir sıra faktorlarla: rabitə kanalının uzunluğu və onun «tutumu», dalğanın yayılma yolunun relyefi, küylərin səviyyəsi, verici qurğuların gücü, ilin fəsilləri, havanın meteoroloji xüsusiyyətləri və s. ilə əlaqədardır.

**Miriametrlilik (ifrat uzun) və kilometrlik (uzun) dalğa** diapazonlarından əvvəllər radioteleqrafda geniş istifadə olunurdu. Bu diapazonlardakı dalğaların əsas yayılma kanalı Yer-ionosfera kanalıdır. Bu dalğalar Yer səthilə çox yaxşı yayılır.

Lakin bu diapazondakı dalğaları yayımlamaq üçün çox güclü və ölçüləri böyük olan antenalar tələb olunur. Miriametrlilik və kilometrlik dalğalar həm yerin səthindən, həm də ionosferin aşağı təbəqələrindən (yer səthindən 80–100 km hündürlüklərdə yerləşən) kifayət qədər yaxşı əks olunur. İfrat uzun və kilometrlik diapazonlardakı dalğalardan radiorabitədən başqa, yeraltı faydalı qazıntıları axtarmaq və həmçinin yerin quruluşunu geoloji tədqiq etmək üçün yaradılan cihazlarda və s. istifadə olunur. Bu dalğaların radiorabitə cəhətdən əsas çatışmazlığı rabitə kanalının ensiz olmasıdır ki, bu da öz növbəsində mürəkkəb radiosiqnalların ötürülməsinə imkan vermir. Bundan başqa, göstərilən dalğalar yayılarkən enerji itkisi çox olur.

Son vaxtlar miriametrlilik dalğalardan yeraltı radiorabitə məqsədi ilə istifadə etmək sahəsində intensiv tədqiqat işləri aparılır. Bu, Yeraltı küylərin səviyyəsinin atmosferdəkindən xeyli az olması ilə əlaqədardır. Yeraltı kanalda küylərin səviyyəsi 10 dB-dir. Atmosfer küyləri isə təxminən 130 dB səviyyəsindədir. Bu dalğalar dəniz suyunda az udulduğundan sualtı radiorabitədə də geniş tətbiq olunur.

### RADİODALĞALARIN DİAPAZONLARI

Cədvəl 1.1

Dalğa diapazonu	Dalğa uzunluğu,	Tezlik, Hs	Tezlik diapazonları	Əsas tətbiq sahələri
-----------------	-----------------	------------	---------------------	----------------------

arının adları	m			
Miriametrik (ifrat uzun)*	$10^5-10^4$	$3 \cdot 10^3-3 \cdot 10^4$	Çox alçaq tezliklər	Radionaviqasiya, sualtı radiorabitə, faydalı qazıntıların radiokəşfiyyatı meteorologiya
Kilometrik (uzun)	$10^4-10^3$	$3 \cdot 10^4-3 \cdot 10^5$	Alçaq tezliklər	Radiatorabitə, radioverilişləri, magistral rabitə xətləri, radionaviqasiya
Hektometrik (orta)	$10^3-10^2$	$3 \cdot 10^5-3 \cdot 10^6$	Orta tezliklər	
Dekametrik (qısa)	$10^2-10$	$3 \cdot 10^6-3 \cdot 10^7$	Yüksək tezliklər	
Metrik (ultraqısa)	$10-1$	$3 \cdot 10^7-3 \cdot 10^8$	Çox yüksək tezlik	Radiatorabitə, televiziya verilişləri, radioastronomiya, kosmik rabitə
Desimetrik (ultraqısa)	$1-10^{-1}$	$3 \cdot 10^8-3 \cdot 10^9$	Ultra yüksək tezliklər	Radiolokasiya, radiorelə rabitəsi, radionaviqasiya, televiziya verilişləri, tibb, radiofiziki üsullarla Yer in təbii ehtiyatlarının tədqiqi, radioastronomiya, kosmik rabitə
Santimetrik (ultraqısa)	$10^{-1}-10^{-2}$	$3 \cdot 10^9-3 \cdot 10^{10}$	İfrat yüksək tezliklər	
Millimetrik (ultraqısa)	$10^{-2}-10^{-3}$	$3 \cdot 10^{10}-3 \cdot 10^{11}$	İfrat yüksək tezliklər	Radiolokasiya, radioastronomiya, radiospektroskopiya, kosmik rabitə (Yerdən kənarda), ifrat yüksək tezlik texnikası (İYT)
Desimillimetrik (submillimetrik)	$10^{-3}-10^{-4}$	$3 \cdot 10^{11}-3 \cdot 10^{12}$	Hiperyüksək tezliklər	Radiolokasiya, kosmik rabitə (Yerdən kənarda), İYT texnikası və tədqiqat işləri
Optik (infraqırmızı)	$10^{-4}-10^{-6}$	$3 \cdot 10^{12}-3 \cdot 10^{15}$	–	Radiatorabitə, televiziya verilişləri, kosmik rabitə (Yerdən kənarda) holoqrafiya

\* Mötərizədə dalğa diapazonlarının köhnə terminlərlə adları verilmişdir.

**Hektometrik (orta) dalğalar**, əsasən, səth dalğaları kimi yayılır, intensivliyi yerin səthində maksimal olub, hündürlük artıqca

eksponensial olaraq azalır. Bu dalğalar səth dalğaları ilə yanaşı, fəza dalğaları kimi də yayılır. Fəza dalğaları atmosfer təbəqələrindən əks olunaraq səth dalğaları ilə görüşüb müəyyən nöqtələrdə interferensiya hadisəsi nəticəsində bir-birini zəiflədərək “sönmə effekti”ni yarada bilər. Dalğaların yayılmasına rabitə xəttinin keçdiyi yolun relyefinin təsiri böyükdür. Ona görə də bu dalğalardan, əsasən, yerli radio verilişlərində bir neçə yüz kilometrlik radiusunda istifadə edilir. Verici qurğuların gücünü artırmaqla radiostansiyanın gücünü keyli yüksəltmək olar.

**Dekametrik (qısa) dalğalar** ionosferdən və yerin səthindən çoxqat əks olunaraq yayıldığından, rabitə kanalının uzunluğunu praktiki olaraq istənilən qədər artırmağa imkan verir. Bu dalğaları şüalandırmaq üçün adətən istiqamətləndirmə xasəsinə malik antenalardan istifadə edirlər. Qısa dalğalar uzaq məsafələrə fəza dalğaları şəklində yayılır. Yer in səthində isə bu dalğalar kifayət qədər udulduğundan qısa dalğalar diapazonunda səth dalğaları ilə radiorabitə, demək olar ki, mümkün deyil.

Radiodalğaların, xüsusilə qısa və ultraqısa dalğaların, yayılmasına atmosfer in ionosfer təbəqəsi əhəmiyyətli dərəcədə təsir göstərir. İonosfer Yer atmosfer inin 80–20000 km təbəqəsini əhatə edən və müəyyən keçiriciliyə malik olan təbəqəsidir. İonosfer sözü ion və sfera sözlərinin birləşməsindən əmələ gəlmişdir. Bu təbəqədə Günəş in şüalandırdığı ultrabənövşəyi şüaların, yüklü zərrəciklər selinin, kosmik şüaların və s. təsiri ilə neytral molekullar ionlaşaraq plazma əmələ gətirir. İonosfer təbəqəsinin daxilində qazın ionlaşma dərəcəsi müxtəlif olub, günəş in aktivliyindən, ilin fəsillərindən, Yerdən olan məsafəsindən və s. faktorlardan asılıdır. Maksimum ionlaşmaya malik olan təbəqə (F təbəqəsi) yerdən 250–400 km hündürlükdə yerləşir. Bu təbəqədə yüklü zərrəciklərin konsentrasiyası  $4 \cdot 10^5 \div 10^6 \text{ sm}^{-3}$  tərtibində dəyişir.

İonosfer plazmasının dielektrik nüfuzluğu, məlum olduğu kimi,

$$\varepsilon = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \quad (1.17)$$

ifadəsi ilə təyin olunur; burada  $\omega_0 = \left( \frac{4\pi n e^2}{m_e} \right)^{\frac{1}{2}} = 5,6 \cdot 10^4 n^{\frac{1}{2}} (\text{Hz})$  – plazmada elektron rəqslərinin tezliyi,  $n$  – yüklü zərrəciklərin

konsentrasiyası,  $\omega$  isə yayılan rəqslərin tezliyidir.

(1.17) ifadəsindən görüldüyü kimi, dalğaların tezliyinin nisbətən böyük qiymətlərində, yəni  $\omega > \omega_0$  olduqda  $\varepsilon > 0$ . Fiziki olaraq bu onu göstərir ki, belə radiodalğalar ionosferin dərin qatlarına asan nüfuz edir və hətta ondan tamamilə keçərək birbaşa kosmik fəzaya çıxa bilər. Məlum olduğu kimi, mühitin dielektrik nüfuzu  $\varepsilon$ , mühitin  $N$  sındırma əmsalı ilə bilavasitə bağlı kəmiyyətdir, yəni  $\varepsilon \sim N^2$ . Onda  $\omega = \omega_0$  olduqda  $\varepsilon = N^2 = 0$  olur.  $N$  – mühitin sındırma əmsalının sıfıra bərabər olması dalğaların əks olunmamasını göstərir.

$\omega < \omega_0$  olduqda isə  $\varepsilon < 0$  olur. Bu isə o deməkdir ki, tezlikləri ionosfer plazmasının məxsusi tezliyindən kiçik olan radiodalğalar ionosferdən əks olunaraq yerin səthinə qayıdır. Onlar eyni zamanda yerin səthindən əks olunur. Bu dalğalar ionosferdən və Yerın səthindən çoxqat əks olunaraq müxtəlif yollar keçəndən sonra qəbulediciyə düşür və qəbuledici yerləşən yerdə dalğaların interferensiyası baş verir. Nəticədə, radiosiqnal son dərəcə zəifləyir. “Sönmə effekti” adlanan bu hadisənin qarşısını almaq üçün bir qəbuledici antena əvəzinə bir-birindən müəyyən məsafədə yerləşdirilmiş minimum iki antenadan istifadə edilir. Qeyd etmək yerinə düşər ki, radiodalğalar üçün “pəncərə” (atmosferdən kosmik fəzaya keçid) dalğa uzunluğu 30 m-dən 30 mm arasında yerləşir. Optik “pəncərə” isə 7–0,4 mkm arasındadır.

Qısa dalğalar diapazonundan radiorabitədə, radioverilişlərində, radionaviqasiyada geniş istifadə olunur. Bu halda radiosiqnalın spektral eni kiçik olduğundan əsasən rəqslərin amplitud modullaşmasından istifadə edilir.

**Metrlük, desimetrlik, santimetrlik (ultraqısa) dalğa diapazonları** böyük tezlik «tutumlarına» malik olduğundan göstərilən məqsədlər üçün daha böyük imkanlara malikdir. Bu isə tezlik, impuls və digər modullaşma növləri ilə işləyən və eləcə də küylərə qarşı daha dayanıqlı olan radioelektron qurğuları yaratmağa imkan verir. Bu diapazonlardakı dalğaları asan istiqamətləndirmək mümkün olduğundan, radioastronomiyada, radiolokasiyada, radioteleidarətmədə, televiziya verilişlərində və s. sahələrdə geniş tətbiq olunur. Göstərilən diapazonlardakı dalğaların tətbiqini

məhdudlaşdıran cəhətlərdən biri onların verici və qəbuledici antenalar arasında yalnız görünən zonada yayılmasıdır.

**Millimetrlik, desimillimetrlik və optik dalğa diapazonları** son vaxtlarda intensiv tədqiq edilir və praktiki olaraq mənimsənilməyə başlanmışdır. Bu diapazonlara olan böyük maraq onların çox böyük tezlik «tutumuna» və kiçik bucaq altında şüalandırma qabiliyyətinə malik olmaları ilə əlaqədardır.

Optik diapazonun imkanları bu baxımdan daha böyükdür. Optik rabitə xətləri ilə televiziya və telefon siqnallarının çox kiçik itkilərlə ( $0,2-1,5 \frac{dB}{km}$ ) verilməsi artıq real bir faktdır.

### § 1.5. Rabitə kanalı vasitəsilə informasiyanın ötürülməsi

Rabitə kanalı dedikdə rabitə sistemlərində siqnalları vericidən başlayaraq onların işlədicilərinə kimi ötürmək üçün istifadə olunan bütün radioelektron qurğuları və avadanlıqları nəzərdə tutulur. Rabitə sistemlərində əsas məsələlərdən biri informasiyanın ötürülməsi və onun işlənilməsidir. İnformasiya, məlum olduğu kimi, hər hansı bir fiziki hadisənin dəyişməsi haqqında məlumatdır. Kəsilməz (şəkil, səs) və ya diskret (hərf, rəqəm) şəklində olan bu məlumat uyğun elektrik yaxud radio siqnallarla işlədicilərə ötürülür.

Rabitə sistemlərinin əsas parametrləri informasiyanın miqdarı və onun ötürülmə sürətidir. Bu parametrlərin təyin edilməsi məsələsinə baxaq. Məlum olduğu kimi, məlumat daşıyan faydalı siqnalı onun həm zamana, həm də amplituda (səviyyələrə) görə diskretləşdirilmiş modeli ilə əvəz etmək olar (şəkil 1.9).

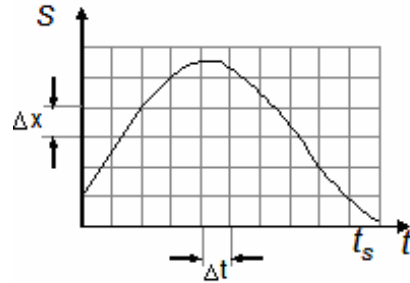
Davam etmə müddəti  $t_s$ , spektrin sərhəd tezliyi (maksimal tezliyi)  $F_{\max}$  olan siqnalı, bildiyimiz kimi, Kotelnikov teoreminə görə bir-birindən  $\Delta t = \frac{1}{2F_{\max}}$  zaman intervalları qədər aralı yerləşən impulslar ardıcılığı ilə əvəz etmək olar. Bu impulsların (elementlərin)  $n$  sayını aşağıdakı nisbətdən tapmaq olar:

$$n = \frac{t_s}{\Delta t} = 2F_{\max} t_s \quad (1.18)$$

$s(t)$  siqnalın amplitudunun (səviyyələrinin) dəyişmələrinin sayını isə

$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{\Delta x} \quad (1.19)$$

münasibətindən təyin etmək olar. Burada  $A_{\max}$  və  $A_{\min}$  siqnalın amplitudunun dəyişməsinin yuxarı və aşağı sərhəd qiymətləri,  $\Delta x$  - isə bu siqnalın amplituda görə kvantlanması addımıdır. Bu addım nə qədər kiçik götürülsə, diskretləşdirilmiş xətası o qədər az olar. İnformatikada bu münasibət «gradasiya ədədi» adlanır.



**Şəkil 1.9.** Siqnalın daşıdığı informasiya miqdarının təyininə aid.

Hər bir diskret momentində siqnalın amplitudu  $m$  qiymət alırsa, iki qonşu  $\Delta t$  momentində  $m^2$  qədər məlumat, üç  $\Delta t$  momentində  $m^3$  qədər və nəhayət,  $n\Delta t$  müddətində

$$N = m^n \quad (1.20)$$

qədər müxtəlif məlumatı ötürmək olar. Məsələn,  $n$ -ə bir sözdəki hərflərin sayı ( $n_{orta} = 5$ ),  $m$ -ə isə əlifbadakı hərflərin sayı ( $m = 32$ ) kimi baxsaq, rabitə kanalı vasitəsilə 33,5 milyon müxtəlif sözü, yəni məlumatı ötürmək olar. Lakin bu deyilənlərə baxmayaraq, bu ifadədən informasiya miqdarının ölçüsü kimi istifadə etmək olmaz. Belə ki, burada informasiya miqdarı siqnalın davam etmə müddəti (sözlərin uzunluğu) ilə düz mütənasib deyil, yəni aditivlik şərti pozulur. Həqiqətdə isə siqnalın davam etmə müddəti iki dəfə artdıqda ötürülən informasiyanın miqdarı da iki dəfə artmalı idi. Buna görə informatikada, bir qayda olaraq, infomasiyanın miqdarı kimi

mümkün olan məlumatları göstərən (1.20) ifadəsinin loqarifmasından istifadə edirlər:

$$I = \log_a N = n \log_a m$$

Bu ifadəyə görə  $I$  – infomasiya miqdarı  $n$  – impulsların sayı, yəni siqnalın davam etmə müddəti ilə mütənasibdir. Loqarifmanın  $a$  – əsasının seçilməsi yalnız informasiya miqdarının vahidinə təsir göstərir.  $a = 2$  olduqda bu, ikili, yəni “0” və “1” məntiq ədədlərdən ibarət olan sistemdir. Hesablama texnikasında  $a=2$ ,  $m=2$  və  $n=1$  olduqda ötürülən informasiyanın miqdarı 1 bit götürülür. Bit ikili vahid mənasını verən «binari digit» ingilis dilinin sözlərindən götürülmüşdür. 1 bit eyni ehtimalla mümkün olan iki məlumatdan birinə – “0”-a və ya “1”-ə uyğun olan informasiya miqdarını göstərir. EHM-ə informasiya verildikən bitdən böyük vahid olan bayt istifadə edirlər. 1 bayt 8 bitdən ibarət bir toplumdur. Deməli, 1 baytla  $2^8 = 256$  müxtəlif informasiya vermək olar. Çoxlu məlumat (söz) yığının mətn, yaxud fayl adlanır.

Beləliklə, informasiya miqdarını aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$I = 2F_{\max} t_s \log_2 m = \Delta F t_s \log_2 m. \quad (1.21)$$

Burada  $\Delta F = 2F_{\max}$  – siqnalın tezlik zolağının enidir. İnformasiyanın ötürülmə sürəti də rabitə kanalının vacib parametrlərindən biridir. Bu parametri aşağıdakı ifadədən təyin etmək olar:

$$C = \frac{dI}{dt_s} = 2F_{\max} \log_a m = \Delta F \log_2 m. \quad (1.22)$$

İnformasiya daşıyan siqnalın  $P_s$  orta gücü az, rabitə kanalında küylərin  $P_{küy}$  orta gücünün və təhriflərin səviyyəsi kifayət qədər böyük olduqda maksimal infomasiya miqdarını və sürətini aşağıdakı ifadərdən (Şennon düsturlarından) təyin etmək olar:

$$I = F_{\max} t_s \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_{küy}} \right), \quad (1.23)$$

$$C = F_{\max} \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_{\text{kiü}}} \right) \quad (1.24)$$

(1.23) ifadəsindən görüldüyü kimi  $P_s \ll P_{\text{kiü}}$  olduqda  $\dot{I}=0$ , yəni rabitə kanalında informasiya ötürülmür.  $P_s \gg P_{\text{kiü}}$  olduqda isə

$$I = F_{\max} t_s \log_2 \left( \frac{P_s}{P_{\text{kiü}}} \right) \quad (1.25)$$

ifadəsinə uyğun olaraq informasiya ötürülür.

Deməli, informasiya miqdarını artırmaq üçün siqnalın  $2\Delta F$  – tezlik zolağını genişləndirmək, davam etmə müddətini və siqnal/küy nisbətini artırmaq lazımdır. §1.2-də qeyd edildiyi kimi, siqnalın “tutumu” elə (1.25) düsturu ilə təyin edilən informasiya miqdarına uyğun gələn anlayışdır.

Rabitə xəttində siqnalların təhrifinin qarşısını almaq üçün çalışmaq lazımdır ki, kanalın «tutumu»  $V_k = H\Delta F_k \tau_k$  siqnalın “tutumu”  $V_s = H\Delta F_s t_s$  -dən böyük olsun, yəni  $V_k \gg V_s$ . Burada,

$$H = \log_2 \left( \frac{P_s}{P_{\text{kiü}}} \right),$$

Bu tələbi təmin etmək üçün kanal tərəfindən buraxılan tezlik zolağının eni siqnalın uyğun enindən böyük, yəni  $\Delta F_k > \Delta F_s$ , kanalın rabitə vaxtı siqnalın davam etmə müddətindən böyük, yəni  $\tau_k > t_s$  və kanalda siqnal/ küy nisbəti siqnalın uyğun parametrindən böyük olmalıdır.

Praktikada geniş istifadə edilən bəzi rabitə kanallarının xarakteristikalarını bilmək maraqlıdır. Cədvəl 1.2-də müxtəlif informasiya kanallarının parametrləri verilmişdir.

**Cədvəl 1.2**

	$F_{\max}, Hs$	$m$	$\log_2 m$	$C, \frac{\text{bit}}{\text{san}}$
Teleqraf	4.10	2	1	8.10
Telefon	4.10	128	7	6.10
Televiziya	6.10	30	5	6.10

Bilmək maraqlıdır ki, insan bir saniyədə gözlə  $2 \times 10^4$  bit informasiya qəbul edə bilər. Bu isə televiziya ilə informasiya

ötürülməsindən 1000 dəfə aşağıdır.

Müasir informasiya sistemlərində informasiyanın ötürülmə sürəti çox böyükdür. Məsələn, ifrat yüksək tezlikli kəbellərlə verilən tezlik zolağının sərhəd qiyməti  $F_{\max} \approx 10^{10} Hs$ , informasiyanın

ötürülmə sürəti isə  $C \approx 10^9 \frac{\text{bit}}{\text{san}}$ -yə çatır. Bu cür kəbellərdə  $10^3$ -ə yaxın

televiziya kanalı və  $2,5 \times 10^6$  telefon kanalı yerləşdirmək olar.

Optik kəbellərdə bundan da böyük tezlik zolağına ( $F_{\max} = 10^{10} - 10^{14} Hs$ ) və informasiya ötürmə sürətinə ( $C \approx 10^{10} \frac{\text{bit}}{\text{san}}$ ) nail

olmaq olar. Optik kabel kvardsdan hazırlanmış dielektrik dalğaötürən olub, işığın onda tam daxili qayıtması hadisəsi əsasında işləyir. Belə dalğaötürənlərdə dalğanın zəifləməsi çox kiçikdir; dalğa uzunluğu  $\lambda \approx 0,6 \text{ mkm}$  olduqda dalğanın sönməsi  $1,5 \frac{\text{dB}}{\text{km}}$ -ə bərabərdir. Son

zamanlarda daha mükəmməl dalğaötürənlər hazırlanmışdır. Bunlarda dalğanın sönməsi  $0,2 \frac{\text{dB}}{\text{km}}$  ( $\lambda \approx 1,6 \text{ mkm}$ ) tərtibindədir. Bu, 30 km

məsafədə dalğanın intensivliyinin  $e=2,72$  dəfə azalması deməkdir. Sönməni kompensasiya etmək üçün optik kəbellərdə hər bir 10 km məsafədən sonra ara optik gücləndiriciləri yerləşdirmək lazım gəlir.

Siqnalların ötürülməsində küylərin təsiri olduqca böyükdür. Radio dalğaları diapazonunda işləyən rabitə kanallarında, əsas etibarilə,  $P_r = kT\Delta F$  istilik küyləri mühüm rol oynayır. Burada  $k$ -Bolsman sabiti,  $T$ - istilik temperaturu,  $\Delta F$ - kanalın tezlik zolağının enidir. Müəyyən  $E$  enerjiyə malik impulsla bir bit informasiya verilərkən otaq temperaturunda (300 K) kanalda  $kT = 4,14 \cdot 10^{-21}$  C-a bərabər küy yaranır. Deməli, bir bit informasiyanı ötürmək üçün sərf olunan minimal enerji  $kT$ -dən böyük olmalıdır. Lakin bu minimal enerji səviyyəsinin, daha doğrusu,  $E/kT$  nisbətinin azaldılması energetik nöqteyi-nəzərdən vacib məsələlərdən biridir. Bu məsələ hazırda kompüter texnikası ilə məşğul olan mütəxəssislərin diqqət mərkəzindədir. Məsələn, 2001-ci ilin istehsalı olan mobil Pentium-3 prosessor ( $P=1 \text{ Vt}$ ,  $F=300 \text{ MHz}$ ) üçün bu nisbət  $2,5 \cdot 10^4$  idisə, ən yeni texnologiya olan nanotexnologiya əsasında hazırlanan prosessorda bu nisbət, demək olar ki, vahid səviyyəsinə kimi endirməyin mümkünlüyü göstərilmişdir.



Optik diapazonda  $kT \ll \hbar\omega$  olduğundan optik kanallarda istilik küylərini nəzərə almamaq olar. Lakin bunlarda başqa növ — kvant təbiətli küylər yaranır.  $\tau$  – müddətində bir bit informasiyanın ötürülməsində  $E \approx \hbar/\tau$  -ya bərabər kvant küyü yarana bilər. Kvant küylərinin əmələ gəlməsi enerji halının kvant qeyri-müəyyənliyi ilə bağlıdır.

Kompüterlərdə informasiyanın yerləşdirilməsi və onu uzun müddətdə yaddaşda saxlanması da mühüm məsələlərdəndir. Yaddaş elementləri kimi maqnit və lazer disklərindən istifadə olunur. CD-lazer kompakt diski  $6 \times 10^8$  bayt, DVD diski isə daha böyük - təqribən  $(4-5) \times 10^9$  bayt tutumuna malikdir. CD disklərdə yazılış sıxlığı indiki təsəvvürlərə görə çox da böyük deyil; bir bayt informasiya yazmaq üçün təxminən  $4 \times 10^{-4} \text{ sm}^2$  sahəcik istifadə olunur. Vinçesterdə (sərt maqnit diskində) bu sahəcik daha kiçikdir ( $1,8 \times 10^{-5} \text{ sm}^2$ ). Bu deyilənləri daha aydın təsəvvür etmək üçün belə bir misala baxaq. Azərbaycan Ensiklopediyasının bir səhifəsini (şəkilsiz) yaddaşında saxlamaq üçün kompüterə 20 kбайt tələb olunur. Ensiklopediyanın 10 cildəndən ibarət və hər bir cildə təxminən 600 səhifə olduğunu nəzərə alsaq, onu yaddaşında saxlamaq üçün  $10 \times 600 \times 20000 = 1,2 \times 10^8$  bayt tutumuna malik disk lazımdır.

## İ F Ə S İ L

### TOPLANMIŞ PARAMETRLİ XƏTTİ RADİOELEKTRON DÖVRƏLƏRİ

#### § 2.1. Dövrə elementləri. radioelektron dövrələrinin təsnifatı

İxtiyari radiotexniki qurğu müxtəlif elementlərdən: cərəyan və gərginlik mənbələrindən, rezistorlardan, kondensatorlardan, induktivlik sarğaçlarından, diodlardan, tranzistorlardan, elektron lampalarından, birləşdirici naqillərdən və s. təşkil olunur. Bunları xarakterizə edən fiziki parametrlər isə cərəyan  $i$ , gərginlik  $u$ , müqavimət  $R$ , tutum  $C$ , induktivlik  $L$  - dir. Belə elementlərdən müəyyən qayda ilə təşkil olunmuş dövrələr r a d i o e l e k t r o n dövrələri adlanır.

Əgər dövrənin xətti ölçüləri bu dövrəyə təsir edən siqnalın dalğa uzunluğundan çox kiçikdirsə ( $L \ll \lambda$ ), başqa sözlə, dövrəyə kifayət qədər alçaqtezlikli siqnallar təsir edirsə, dövrə t o p l a n m ı ş p a - r a m e t r l i dövrə adlanır. Belə dövrələrdə cərəyan və gərginlik yalnız zamanın funksiyası olur və onlar arasındakı əlaqə adi diferensial tənliklərlə ifadə olunur.

Dövrənin həndəsi ölçüləri siqnalın dalğa uzunluğu tərtibində və çox olduqda ( $L \geq \lambda$ ) isə, başqa sözlə, yüksək tezlikli siqnallarda dövrə p a y l a n m ı ş p a r a m e t r l i dövrə adlanır. Belə dövrələrdə cərəyan və gərginlik təkcə zamandan deyil, həm də koordinatdan asılı olur və xüsusi törəməli xətti diferensial tənliklərlə (çoxdəyişənli funksiyanın özü və xüsusi törəmələri daxil olan diferensial tənliklərlə) təsvir olunur. Qeyd edək ki, xarakterik ölçüsü  $L$  olan dövrə elementinə təsir edən siqnalın tezliyindən asılı olaraq o bir halda toplanmış, digər halda isə paylanmış parametrlə sistem ola bilər. Məsələn, uzunluğu 1m olan ekranlanmış birləşdirici naqilə 1 kHs tezlikdə ( $\lambda = 3 \cdot 10^5 m$ )  $L \ll \lambda$  şərti ödənilməyindən ona toplanmış parametrlə sistem kimi baxmaq olar. Daha yüksək tezliklərdə isə məsələn,  $f = 10^9 Hs$  olduqda ( $\lambda = 0,3m$ ) naqilin ölçüsü siqnalın dalğa uzunluğu tərtibində olur və ona paylanmış parametrlə sistem kimi baxmaq lazımdır.

Dövrə elementləri iki hissəyə ayrılır: passiv və aktiv elementlər.

**1. Radioelektron dövrəsinin passiv elementləri.** Passiv elementlər elə elementlər adlanır ki, onlarda dövrəyə təsir edən siqnalın intensivliyi artmır; enerji itkilərə sərf olunur, yaxud da elementdə toplana bilər. Bunlara misal olaraq rezistor, kondensator, induktivlik sarğacını və s. göstərmək olar. Bütün dövrə elementləri elektrik müqavimətinə malikdir. Müqavimət o m i k və r e a k t i v ola bilər. İnduktivlik sarğacı və kondensatorun müqavimətləri reaktiv xarakter daşıyır və uyğun olaraq i n d u k t i v və t u t u m m ü q a v i m ə t i adlanır.

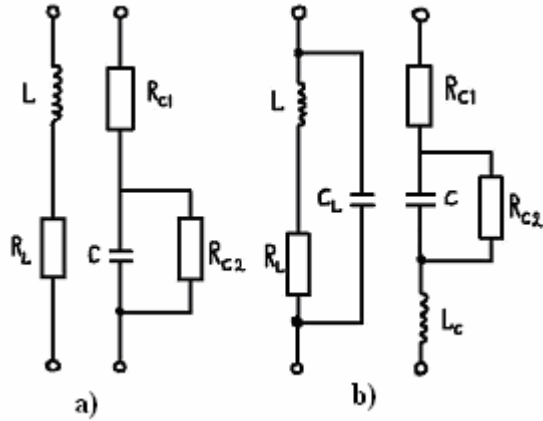
Real halda elə element mövcud deyil ki, onun müqaviməti təkcə omik, yaxud təkcə induktiv və ya təkcə tutum müqaviməti olsun. Məsələn, induktivlik sarğacı yüksək tezliklərdə induktiv müqavimətlə yanaşı keçirici naqildən təşkil olunduğundan eyni zamanda omik müqavimətə, eləcə də naqil sistemi kimi müəyyən tutuma da malikdir. Kondensator keçirici naqillərdən ibarət olduğundan müəyyən induktivliyə və omik müqavimətə də malikdir. Belə elementlərdən və onlardan təşkil olunmuş dövrələrdən cərəyanın keçməsinə tədqiq edərkən, çox vaxt real element ideallaşdırılmış elementlə əvəz edilir və belə hesab edilir ki, onlar ancaq bir növ müqavimətə malikdir. Belə ideal elementlərdə gərginlik düşgülləri

$$U_R = Ri; U_L = L \frac{di}{dt}; U_C = \frac{1}{C} \int idt$$

şəklindədir.

Əgər hər hansı səbəbdən belə ideallaşdırma aparmaq mümkün deyilsə, onda real element ideal elementlərdən ibarət olan ekvivalent dövrə ilə əvəz edilir. Məsələn, omik müqavimətə malik induktivlik sarğacı və müəyyən itkiyə malik kondensatoru nisbətən yüksək tezliklərdə şəkil 2.1,  $a$ -da göstərilən ekvivalent dövrə ilə əvəz etmək olar.

Qeyd edək ki, ümumiyyətlə, ekvivalent dövrə elə dövrə hesab olunur ki, onu əvəz etdiyi elementin yerinə dövrəyə daxil etdikdə dövrədən keçən cərəyan və gərginlik düşgülləri dəyişməsin.



**Şəkil 2.1.** İnduktivlik sarğacı və kondensatorun orta (a) və yüksək (b) tezliklərdə ekvivalent sxemləri:

$L$  – sarğacın induktivliyi,  $C$  – kondensatorun tutumu,  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  – kondensatorun omik müqavimətləri,  $C_L$  – induktivlik sarğacının sarğıları arasında yaranan tutum,  $L_C$  – kondensatorun induktivliyidir.

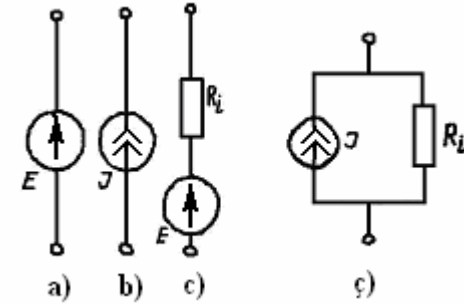
Baxılan sxemlərdə orta tezliklərdə induktivlik sarğacının sarğıları arasındakı tutum və kondensator sisteminin induktivliyi nəzərə alınmamışdır. Yüksək tezliklərdə bu parametrləri nəzərə almaq lazım gəlir və bu halda ekvivalent sxemlər şəkil 2.1, b -də göstərildiyi kimi olur. Beləliklə, istənilən dövrəyə  $R, L, C$  ideal elementlərin kombinasiyası kimi baxmaq olar ki, bu da belə dövrlərin tədqiqini xeyli asanlaşdırır.

**2. Radioelektron dövrəsinin aktiv elementləri.** Radioelektron dövrlərində siqnalların intensivliyini artırmağa və enerji çevrilməsini həyata keçirməyə imkan verən elementlər aktiv elementlər adlanır. Bunlara misal olaraq cərəyan və gərginlik generatorlarını, elektron lampaları və yarımkeçirici cihazlarını və s. göstərmək olar.

Gərginlik və cərəyan mənbələri uyğun olaraq gərginlik və cərəyan generatorları da adlanır. Sxemlərdə bu generatorların şərti işarələri şəkil 2.2-dəki kimidir.

Gərginlik generatoru ideal halda daxili müqaviməti  $R_i=0$  olan

sabit və ya dəyişən gərginlik mənbəyidir. Bu mənbəyin əsas xassəsi ondan ibarətdir ki, istənilən yük müqavimətində mənbəyin sığaclarında gərginlik sabit qalır.



**Şəkil 2.2.** İdeal və real generatorların şərti işarələri: a, b – ideal, c, d – real gərginlik və cərəyan generatorları.

Qeyd edək ki, gərginlik generatorların sığaclarına sonsuz kiçik yük müqaviməti qoşduqda generatordan sonsuz böyük cərəyan keçəcəkdir ki, bu da onun sıradan çıxmasına səbəb ola bilər.

Cərəyan generatoru isə sonsuz böyük daxili müqavimətə malik olan ( $R_i = \infty$ ) sabit və ya dəyişən cərəyan mənbəyidir. Belə cərəyan mənbəyinin əsas xassəsi yük müqavimətinin ixtiyari qiymətində mənbəyin çıxışında cərəyanın sabit qalmasıdır.

Real gərginlik və ya cərəyan mənbəyinin daxili müqaviməti  $R_i$  sonlu qiymətə malik olur. Sxemlərdə real gərginlik və cərəyan mənbələri şəkil 2.2, c, d-də göstərildiyi kimi işarə edilir. Əgər generatorların daxili müqavimətləri eyni olarsa, bu iki sxem ekvivalentdir; belə ki, eyni yük müqavimətlərdən keçən cərəyanlar da eyni olacaqdır.

Qeyd edək ki, generatordan yükə maksimal güc onun  $R_i$  daxili müqaviməti  $R_y$  yük müqavimətinə bərabər olanda verilə bilər. Bu hal yük müqavimətinin generatorun daxili müqaviməti ilə uzlaşması şərti adlanır. Yük müqavimətinin bu optimal qiymətdən fərqlənən ixtiyari qiymətlərdə yükə ayrılan güc azalır. Qeyd edək ki, bəzi hallarda yük müqavimətinin mənbəyin daxili müqaviməti ilə uzlaş-

dırılması əlverişli deyil. Məsələn, transformator yüklü elektron gücləndiricilərində  $R_y < R_i$  olur.

Hər bir mürəkkəb radiotexniki qurğu radioelektron dövrlərindən təşkil olunur. Ümumi halda belə mürəkkəb elektrik dövrlərində gedən proseslərin tam təhlili dövrdən keçən cərəyanla gərginlik düşgünləri arasındakı asılılıqları ifadə edən diferensial tənliklərin həllinə gətirilir. Radioelektron dövrlərini bu diferensial tənliklərin şəklinə görə aşağıdakı təsnifatda vermək olar.

**Sabit parametrlı xətti radioelektron dövrləri.** Parametrləri cərəyandan, gərginlikdən, maqnit sahəsindən və s. asılı olmayan xətti elementlərdən təşkil olunmuş dövrlər sabit parametrlı xətti dövrlər adlanır və sabit əmsallı xətti adi diferensial tənliklə təsvir olunur:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = s(t) \quad (2.1)$$

Sabit R, L, C elementlərindən və e elektrik hərəkət qüvvəsinə malik generatordan təşkil olunmuş dövrə üçün bu tənlik aşağıdakı kimi olur:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{c} \int idt = e(t)$$

Belə dövrlərə çox vaxt sadəcə xətti dövrlər deyilir. (2.1) tənliyinə daxil olan  $a_0, a_1 \dots a_n$  sabit əmsallardır,  $y$  isə dövrəyə təsir edən  $s(t)$  siqnalına uyğun dövrənin cavabını ifadə edən kəmiyyətlərin (cərəyanın, gərginliyin, elektrik yükünün və s.) ani qiymətlərini göstərir. Xətti radioelektron dövrlərə misal olaraq xətti elementlərdən, məsələn, rezistordan, kondensatordan, induktivlik sarğacından və transformatorlardan təşkil olunmuş dövrləri göstərmək olar.

Dövrənin girişinə təsir edən siqnal  $s$  ə b ə b, çıxışından götürülən siqnal isə dövrənin həmin təsire qarşı c a v a b ı, yaxud n ə t i c ə adlanır. Fiziki baxımdan elə dövrəyə xətti dövrə deyilir ki, həmin dövrə üçün s u p e r p o z i s i y a prinsipi ödənilsin. Ümumi şəkildə superpozisiya prinsipi belə ifadə olunur: xətti dövrəyə mürəkkəb

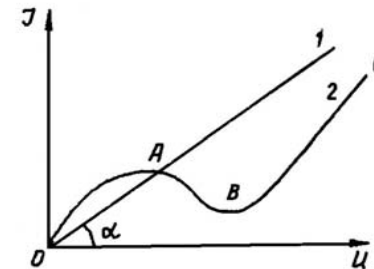
siqnalın təsirinin nəticəsinə onu təşkil edən harmonikaların bir-birindən asılı olmadan ayrı-ayrılıqda göstərdikləri təsirlərin cəmi kimi baxmaq olar. Xətti sistemə misal olaraq Om qanununa tabe olan elektrik dövrəsini göstərmək olar; belə dövrlərə e.h.q.-ləri cəminin təsiri ilə yaranan cərəyan, e.h.q.-ləri ayrı-ayrılıqda təsir edən hallarda yaranan cərəyanların cəminə bərabərdir:

$$i_{\Sigma} = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_n(t). \quad (2.2)$$

Radioelektron dövrlərin və sistemlərin təsnifatı həmçinin superpozisiya prinsipinin ödənilməsinə görə də aparılır: baxılan dövrə üçün superpozisiya prinsipi ödənilirsə dövrə xətti, ödənilmirsə qeyri-xətti dövrə adlanır. Əgər dövrə elementinin elektrik müqaviməti cərəyandan və ya bu elementdəki gərginlik düşgüsündən asılı deyildirsə, bu element xətti element adlanır. Belə elementlərin volt-ampere xarakteristikaları (BAX) xəttidir (şəkil 2.3).

Xarakteristikadan  $tg \alpha = \frac{I}{U} = \frac{1}{R_0}$  kimi təyin olunur; burada  $R_0$  –

sabit cərəyana qarşı müqavimət və ya statik müqavimət adlanır. Xətti dövrlərin çıxışındakı siqnalın spektri elə toplananlara malik olur ki, bunlar giriş siqnalında vardır, başqa sözlə, xətti dövrlərdən siqnal keçərkən yeni tezlik toplananları yaranmır.



**Şəkil 2.3.** Xətti (1) və qeyri-xətti (2) elementlərin volt-ampere xarakteristikaları.

**Dəyişən parametrlı xətti dövrlər.** Parametrləri ancaq zamanla asılı olaraq dəyişən elementlərdən təşkil olunmuş xətti dövrlər dəyişən parametrlı xətti dövrlər adlanır və dəyişən

əmsallı

$$a_n(t) \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}(t) \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1(t) \frac{dy}{dt} + a_0(t)y = s(t). \quad (2.3)$$

xətti diferensial tənliyi ilə təsvir olunur ki, bu tənlikdə  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  əmsallarından heç olmasa biri zamandan asılı olur [ $e(t), R(t), L(t), C(t)$  elementlərindən ibarət olan dövrə üçün bu tənliyi özünüz yazın].

Dəyişən parametrlı xətti dövrlər üçün də superpozisiyası prinsipi ödənilir, bununla yanaşı çıxış siqnalının tərkibində giriş siqnalında olmayan tezlik komponentləri də mövcud olur. Dəyişən parametrlı xətti dövrlər **xətti parametrik dövrlər** adlanır.

**Qeyri-xətti dövrlər.** Dövrənin heç olmasa bir elementinin parametrləri cərəyan və gərginlikdən asılı olub, zamandan asılı olmazsa, belə dövrə **qeyri-xətti dövrə** adlanır və

$$a_n(y) \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}(y) \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1(y) \frac{dy}{dt} + a_0(y) = s(t) \quad (2.4)$$

şəkilində qeyri-xətti adi diferensial tənliklə təsvir olunur. (Qeyri-xətti  $R, L, C$  elementləri və gərginlik generatorundan təşkil olunmuş dövrə üçün bu tənliyi özünüz yazın). Əksər hallarda elementin elektrik müqavəti cərəyan və gərginlikdən asılı olur ki, belə element **qeyri-xətti element** adlanır. Qeyri-xətti elementlərin BAX mürəkkəb şəklə malik olur. Qeyri-xətti elementlərə misal olaraq xarakteristikaları qeyri-xətti olan elektron lampalarını və yarımkeçirici cihazlarını göstərmək olar. Nümunə üçün yarımkeçirici tunel diodun BAX şəkil 2.3-də göstərilmişdir. Bu halda qeyri-xətti elementini xarakterizə etmək üçün  $R_d = \frac{du}{di}$  ilə təyin olunan **diferensial**

**ial müqavimət** (dəyişən cərəyana qarşı müqavimət) daxil edilir.  $R_d$  verilmiş nöqtədə əyriyə çəkilən toxunanın absis oxuna nəzərən meyl bucağı ilə təyin olunur və əyri boyunca nöqtədən-nöqtəyə (0-dan  $\infty$ -a kimi) dəyişir. Xarakteristikanın müəyyən hissəsində isə (şəkilə AB hissəsi) mənfi müqavimətə malik olur.

**Dəyişən parametrlı qeyri-xətti dövrlər.** Qeyri-xətti dövrənin heç olmasa bir elementinin parametrləri cərəyan və gərginliklə yanaşı həm də zamandan asılı olarsa, belə dövrəyə dəyişən parametrlı qeyri-xətti dövrə deyilir və

$$a_n(y, t) \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}(y, t) \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1(y, t) \frac{dy}{dt} + a_0(y, t) = s(t) \quad (2.5)$$

şəkilində qeyri-xətti adi diferensial tənliklə təsvir olunur. (Dəyişən parametrlı  $R, L, C$  elementləri və gərginlik generatorundan təşkil olunmuş dövrə üçün bu tənliyi özünüz yazın).

Toplanmış parametrlı xətti sistemləri tədqiq etmək üçün bir sıra üsullar mövcuddur: spektral təhlil və dördqütblülər üsulları, triqonometrik funksiyalar, kompleks amplitudlar və vektor diaqramları üsulları və b. Bu üsullar xətti sistemləri təsvir edən diferensial tənliklərin xassələrinə, triqonometrik və üstlü funksiyalar arasındakı məlum riyazi əlaqələrə əsaslanmışdır.

## § 2.2. Spektral təhlil üsulu

Göstəriləni kimi, siqnalın radioelektron dövrlərdən keçməsi məsələlərinin təhlilində onların zamandan asılılığı çox vaxt siqnalın spektral tərkibi haqqında aydın təsəvvür yaratmağa imkan vermir. Siqnalın spektral tərkibini araşdırmaq lazım gəldikdə spektral üsuldən geniş istifadə olunur. Üsulun mahiyyəti ondan ibarətdir ki, zamanın funksiyası olan ixtiyari mürəkkəb siqnal – uyğun amplitud, tezlik və fazaya malik harmonik toplananlarla, siqnalın zamandan asılılığı isə tezlikdən asılılığı ilə ifadə edilir. Mürəkkəb siqnalın harmonik toplananların cəmi ilə ifadə olunması harmonik rəqslərin texniki cəhətcə asan generasiya oluna bilməsi, sabit parametrlı xətti dövrlərdən keçərkən öz harmonik rəqs xarakterini saxlaması və çox kiçik tezlik zolağı tutması ilə əlaqədardır.

Məlum olduğu kimi, siqnal periodik və qeyri-periodik olur. Əvvəlcə spektral təhlil üsulunun periodik siqnalara tətbiq edilməsinə baxaq.

**1. Periodik siqnalın spektri.** Siqnal periodik  $s(t) = s(t + nT)$

olan halda spektral üsul Furiye sırasından istifadə etməyə gətirilir. Periodik funksiyanın triqonometrik Furiye sırasına ayrılmasının mümkün olması riyazi analiz kursundan məlumdur. Orada göstərilmişdir ki, Dirixle şərtini ödəyən T periodlu ixtiyari periodik funksiya  $\sin n\omega_0 t$  və  $\cos n\omega_0 t$  (burada  $n=1,2,3,\dots$  – tam ədədlərdir) funksiyaları vasitəsilə sıraya ayrıla bilər. Furiye sırasına ayrılan funksiya üçün Dirixle şərti belədir:

a) funksiya məhdud olmalıdır;

b) T periodu ərzində funksiya sonlu sayda maksimumlara və minimumlara malik olmalı və həmçinin kəsilmə nöqtələrinin sayı sonlu olmalıdır. Real fiziki proseslər üçün bu şərtlər həmişə ödənilir. Onda  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$  dairəvi tezlikli mürəkkəb periodik siqnal Furiye sırası şəklində ifadə oluna bilər:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_0 t \quad (2.6)$$

$a_n$  və  $b_n$  əmsalları uyğun olaraq kosinusoidal və sinusoidal toplananların amplitudlarıdır və aşağıdakı düsturlarla hesablanılır:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega_0 t dt, \quad (2.7)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega_0 t dt. \quad (2.8)$$

Sıraya daxil olan  $\frac{a_0}{2}$  həddi siqnalın sabit toplananı, yaxud bir period ərzində  $s(t)$  funksiyanın orta qiymətidir:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt. \quad (2.9)$$

Çox vaxt Furiye sırasını müxtəlif fazalı eyni bir triqonometrik funksiyanın cəmi şəklində ifadə etmək əlverişlidir:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n). \quad (2.10)$$

(2.6) və (2.10) düsturları ilə ifadə olunan təsvir yollarının ekvivalent olması üçün

$$A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n) = a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t$$

olmalıdır. Burada uyğun triqonometrik funksiyaların sabit əmsallarının bərabərliyindən bu əmsallar arasında əlaqə yaratmaq olar:

$$a_n = A_n \sin \varphi_n, \quad b_n = A_n \cos \varphi_n, \quad A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} : \operatorname{tg} \varphi_n = \frac{a_n}{b_n}.$$

Beləliklə, (2.10) ifadəsi ilə verilən sıra tezlikləri prosesin  $\omega_0$  əsas tezliyinin tam misillərinə bərabər olan  $n\omega_0$  (burada  $n$  – harmonikaların nömrəsidir) harmonik proseslərin cəmindən ibarətdir. Sıranın toplananları harmonikalar, bütün harmonikaların cəmi isə mürəkkəb periodik siqnalın spektri adlanır.

Periodik siqnalın Furiye sırasına daxil olan əmsalların hesablanması və bir çox digər riyazi əməliyyatların sadələşməsində bəzən sıranın kompleks şəkildə yazılması əlverişli olur:

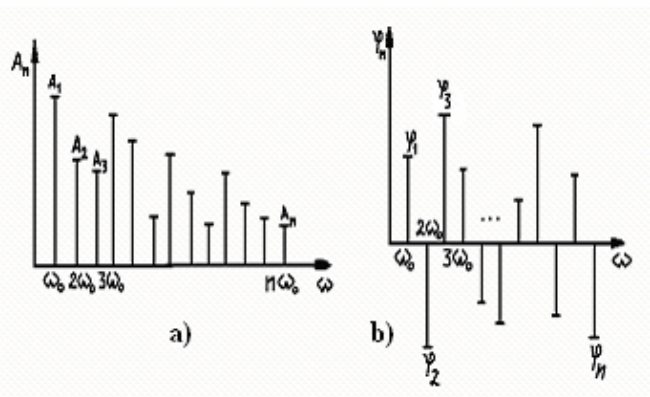
$$\dot{S}(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \dot{A}_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.11)$$

Burada  $\dot{A}_n$  - kompleks amplituddur və  $\dot{A}_n = A_n e^{j\varphi_n}$  kimi yazıla bilər.  $\dot{A}_n$  aşağıdakı kimi təyin edilir:

$$\dot{A}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \dot{S}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (2.12)$$

Mürəkkəb periodik siqnalın spektral tərkibinin xarakteristikası

kimi spektrogramlardan istifadə olunur. Spektrogramlar absis oxunda harmonika nömrəsi  $n$  və ya tezliklər  $n\omega_0$ , ordinat oxunda isə onların amplitudları göstərilmiş qrafiklərdən ibarətdir (şəkil 2.4, a). Şaquli parçaların uzunluqları harmonikaların amplitudlarını göstərir. Harmonikalar yığımından ibarət olan belə spektr xətt və ya diskret spektr adlanır. Bu qrafiki təsvir üsulunun əlverişli olmayan cəhəti ondan ibarətdir ki, elektrik dövrlərindən mürəkkəb siqnalın toplananları keçərkən yaranan faza sürüşmələrini qrafiki təsvir etmək mümkün olmur. Bu halda rəqslərin fazası haqqında heç bir məlumat yoxdur və fazalar fərqi amplitud spektrogramın şəklinə təsir etmir. Harmonikalar arasında faza sürüşmələri maraqlı kəsb edilən hallarda faza spektrini qurmaq lazımdır (şəkil 2.4, b).



Şəkil 2.4.

Periodik siqnalın amplitud (a) və faza (b) spektrləri.

Xüsusi halda parametrləri  $(t_i, T, A)$  məlum olan düzbucaqşəkilli periodik impulsar ardıcılığının Furiye sırasına ayrılmasını araşdırıq. İmpulsun  $T$  təkrarlanma periodunun  $t_i$  davam etmə müddətinə nisbəti  $q = \frac{T}{t_i}$  impulsların dərinliy i adlanır və impulsun mühüm xarakteristikalarından biridir.  $t = 0$  nöqtəsini impulsun ortasında ( $t_i/2$  nöqtəsində) götürsək, siqnalı analitik olaraq aşağıdakı kimi ifadə edə bilərik.

$$\frac{t_i}{2} < t < -\frac{t_i}{2}, \quad s(t) = 0, \quad -\frac{t_i}{2} \leq t \leq \frac{t_i}{2}, \quad s(t) = A.$$

(2.7)–(2.9) düsturlarından istifadə edərək Furiye sırasına daxil olan əmsalları təyin edək:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-t_i/2}^{t_i/2} A dt = A \frac{t_i}{T} = \frac{A}{q},$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-t_i/2}^{t_i/2} A \cos n\omega_0 t dt = \frac{2A}{\pi n} \sin \frac{n\omega_0}{2} t_i,$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-t_i/2}^{t_i/2} A \sin n\omega_0 t dt = 0.$$

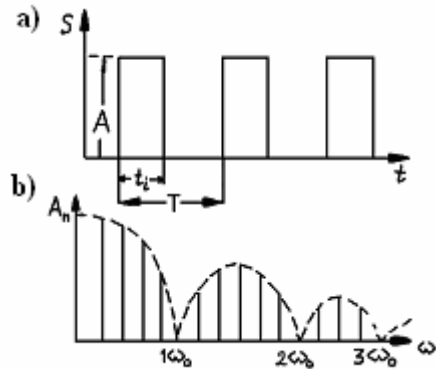
Əmsalların bu qiymətlərini (2.6) Furiye sırasında yerinə yazsaq,

$$s(t) = \frac{A}{q} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\pi n / q)}{\pi n / q} \cdot \cos n\omega_0 t \right] \quad (2.13)$$

alarıq. Bu cəmə daxil olan hər bir hədd amplitudu  $\frac{2A}{q} \sin\left(\frac{\pi n}{q}\right) / \left(\frac{\pi n}{q}\right)$ -yə bərabər olan harmonik rəqsi ifadə edir. Bu rəqslər, məlum olduğu kimi, amplitud spektrində diskret xətlər şəklində göstərilir. Bu rəqslərin amplitudu  $\frac{\pi n}{q}$ -nin qiymətlərindən

asılı olaraq periodik dəyişir. Şəkil 2.5, b-də impulsların dərinliyinin müəyyən qiymətində düzbucaqşəkilli impulsar ardıcılığının amplitudu modulunun tezlikdən asılılığı (amplitud spektri) verilmişdir. Göründüyü kimi, impuls siqnalın spektri sonsuz sayda harmonikalardan ibarətdir.

İnsan qulağı rəqslərin fazasına reaksiya vermədiyindən danışiq siqnallarının spektrini ifadə etmək üçün yalnız amplitud spektrogramları kifayət edir. Amplitud spektrogramında danışiq və musiqi siqnalları spektri 20Hz - 20kHz, televiziya videosiqnalları 6MHz, teleqraf siqnalları isə 100-500Hz tezliklər diapazonunu tutur.



**Şəkil 2.5.** Düzbucaqşəkilli impuls siqnallar ardıcılığı (a) və onun amplitud spektri (b).

Mürəkkəb siqnalın spektrindən siqnalın tutduğu tezlik zolağının enini qiymətləndirmək olar. Qeyd edildiyi kimi, (bax: § 1.2), tezlik zolağının eni zolağın yuxarı və aşağı tezliklər fərqi ( $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ ) ilə müəyyən olunur. Bu zolağın eni Furiye sırasında amplitudu çox kiçik olan harmonikaların nəzərə alınmaması hesabına qısaltılmış sıradan istifadə etməklə təyin edilir. Bu halda siqnalın tezlik zolağı bu siqnalın qısaltılmış spektrinin yerləşdiyi tezlik intervalını təşkil edir.

**2. Qeyri-periodik siqnalların spektral təsviri.** Spektral üsulun qeyri-periodik siqnallar halında tətbiq edilməsi nisbətən mürəkkəbdir. Qeyri-periodik siqnalların spektral təsviri aşağıdakı qaydada aparılır. Tutaq ki, qeyri-periodik siqnalı ifadə edən  $s(t)$  funksiyası zamanın  $-\infty < t < \infty$  intervalında verilmişdir. Əgər baxılan məsələdə bizi bu funksiyanın zamanın  $t_1 \leq t \leq t_2$  məhdud intervalındakı qiymətləri maraqlandırarsa, onda  $s(t)$  əvəzinə elə periodik  $s^*(t)$  funksiyası daxil etmək olar ki, baxılan zaman intervalında onlar üst-üstə düşsün. Onda  $s^*(t)$  periodik funksiyasını yuxarıda baxılan qayda ilə Furiye sırası şəklində spektrinə ayıraraq,  $T \rightarrow \infty$  ( $\omega_0 \rightarrow 0$ ) olmaqla limitə keçdikdə alınan spektr istənilən zaman anında  $s(t)$

qeyri-periodik siqnala uyğun olacaqdır. Tezliyin  $\omega_0 \cdot n$  diskret qiymətlər ardıcılığı  $\omega$  kəsilməz qiymətlərlə əvəz edilir. Bu vaxt Furiye sırası Furiye inteqralına çevrilir. Beləliklə, göstərilən şərtlər daxilində  $s(t)$  qeyri-periodik siqnalın spektri aşağıdakı Furiye inteqralı ilə ifadə olunur:

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \sin[\omega t + \varphi(\omega)] d\omega, \quad (2.14)$$

burada

$$S(\omega) = \sqrt{\alpha^2(\omega) + \beta^2(\omega)}, \quad (2.15)$$

$$\alpha(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt, \quad (2.16)$$

$$\beta(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt, \quad (2.17)$$

$$\operatorname{tg} \varphi(\omega) = \frac{\alpha(\omega)}{\beta(\omega)}. \quad (2.18)$$

Furiye inteqralı kompleks şəkildə aşağıdakı kimi ifadə olunur:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (2.19)$$

burada

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.20)$$

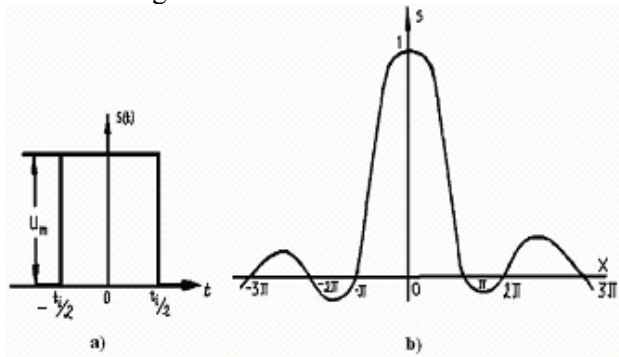
$S(\omega)$  – spektral paylanmada vahid tezlik intervalında siqnalın “spektral sıxlığı” və ya  $s(t)$  funksiyasının spektral xarakteristikası adlanır. Deməli, qeyri-periodik  $s(t)$  siqnalı (2.14) ifadəsi ilə verilən Furiye inteqralının köməyi ilə tezlikləri diskret deyil, kəsilməz qiymətlər alan harmonikaların cəmi şəklində ifadə etmək müm-



kündür. Belə spektr k ə s i l m ə z s p e k t r adlanır. Nümunə üçün şəkil 2.6-da düzbucaqşəkilli impulsun kəsilməz spektri göstərilmişdir. Tək impuls qeyri-periodik olduğu üçün onun spektri kəsilməzdir. Periodik təkrarlanan impulslar ardıcılığı üçün isə bu spektr diskret spektrə çevrilir. Sinyalın spektrindən onun tutduğu tezlik zolağının enini təyin etmək üçün istifadə edilir.

Bəzi məsələlərdə (məsələn, signalın tezlik zolağının təyin edilməsində)  $S(\omega)$  spektral funksiyanı tapmaq kifayətdir ki, bu düz Furiye çevirməsi adlanır. Məlum spektral funksiyaya görə signalın, yəni  $s(t)$  funksiyasının özünün tapılması isə tərs Furiye çevirməsi adlanır.

Qeyd etmək lazımdır ki, Furiye sırası o zaman tətbiq oluna bilər ki,  $s(t)$  funksiyası mütləq inteqrallanan olsun. Bunun üçün  $\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt$  inteqralının yığılan olması, yəni sonlu qiymətə malik olması zəruridir. Bu şərt ödənilmədikdə isə başqa çevirmələrdən istifadə etmək lazım gəlir.



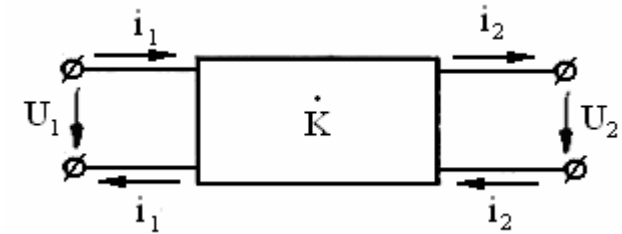
**Şəkil 2.6.** Düzbucaqşəkilli impuls (a) və onun spektral xarakteristikası (b).

Beləliklə, Furiye çevirmələri vasitəsilə ixtiyari mürəkkəb signalın amplitudları və fazaları məlum olan harmonik signalın cəmi şəklində ifadə etmək və belə signalın xətti dövrlərdən keçməsinə (bax § 2.3) öyrənmək olar.

### § 2.3. Xətti dördqütblülər. Dördqütblülər üsulu

Radioelektron sistemlərin tədqiqində dördqütblülər üsulunun tətbiq edilməsi mürəkkəb sxemlərin təhlilini xeyli sadələşdirir.

İki giriş və iki çıxış sınaclarına malik olan istənilən elektrik dövrəsi d ö r d q ü t b l ü adlanır (şəkil 2.7). Bu sınacların hər bir cütündən qiymətə bir-birinə bərabər, istiqamətə əks olan cərəyanlar keçir. Girişə signal mənbəyi, çıxışa isə yük müqaviməti qoşulur və ondan çıxış signalı götürülür. Radiosignal keçən istənilən radioelektron dövrəsini giriş və çıxışa malik belə dördqütblü şəklində göstərmək olar. Dördqütblülər üsulundan istifadə edilməsi bir çox hallarda iri həcmli aralıq çevirmələr aparmadan istənilən dövrənin giriş və çıxış müqavimətlərini, gərginlik və cərəyana görə ötürmə əmsallarını, həmçinin dövrənin xarakteristikalarını tapmağa imkan verir. Qeyd edək ki, istənilən dördqütblü, ikiqütblülərin kombinasiyasından təşkil olunur.



**Şəkil 2.7.** Dördqütblü.

İki nöqtəsi fiksə olunmuş elektrik dövrləri i k i q ü t b l ü l ə r adlanır: məsələn,  $R$ ,  $L$ ,  $C$  dövrə elementləri, diod və s. Bir çox mürəkkəb elektrik dövrlərinin ekvivalent sxemlərini də ikiqütblülər şəklinə gətirmək olar.

Dördqütblüləri bir sıra əlamətlərinə görə təsnifata ayırmaq olar. Daxilində cərəyan və ya e.h.q. mənbələri olan dördqütblü – a k t i v , mənbə olmayan halda isə p a s s i v dördqütblü adlanır. Dördqütblülər x ə t t i və q e y r i - x ə t t i olur. Xətti elementlərdən təşkil olunmuş dördqütblü x ə t t i d ö r d q ü t b l ü , tərkibinə qeyri-xətti element daxil olan dördqütblü isə q e y r i - x ə t t i d ö r d q ü t b l ü adlanır. Biz burada xətti dördqütblülərə baxacağıq. Qeyd edək ki, zəif signal halında, gərginlik və cərəyanın kifayət qədər kiçik qiymətlərində tranzistor, elektron lampası və s. kimi qeyri-xətti elementlər

daxil olan qeyri-xətti dördqütblünü xətti hesab etmək olar. Xətti dördqütblü xətti elementlərdən təşkil olunduğundan, onun üçün superpozisiya prinsipi ödənilməlidir. Dördqütblünün giriş və çıxışının yerini dəyişdikdə onu xarakterizə edən münasibətlər dəyişmir, buna s i m m e t r i k d ö r d q ü t b l ü deyilir.

Xətti dördqütblüdən mürəkkəb siqnalların keçməsi məsələsini nəzərdən keçirək.

**1. Xətti dördqütblüdən mürəkkəb siqnalların keçməsi.** Bu məsələnin həllini aşağıdakı ardıcılıqla aparmaq olar. Dördqütblünün girişinə verilən siqnal öz spektral tərkibinə ayırır, hər bir harmonikanın ayrılıqda xətti dördqütblüdən keçməsinə baxılır. Nəticədə çıxış siqnalı dördqütblüdən keçən bütün komponentlərin ani qiymətlərinin toplanması yolu ilə tapılır. Bu əməliyyatlar göstərir ki, çıxış siqnalını tapmaq üçün dördqütblüdən keçən hər bir toplananın amplitud və fazasının dəyişməsini bilmək lazımdır. Qeyd edək ki, xətti sistemə baxıldığından onun girişinə amplitud, tezlik və faza ilə xarakterizə olunan harmonik siqnal verildikdə çıxışında həmin tezlikli, lakin amplitud və fazası dəyişən siqnal alınacaqdır (şəkil 2.8) Siqnalın amplitud və fazasının dəyişməsi, məlum olduğu kimi, kompleks amplitudla xarakterizə olunur. Deməli, siqnal xətti dördqütblüdən keçdikdə onun yalnız kompleks amplitudu dəyişir. Buna görə də dördqütblü kompleks ötürmə əmsalı ilə xarakterizə olunur. Verilmiş tezlikdə ötürmə əmsalı  $K(\omega)$  çıxış gərginliyinin kompleks amplitudunun, giriş gərginliyinin kompleks amplituduna olan nisbəti ilə təyin olunur:

$$\dot{K}(\omega) = \frac{\dot{U}_{mç}(\omega)}{\dot{U}_{mg}(\omega)} = \frac{U_{mç} e^{j\varphi_2}}{U_{mg} e^{j\varphi_1}} = K e^{j\varphi} \quad (2.23)$$

Amplitudun dəyişməsini xarakterizə edən  $K = U_{mç} / U_{mg}$  əmsalı dördqütblünün xassələrindən asılı olaraq vahiddən böyük (gücləndirmə əmsalı) və ya vahiddən kiçik (zəiflətmə əmsalı) ola bilər. Siqnalın harmonik toplananları müxtəlif tezliklərə malik olduqlarından ötürmə əmsalı ümumi halda tezlikdən asılı olur.  $\dot{K}(\omega)$ - ötürmə əmsalının tezlikdən asılılığı sistemin a m p l i t u d -

tezlik xarakteristikası, yaxud sadəcə tezlik xarakteristikası adlanır. Ötürmə əmsalı tezlikdən asılı olduqda, müxtəlif toplananların amplitudunun dəyişməsi eyni olmayacaq və çıxışdakı siqnalın forması girişdəkindən fərqlənəcəkdir. Giriş siqnalını və ötürmə əmsalını bilməklə çıxış siqnalını təyin etmək olar:

$$\dot{U}_{mç}(\omega) = \dot{K}(\omega) \dot{U}_{mg}(\omega)$$

Faza sürüşməsinin tezlikdən asılılığı  $\varphi(\omega)$  dördqütblünün f a z a - t e z l i k xarakteristikası, yaxud sadəcə f a z a x a r a k - t e r i s t i k a s ı adlanır.  $\varphi(\omega)$  dördqütblünün çıxışında hər bir toplanana uyğun faza sürüşməsinin toplanması yolu ilə təyin olunur. Dördqütblüdən keçərkən siqnalın formasının hər cür dəyişməsi siqnalın t ə h r i f olunması adlanır. Qeyd etmək lazımdır ki, siqnalın ani qiymətlərinin mütənəib olaraq artması və ya azalması və eləcə də onun zamana görə sürüşməsi siqnalın təhrif olunması hesab edilmir. Siqnalın təhrifsiz ötürülməsi şərtini

$$K = const \text{ olduqda } s^*(t + \Delta t) = Ks(t)$$

kimi yazmaq olar. Burada  $s(t)$  -dördqütblünün girişindəki,  $s^*(t)$  isə çıxışındakı siqnal,  $\Delta t$  - siqnalın zamana görə sürüşməsidir.

$s(t)$  periodik siqnal olan halda bu şərt aşağıdakı şəkllə düşər:

$$\frac{a_0^*}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n^* \sin[n\omega_0(t + \Delta t) + \varphi_n^*] = K \frac{a_0}{2} + K \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n)$$

Alınmış bərabərlik aşağıdakı şərtlər ödənildikdə eyniliyə çevrilir:

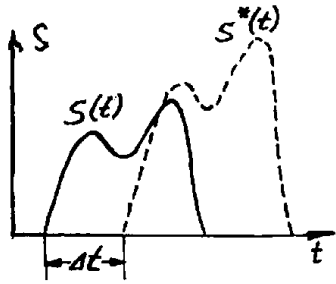
$$\begin{aligned} a_0^* / 2 &= K a_0 / 2; \\ A_n^* &= K A_n. \\ n\omega_0 t + n\omega_0 \Delta t + \varphi_n^* &= n\omega_0 t + \varphi_n, \\ \Delta\varphi &= \varphi_n^* - \varphi_n = -n\omega_0 \Delta t = -a\omega_0 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Beləliklə, bu ifadədən dördqütblünün ideal amplitud-tezlik və

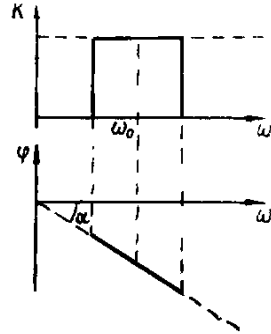
faza-tezlik xarakteristikaları, yəni siqnalın təhrifsiz ötürülməsi üçün aşağıdakı şərtləri alırıq:

a)  $K$  ötürmə əmsalı harmonikaların nömrəsindən və ya tezlikdən asılı olmamalı:  $K = \frac{A_n^*}{A_n} = a_0^* / a_0 = const$ ,

b)  $\varphi$  - faza sürüşməsi  $n$  harmonikaların nömrəsindən və ya tezlikdən xətti asılı olmalı:  $\varphi = -n\omega_0\Delta t = -a\omega_0$ , yəni ötürmə əmsalının modulu baxılan tezliklər üçün sabit, fazası isə tezliyin xətti funksiyası olmalıdır (Şəkil 2. 9).



Şəkil 2.8. Siqnalın xətti dörd-qütblüdən təhrifsiz keçməsi.



Şəkil 2.9. İdeal dördqütblünün tezlik və faza xarakteristikaları.

Praktikada yuxarıda göstərilən şərtləri dəqiq ödəmək demək olar ki, mümkün deyil (bu, xüsusilə geniş tezlik zolağına malik spektrə aiddir). Başqa sözlə, siqnalın elektrik dövrələrindən tam təhrifsiz keçməsi mümkün olmur. Real halda lazımi tezlik zolağında  $K(\omega)$ -nın nisbətən sabitliyi və  $\varphi(\omega)$ -nın təxminən xəttliliyi ilə kifayətlənmək olar ki, bu da siqnalın minimal təhrif olunmasına uyğundur.

Radiorabitədə dördqütblüdən informasiyanı daşıyan faydalı siqnalı minimal təhriflə ötürmək tələbindən başqa, maneə törədən faydasız siqnalı zəiflətmək tələbi də edilir. Bu məqsədlə baxılan tezlik zolağından kənarında ötürmə əmsalı sıfıra yaxın, yəni tezlik xarakteristikası P-şəkilli olan dördqütblülər tələb olunur. Radiorabitə kanalında siqnalın ötürülməsi və filtrlənməsi məqsədlə işlədilən dördqütblünün keyfiyyəti onun tezlik xarakteristikasının məhz bu cür

ideal tezlik xarakteristikasına yaxınlaşma dərəcəsi ilə müəyyən olunur.

**2. Dördqütblülərin tənlikləri və parametrləri.** Faktiki sxemindən asılı olmayaraq istənilən dördqütblü dörd kəmiyyətlə: giriş gərginliyi  $u_1$ , giriş cərəyanı  $i_1$ , çıxış gərginliyi  $u_2$ , çıxış cərəyanı  $i_2$  ilə xarakterizə olunur. Bu dörd kəmiyyətdən ixtiyari ikisi müstəqil dəyişən, digər ikisi isə asılı dəyişən götürülür.

Əgər müstəqil dəyişənlər  $i_1$  və  $i_2$  cərəyanlar, asılı dəyişənlər isə  $u_1$  və  $u_2$  gərginliklər olarsa, bu kəmiyyətlər arasında əlaqə

$$u_1 = u_1(i_1, i_2); \quad u_2 = u_2(i_1, i_2) \quad (2.26)$$

tənlikləri ilə ifadə olunur. Cərəyanların və gərginliklərin istiqamətləri ixtiyari seçilə bilər. Şəkil 2.7-də oxlarla göstərilən istiqamətləri müsbət qəbul edəcəyik. Cərəyan və ya gərginliyin işarəsinin dəyişməsi bu kəmiyyətlər arasındakı münasibətləri dəyişmir, ancaq əmsalların işarəsinə dəyişir. Əgər cərəyanlar sonsuz kiçik  $di_1$  və  $di_2$  qədər dəyişərsə, onda gərginliklərin uyğun dəyişmələrini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$\begin{aligned} du_1 &= \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial i_2} di_2, \\ du_2 &= \frac{\partial u_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_2}{\partial i_2} di_2. \end{aligned} \quad (2.27)$$

(2.27) tənliklərindəki xüsusi törəmələr dördqütblü xətti elementlərdən təşkil olunduğu halda sabit kəmiyyətlərdir və radiotexniki qurğunun parametrləri kimi götürmək olar. Xüsusi törəmələri  $Z_{ik}$  əmsalları ilə işarə etsək,

$$\begin{aligned} du_1 &= Z_{11} di_1 + Z_{12} di_2, \\ du_2 &= Z_{21} di_1 + Z_{22} di_2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

olar. Baxılan kəmiyyətlərin dəyişmə intervalında xarakteristikaların

xətti olması (2.28) tənliklər sistemində diferensialı sonlu artımla əvəz etməyə imkan verir. Əgər müstəqil dəyişən kəmiyyətlərin zamandan asılılığı harmonik xarakterə malikdirsə, onda xətti dördqütblüdə uyğun cavab da harmonik xarakterli olacaqdır və bu halda gərginlik və cərəyanların artımlarını onların kompleks amplitudları ilə əvəz etmək olar:

$$\dot{U}_1 = \dot{Z}_{11} \dot{I}_1 + \dot{Z}_{12} \dot{I}_2, \quad (2.29)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{Z}_{21} \dot{I}_1 + \dot{Z}_{22} \dot{I}_2.$$

Ümumi halda  $\dot{Z}_{ik}$  əmsalları da kompleks kəmiyyətlərdir.  $\dot{Z}_{ik}$  əmsalları dördqütblünün  $Z$ -parametrləri adlanır və müqavimət ölçüsünə malikdirlər.

Müstəqil dəyişənlər gərginliklər olan hala analogi mühakiməni tətbiq etsək, dördqütblünün tənlikləri

$$\dot{I}_1 = \dot{Y}_{11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \dot{U}_2 \quad (2.30)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_2$$

şəklində olar. Burada  $\dot{Y}_{ik}$  əmsalları dördqütblünün  $Y$ -parametrləri olub, keçiricilik ölçüsünə malikdir. (2.29, 2.30) tənliklərindən başqa, dördqütblünün «qarışıq» tənliklər sistemini də yazmaq olar. Xüsusi halda müstəqil dəyişənlər olaraq giriş cərəyanı və çıxış gərginliyi götürüldükdə dördqütblünün tənlikləri aşağıdakı kimidir:

$$\dot{U}_1 = \dot{H}_{11} \dot{I}_1 + \dot{H}_{12} \dot{U}_2, \quad (2.31)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{H}_{21} \dot{I}_1 + \dot{H}_{22} \dot{U}_2.$$

Burada  $\dot{H}_{11}$ -müqavimət,  $\dot{H}_{22}$ -keçiricilik ölçüsünə malikdir.

$\dot{H}_{12}$  və  $\dot{H}_{21}$  isə ölçüsüz kəmiyyətlərdir. Bu əmsallar dördqütblünün  $H$ -parametrləri adlanır. Baxılan hər üç (2.29)-(2.31) tənliklər sistemi həm passiv, həm də aktiv dövrlər üçün tətbiq oluna bilər. Məsələn, tranzistorlu və elektron lampalı sxemlərin təhlilində  $H$  parametrləri

tənliklər geniş tətbiq edilir.

Ümumi halda  $\dot{Z}_{ik}$ ,  $\dot{Y}_{ik}$  və  $\dot{H}_{ik}$  parametrləri kompleks kəmiyyətlərdir. Əgər kiçik amplitudlu harmonik dəyişən cərəyan və gərginlik düşgüsünə baxılırsa, dördqütblüləri xarakterizə edən parametrlər və kəmiyyətlər nisbətən alçaq tezliklərdə onların həqiqi (aktiv) qiymətləri ilə əvəz edilə bilər:

$$\dot{Z}_{ik} = z_{ik}; \dot{Y}_{ik} = y_{ik}; \dot{H}_{ik} = h_{ik}; \dot{I} = i; \dot{U} = u.$$

Dördqütblünün tənliklərinə daxil olan əmsalların fiziki mənasını araşdırmaq üçün onun giriş və çıxışlarının açıq və qısa qapalı hallarına baxaq.  $z_{ik}$  əmsalları ilə yazılmış (2.29) tənliyindən  $z_{11} = (u_1 / i_1)_{i_2=0}$ . Deməli,  $z_{11}$  əmsalı çıxışı açıq olan ( $i_2 = 0$ ) dördqütblünün giriş müqavimətidir.

(2.29) tənliyindən  $i_1 = 0$  olduqda  $z_{22} = (u_2 / i_2)_{i_1=0}$ , yəni  $z_{22}$  əmsalı girişin açıq olan dördqütblünün çıxış müqavimətini ifadə edir.

Digər iki  $z_{12}, z_{21}$  əmsallarının mənasını araşdırmaq. Dördqütblünün girişi açıq olduqda, yəni  $i_1 = 0$  olduqda (2.29) tənliyindən  $z_{12} = (u_1 / i_2)_{i_1=0}$  alınır. «Əks ötürmə müqaviməti» adlanan bu kəmiyyət xarici mənbə hesabına dördqütblünün çıxışından  $i_2$  cərəyanı keçdikdə onun açıq girişində  $u_1$  gərginliyini müəyyən edir.

(2.29) tənliyində  $i_2 = 0$  qəbul etsək,  $z_{21} = (u_2 / i_1)_{i_2=0}$ . «Düzünə ötürmə müqavimət» adlanan bu kəmiyyət isə dördqütblünün girişində xarici mənbə hesabına müəyyən  $i_1$  cərəyanı keçdikdə onun açıq çıxışındakı  $u_2$  gərginliyini göstərir.

Analogi olaraq  $y_{ik}$  və  $h_{ik}$  əmsallarının da fiziki mənasını aydınlaşdırmaq olar. (2.30) tənliyində  $u_2 = 0$  (çıxışın qısa qapanma halı) qəbul etsək,  $y_{11} = (i_1 / u_1)_{u_2=0}$  olar, yəni bu əmsal çıxışı qısa qapanmış dördqütblünün giriş keçiriciliyini ifadə edir.  $u_1 = 0$  olduqda (2.30) tənliyindən  $y_{22} = (i_2 / u_2)_{u_1=0}$  alınır. Bu əmsal

isə girişi qısa qapanmış dördqütblünün çıxış keçiriciliyini xarakterizə edir. (2.30) tənliyindən  $y_{12} = (i_1 / u_2)_{u_1=0}$  olar. Dördqütblünün əks-ötürmə keçiriciliyi adlanan bu əmsal dördqütblünün çıxışındakı gərginliyin təsiri altında onun qısa qapanmış girişində axan cərəyanı təyin edir. Nəhayət,  $u_2 = 0$  olduqda (2.30) tənliyindən  $y_{21} = (i_2 / u_1)_{u_2=0}$  alınır ki, bu əmsal çıxışı qısa qapanmış dördqütblünün düzünə ötürmə keçiriciliyini ifadə edir, başqa sözlə, dördqütblünün girişindəki gərginliyin təsiri altında onun qısa qapanmış çıxışından keçən cərəyanı göstərir.  $h_{ik}$  əmsalları isə aşağıdakı fiziki mənaya malikdir: (2.31) tənliyində  $u_2 = 0$  olduqda  $h_{11} = (u_1 / i_1)_{u_2=0} = z_g$  - çıxışı qısa qapanmış dördqütblünün giriş müqavimətini xarakterizə edir.  $i_1 = 0$  halında  $h_{12} = (u_1 / u_2)_{i_1=0} = 1/K_u$  girişi açıq dördqütblünün gərginliyə görə ötürmə əmsalının tərs qiymətidir. (2.31) tənliyində  $u_2 = 0$  olduqda  $h_{21} = (i_2 / i_1)_{u_2=0} = K_i$  - çıxışı qısa qapanmış dördqütblünün cərəyanına görə ötürmə əmsalındır.  $h_{22} = (i_2 / u_2)_{i_1=0} = 1/Z_\varphi$  isə girişi açıq dördqütblünün çıxış keçiriciliyini, başqa sözlə çıxış müqavimətinin tərs qiymətini xarakterizə edir.

Beləliklə, (2.29-2.31) tənliklərinə daxil olan əmsallar dördqütblünü bütövlükdə xarakterizə edən parametrlərdir. Bu parametrləri hətta faktiki sxemləri naməlum olan bu və ya digər qurğu üçün də bilavasitə təcrübi olaraq təyin etmək olar.

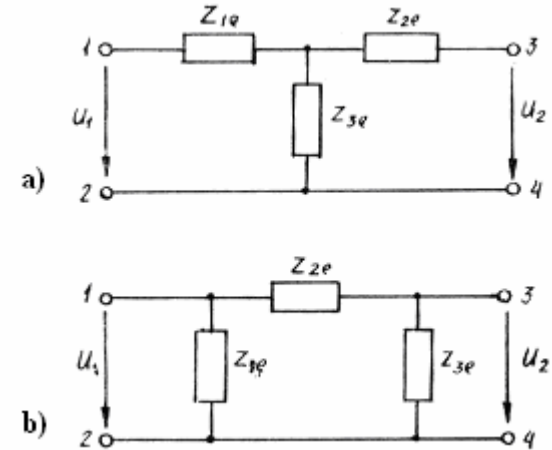
Müxtəlif sistemlərdə dördqütblülərin əmsalları arasında ümumi əlaqə yaradaraq bu əmsallardan ixtiyari birini (məsələn,  $z_{ik}$  əmsallarını) təcrübi təyin etməklə digərlərini ( $y_{ik}$  və  $h_{ik}$  əmsallarını) tapmaq olar.

Dördqütblünün parametrləri ( $\dot{Z}_{ik}$ ,  $\dot{Y}_{ik}$ ,  $\dot{H}_{ik}$ ) onun girişi və çıxışı arasındakı dövrənin bütün xassələri haqqında məlumat əldə etməyə, (2.29-2.31) tənliklər sistemi isə baxılan dördqütblünün digər dördqütblülərlə müxtəlif birləşmə sxemlərində xarici dövrələr arasında əlaqəni təyin etməyə imkan verir.

### 3. Dördqütblülərin ekvivalent sxemləri. Dördqütblünün

faktiki sxemi məlum olmadıqda belə, onun tənliklərinə daxil olan əmsalları bir sistemdəki əmsallardan digər sistemdəki əmsallara keçməklə təyin edilə bilər. Əks məsələyə baxıldıqda, yəni verilmiş əmsallara uyğun dördqütblünün konkret sxemini tapmaq tələb olunduqda isə məsələnin həlli birqiymətli olmayacaq; eyni bir tənliklər sistemi ilə təsvir olunan dördqütblüyə uyğun müxtəlif ekvivalent sxemlər mövcuddur. Dördqütblünün ən sadə ekvivalent sxemləri T və P-şəkilli sxemlərdir (şəkil 2.10).

Ekvivalent sxemin parametrlərini elə seçmək lazımdır ki, onun tənliklərindəki əmsallar, baxılan dördqütblünün uyğun əmsalları ilə üst-üstə düşsün. Ekvivalentlik ondan ibarətdir ki, sxemdəki xarici gərginlik və cərəyanlar hər iki halda eynidir. Göstərmək olar ki, istənilən ekvivalent sxemin parametrlərini istənilən əmsallar sistemi vasitəsilə ifadə etmək olar. Lakin elə tənliklər sistemindən istifadə etmək məqsədə uyğundur ki, verilmiş konkret halda sadə və əlverişli olsun. Məsələn, T-şəkilli sxemin parametrləri dördqütblünün  $Z_{ik}$  əmsalları ilə, P-şəkilli sxemin parametrləri isə  $Y_{ik}$  əmsalları ilə nisbətən sadə şəkildə ifadə olunur.



Şəkil 2.10. Dördqütblünün ekvivalent sxemləri: a—T-şəkilli, b—P-şəkilli.

Dördqütblülərin ən geniş yayılmış T və P-şəkilli ekvivalent sxemləri ilə yanaşı, başqa ekvivalent sxemlər də tətbiq edilir ki, bu

sxemlərdə dördqütblünün giriş və çıxış dövrələri arasında əlaqə formal olaraq müəyyən ekvivalent generatorlar şəklində təsvir olunur. Tevenin üsuluna əsasən passiv və aktiv elementlərdən, o cümlədən gərginlik və cərəyan mənbələrindən təşkil olunmuş istənilən mürəkkəb xətti dövrəni özünün iki sıxacına nəzərən ekvivalent kompleks müqavimətə ardıcıl birləşdirilmiş ideal gərginlik generatoru ilə əvəz etmək olar. Qeyd edək ki, cərəyan keçən istənilən müqaviməti formal olaraq e. h. q.-si bu müqavimətdəki gərginlik düşgüsünə bərabər olan generatorla əvəz etmək olar.

Dördqütblünün (2.29) tənliklər sistemində  $\dot{Z}_{ik}$  əmsalları ilə yazılmış birinci tənliyində:  $\dot{U}_1 = \dot{Z}_{11} \dot{I}_1 + \dot{Z}_{12} \dot{I}_2$  birinci hədd,  $\dot{Z}_{11}$  müqavimətində gərginlik düşgüsüdür. İkinci həddə isə formal olaraq

$\dot{Z}_{11}$  müqaviməti ilə ardıcıl qoşulmuş gərginlik generatorunun yaratdığı gərginlik kimi baxmaq olar. Analoji mənanı

$\dot{U}_2 = \dot{Z}_{21} \dot{I}_1 + \dot{Z}_{22} \dot{I}_2$  tənliyinin sağ tərəfindəki ikinci həddə də vermək olar. Beləliklə, baxılan dördqütblünü iki gərginlik generatorlu ekvivalent sxemlə göstərmək olar (Tevenin üsulu, şəkil

2.10). Buna oxşar olaraq (2.30) tənliklər sistemində  $\dot{Y}_{12} \dot{U}_2$  və

$\dot{Y}_{21} \dot{U}_1$  hədlərinə sonsuz böyük daxili müqavimətə malik ideal

cərəyan generatorları kimi baxaraq (Norton üsulu),  $\dot{Y}_{ik}$  əmsalı ilə ifadə olunmuş dördqütblünü iki cərəyan generatorlu ekvivalent sxemlə əvəz etmək olar (şəkil 2.11, b).

Dördqütblülərin ekvivalent sxemlərini araşdırmaq məqsədilə göstərilən ekvivalent generator üsulundan istifadə edərək əvvəlcə

dördqütblünün  $\dot{E}_{1e}$  ekvivalent e. h. q.-ni və  $\dot{Z}_{1e}$  ekvivalent

müqavimətini təyin edək (şəkil 2.12). Ekvivalent generatorun  $\dot{E}_{1e}$  e.h.q.-ni (2.31) tənliyində dördqütblünün boşuna işləmə rejimində,

yəni  $\dot{I}_1 = 0$  olduqda təyin edə bilərik:

$$\dot{E}_{1e} = \dot{U}_{1(\dot{I}_1=0)} = \dot{H}_{12} \dot{U}_2 \quad (2.32)$$

$\dot{Z}_{1e}$  ekvivalent müqavimətini girişin qısa qapanma halı ( $\dot{U}_1 = 0$ ) üçün təyin edək:  $\dot{Z}_{1e} = (\dot{E}_{1e} / \dot{I}_e)_{\dot{U}_1=0}$ . Bu halda  $\dot{I}_e$  cərə-

yanı əks işarə ilə  $\dot{I}_1$  cərəyanına bərabərdir (şəkil 2.12a). Onda alarıq:

$$\dot{Z}_{1e} = -(\dot{U}_1 / \dot{I}_1) \Big|_{\dot{U}_1=0} = \dot{H}_{11} \quad (2.33)$$

Bu qayda ilə dördqütblünün (3-4) çıxış sıxaclarında da ekvivalent parametrləri ( $\dot{E}_{2e}$  və  $\dot{Z}_{2e}$ ) təyin edə bilərik. (2.31) sisteminin ikinci tənliyindən

$$\dot{E}_{2e} = \dot{U}_2 \Big|_{\dot{I}_2=0} = -\frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22}} \dot{I}_1 \quad (2.34)$$

Bu nəticəni  $\dot{K}_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$  gərginliyə görə ötürmə əmsalını daxil etməklə başqa şəkllə sallaq. (2.31) tənliklər sistemindəki birinci tənlikdən  $\dot{I}_1$ -i tapıb,

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{H}_{11}} - \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}} \dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{1}{\dot{H}_{11}} (1 - \dot{H}_{22} \dot{K}_U).$$

(2.34)-də nəzərə alsaq:

$$\dot{E}_{2e} = -\frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22} \dot{H}_{11}} \dot{U}_1 + \frac{\dot{H}_{21} \dot{H}_{12}}{\dot{H}_{22} \dot{H}_{11}} \dot{U}_2 = -\dot{U}_1 \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22} \dot{H}_{11}} (1 - \dot{H}_{12} \dot{K}_U).$$

$\dot{U}_2 = 0$  olduqda, yəni dördqütblünün çıxışının qısa qapanma halında (şəkil 2.12, b)  $\dot{I}_2 = \dot{I}_e$  olduğunu nəzərə alıb dördqütblünün çıxış dövrəsinin ekvivalent müqaviməti üçün alarıq:

$$\dot{Z}_{2e} = \frac{\dot{E}_{2e}}{\dot{I}_e} = \frac{\dot{E}_{2e}}{\dot{I}_2(\dot{U}_2 = 0)} = -\frac{1}{\dot{H}_{22}}. \quad (2.35)$$

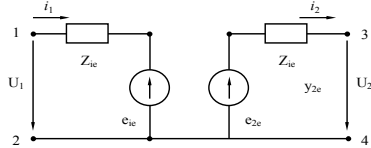
Burada,  $\dot{U}_2 = 0$  olduqda  $\dot{I}_2 = \dot{H}_{21} \dot{I}_1$  olduğu nəzərə alınıb.

Beləliklə, belə bir nəticəyə gəlmək olar ki, ixtiyari xətti

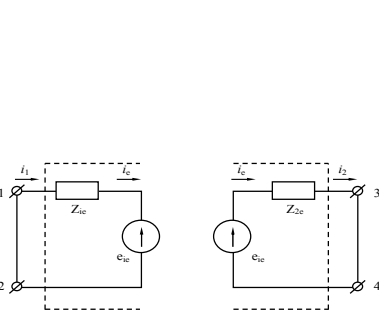
dördqütblünün girişini (2.33) ifadəsi ilə təyin olunan  $\dot{Z}_{1e}$  müqaviməti

və onunla ardıcıl qoşulmuş,  $\dot{E}_{1e}$  e. h. q.-si (2.32) düsturu ilə ifadə olunan generatordan ibarət ikiqütblü ilə əvəz etmək olar. Çıxış isə

uyğun olaraq (2.35) və (2.34) ifadələri ilə təyin olunan  $\dot{Z}_{2e}$  və  $\dot{E}_{2e}$  parametrlərə malik ikiqütblü ilə əvəz olunur.



**Şəkil 2.11.** Dördqütblünün giriş və çıxış dövrlərinin ekvivalent generatorlarla əvəz edilməsi: a-gərginlik generatoru ilə; b-cərəyan generatoru ilə.



**Şəkil 2.12.** Dördqütblünü əvəz edən ekvivalent generatorların parametrlərinin təyin edilməsi sxemi.

Qeyd edək ki, aktiv dördqütblü üçün də giriş və çıxış gərginlikləri və cərəyanları əlaqələndirən tənliklər passiv dördqütblü halında olduğu kimi yazılır.

#### 4. Yüklənmiş dördqütblülərin xarakteristik parametrləri.

Girişinə daxili müqaviməti  $Z_i$  olan generator, çıxışına isə  $R_y$  yük müqaviməti qoşulmuş dördqütblüyə **y ü k l ə n m i ş** d ö r d q ü t - b l ü (şəkil 2.13,a) deyilir. Belə dördqütblünün giriş və çıxış müqavimətləri, gərginlik və cərəyanla görə ötürmə əmsalları onun xarakteristik parametrləri adlanır və bu parametrləri dördqütblünün

yuxarıda göstərilən  $Z_{ik}$ ,  $Y_{ik}$  və  $H_{ik}$  əmsalları ilə əlaqələndirmək olar. Yüklənmiş dördqütblünün ekvivalent sxemindən görüldüyü kimi, çıxışdakı generatorun  $\dot{Z}_{21} \dot{I}_1$ -ə bərabər olan gərginliyi Kirxhof qaydasına görə  $\dot{Z}_{22}$  və  $\dot{Z}_y$  müqavimətlərindəki gərginlik düşümləri cəminin əks işarə ilə götürülmüş qiymətinə bərabərdir:

$$\dot{Z}_{21} \dot{I}_1 = -\dot{I}_2(\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_y)$$

Buradan

$$\dot{I}_2 = -\frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_y} \dot{I}_1.$$

Bu ifadədən cərəyanla görə ötürmə əmsalını təyin etmək olar:

$$\dot{K}_i = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = -\frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_y} \quad (2.36)$$

(2.29) sisteminin birinci tənliyinin hər iki tərəfini  $\dot{I}_1$ -ə bölüb (2.36)-ı nəzərə alsaq, yüklənmiş dördqütblünün giriş müqaviməti üçün

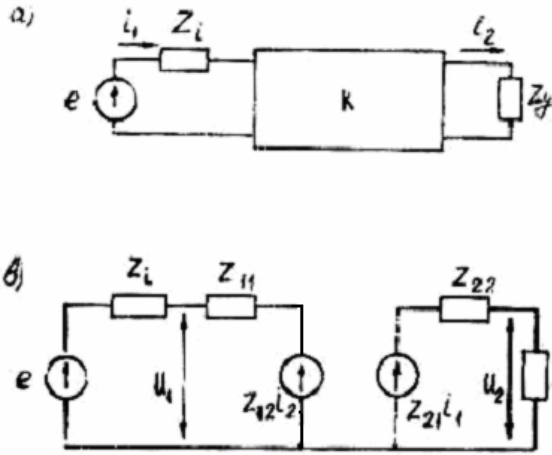
$$\dot{Z}_g = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \dot{Z}_{11} + \dot{Z}_{12} \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \dot{Z}_{11} - \frac{\dot{Z}_{21} \dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_y} \quad (2.37)$$

alanıq. Bu ifadədən görüldüyü kimi, giriş müqaviməti yük müqavimətindən də asılıdır.  $\dot{Z}_y = \infty$  olduqda, yəni dördqütblünün boşuna işləmə rejimində,  $\dot{Z}_g = \dot{Z}_{11}$  olur ki, bu da  $\dot{Z}_{11}$ -ə yuxarıda verilən fiziki mənaya tam uyğundur.

Ekvivalent sxemdə (şəkil 2.13, b) giriş və çıxış dövrlərinin eyni növ elementlərdən təşkil olunduğunu nəzərə alsaq, çıxış müqaviməti üçün də (2.37) düsturuna oxşar ifadəni yaza bilərik:

$$\dot{Z}_y = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \dot{Z}_{22} - \frac{\dot{Z}_{12} \dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{11} + \dot{Z}_i} \quad (2.38)$$

Göründüyü kimi, çıxış müqaviməti dördqütblünün girişinə qoşulmuş generatorun  $Z_i$  daxili müqavimətindən də asılıdır və  $Z_i \rightarrow \infty$  olduqda (cərəyan generatoru)  $Z_y = Z_{22}$  olur.



Şəkil 2.13. Yüklənmiş dördqütblü (a) və onun ekvivalent sxemi (b).

Yüklənmiş dördqütblünün giriş və çıxış müqavimətlərini  $Z_{ik}$  əmsalları ilə yanaşı  $H_{ik}$  əmsalları ilə də ifadə etmək olar.

Dördqütblünün giriş və çıxış müqavimətlərinin  $H_{ik}$  əmsalları ilə ifadələri aşağıdakı kimidir:

$$\dot{Z}_g = H_{11} + \frac{\dot{H}_{12} \dot{H}_{21} \dot{Z}_y}{1 - \dot{H}_{22} \dot{Z}_i} \quad (2.39)$$

$$\dot{Z}_y = - \frac{\dot{H}_{11} + \dot{Z}_i}{\left| \dot{H} \right| + \dot{H}_{22} \dot{Z}_i} \quad (2.40)$$

Burada,  $\left| \dot{H} \right| = \dot{H}_{11} \dot{H}_{22} - \dot{H}_{12} \dot{H}_{21}$ .

Bir çox hallarda dördqütblünün cərəyana və gərginliyə görə ötürmə əmsallarını:  $K_i = \dot{I}_2 / \dot{I}_1$  və  $K_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$  tapmaq tələb olunur. Bu kəmiyyətləri dördqütblünün parametrlərini ( $Z_{ik}$ ,  $Y_{ik}$ ,  $H_{ik}$ ) bilməklə təyin etmək olar. Ötürmə əmsallarını xüsusi halda  $H_{ik}$  parametrləri ilə ifadə edək (praktikada məhz bu haldan triod və tranzistorlu sxemlərin araşdırılmasında geniş istifadə olunur).

Cərəyana görə ötürmə əmsalını tapaq. (2.31) tənliklərinin

$$\dot{I}_2 = \dot{H}_{21} \dot{I}_1 + \dot{H}_{22} \dot{U}_2 \quad (2.41)$$

tənliyində

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \dot{Z}_y \quad (2.42)$$

münasibətini nəzərə alsaq:

$$K_i = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{H}_{21}}{1 - \dot{H}_{22} \dot{Z}_y} \quad (2.43)$$

Qeyd etdiyimiz kimi, nisbətən alçaq tezliklərdə kompleks ədədlərini həqiqi qiymətləri ilə əvəz etmək olar. Onda cərəyana görə gücləndirmə əmsalı üçün alarıq:

$$K_i = \frac{h_{21}}{1 - h_{22} R_y} \quad (2.44)$$



Gərginliyə görə ötürmə əmsalını tapmaq üçün (2.31) tənliklər sisteminin

$$\dot{U}_1 = \dot{H}_{11} \dot{I}_1 + \dot{H}_{12} \dot{U}_2 \quad (2.45)$$

tənliyindən  $\dot{I}_1$ -i tapıb, onu (2.41) tənliyində yerinə yazaraq, (2.42) münasibətini nəzərə alsaq, mürəkkəb olmayan riyazi əməliyyatdan sonra alarıq:

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{H}_{21} \dot{Z}_y}{\dot{H}_{11} - \left| \dot{H} \right| \dot{Z}_y} \quad (2.46)$$

Gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı üçün isə bu düsturun məxrəcindəki çox kiçik qiymətə malik olan ikinci həddini nəzərə almasaq, yazmaq olar:

$$\dot{K}_u \approx \frac{h_{21} \dot{Z}_y}{h_{11}} \quad (2.47)$$

Gərginliyə görə ötürmə əmsalını daxil etməklə  $\dot{Z}_g$  və  $\dot{Z}_\varphi$  müqavimətinin (2.39) və (2.40) ifadələrini başqa şəkllə salaq. (2.45) tənliyinin hər tərəfini  $\dot{I}_1$ -ə bölüb, onun sağ tərəfindəki ikinci həddini  $\dot{U}_1/\dot{U}_1$ -kəsrə vuraraq, tənliyi aşağıdakı şəkildə yazaq:

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \dot{H}_{11} + \dot{H}_{12} \frac{\dot{U}_2 \dot{U}_1}{\dot{I}_1 \dot{U}_1}$$

Buradan

$$\dot{Z}_g = \frac{\dot{H}_{11}}{1 - \dot{H}_{12} \dot{K}_u} \quad (2.48)$$

İndi də (2.40) ifadəsinin şəklini dəyişək. Bunun üçün (2.40) tənliyini  $\dot{I}_2$ -yə bölüb, onu aşağıdakı şəkildə yazaq:

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} = \dot{H}_{11} \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} + \dot{H}_{12} \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2},$$

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \cdot \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_2} = \dot{H}_{11} \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} + \dot{H}_{12} \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}.$$

buradan  $\dot{Z}_\varphi = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}$  olduğunu nəzərə alıb,

$$\frac{\dot{Z}_\varphi}{\dot{K}_U} = \dot{H}_{11} \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} + \dot{H}_{12} \dot{Z}_\varphi$$

$\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}$  nisbətini isə (2.43) tənliyindən təyin etsək,

$$\dot{Z}_\varphi = \frac{\dot{H}_{11}}{\left| \dot{H} \right| + \dot{H}_{21} / \dot{K}_u} \quad (2.49)$$

alarıq.

Dördqütblülər üsulunun mühüm cəhətlərindən biri də ondan ibarətdir ki, istənilən mürəkkəb sxem bir neçə sadə dördqütblülərin birləşməsindən alınan dördqütblü vasitəsilə təsvir oluna bilər. Ayrı-ayrı dördqütblülərin əmsalları dövrə hissəsi elementlərinin parametrləri ilə əlaqələndirilərək nəticədə əvəzləyici dördqütblünün parametrləri təyin edilir. Aydınır ki, son nəticə, sxemin hansı dördqütblülərə ayrılmasından asılı olmamalıdır. Bu ayrılma ancaq dövrənin təhlilini asanlaşdırır. Dördqütblülərin müxtəlif variantlarda birləşdirilməsindən (paralel, ikiqat T-şəkilli, körpü, kaskadşəkilli və s.) istifadə olunur. Belə yekun dördqütblünün parametrlərinin

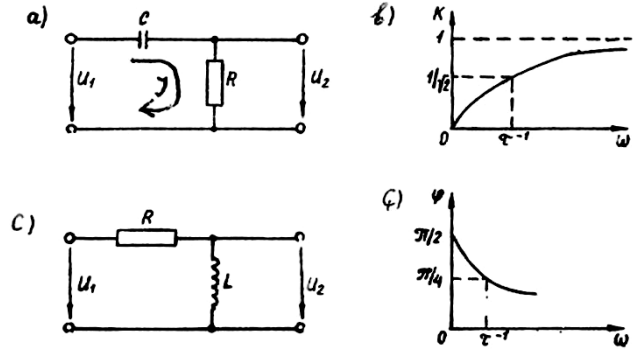
tapılması məsələsinə xətti elektrik dövrlərinin ümumi nəzəriyyəsində baxılır.

### § 2.4. Diferensiallayıcı və inteqrallayıcı dövrlər dördqütblər kimi

Aktiv və reaktiv müqavimətlərə malik dövrlərdən dəyişən cərəyanın keçməsi bir sıra mühüm xüsusiyyətlərə malikdir. Radiotexniki qurğularda  $R$  və  $C$ , yaxud  $R$  və  $L$  kimi iki elementdən təşkil olunmuş sadə dövrlərdən geniş istifadə edilir. Belə dövrlərə dördqütblü kimi baxmaq olar.

**1. Diferensiallayıcı dövrlər.** Diferensiallayıcı dövrə elə dövrəyə deyilir ki, onun çıxışında gərginlik hər an giriş gərginliyinin diferensialı ilə mütənasib olsun, yəni  $u_y = a \frac{du_x}{dt}$ . Əgər belə dördqütblünün girişinə  $u_g = U_m \sin \omega t$  şəklində harmonik dəyişən gərginlik verilərsə, onun çıxışında gərginlik belə olar:

$u_y = U_m a \omega \cos \omega t = b \cos \omega t = b \sin(\omega t + \pi/2)$ . Buradan aydın görünür ki, ideal diferensiallayıcı dövrə girişinə verilən gərginliyinin fazasını çıxışında  $\pi/2$  qədər dəyişdirməlidir.  $R$  – rezistorunda gərginlik  $C$  – kondensatorundakı gərginliyə nəzərən  $\pi/2$  qədər irəli,  $L$  – induktivlik sarğacında isə  $\pi/2$  qədər geri düşdüyündən belə dördqütblü olaraq  $RC$ , yaxud  $RL$  dövrlərindən istifadə etmək olar (şəkil 2.14). Öncə  $RC$  diferensiallayıcı dövrəsinə baxaq.



Şəkil 2.14. Diferensiallayıcı  $RC$  və  $RL$  dövrləri (a və c), bunların amplitud və faza xarakteristikaları (b və d).

Fərz edək ki,  $RC$  dövrəsinin girişinə  $u_1(t)$  gərginliyi təsir edir və çıxışından  $u_2(t)$  gərginliyi götürülür. Ardıcıl dövrədə bütün elementlərdən keçən cərəyanlar eyni olduğundan onu  $u_c$  – kondensatordakı gərginliyə görə təyin edək:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du_c}{dt};$$

Onda

$$u_2 = u_R = RC \frac{du_c}{dt}. \quad (2.50)$$

Kirxhof qaydasına görə, elektrik dövrəsinin girişinə verilən gərginlik onun elementlərində yaranan gərginlik düşgülərinin cəminə bərabərdir, yəni  $u_1 = u_R + u_c$ .

Əgər dövrədəki rezistorun müqaviməti tutum müqavimətindən qat-qat kiçik olarsa, yəni

$$R \ll \frac{1}{\omega C} \quad (2.51)$$

şərti ödənilərsə,  $u_1 \approx u_c$  olar. Onda (2.50) ifadəsini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$u_2 \approx RC \frac{du_1}{dt} \quad (2.52)$$

Deməli, (2.51) şərti ödənildikdə  $RC$  dövrəsinin çıxış gərginliyi (rezistorda gərginlik düşgüsü) giriş gərginliyinin diferensialı ilə təyin olunur. Şəkil 2.15,  $a$ -da göstərilən  $RC$  dövrəsi giriş signalını diferensiasıdığından belə dövrəyə *diferensiallayıcı dövrə* deyirlər. Zaman ölçüsünə malik olan  $\tau = RC$  hasil dövrənin zaman sabiti adlanır.  $\omega = 2\pi/T$  ( $T$ -dəyişən gərginlik rəqslərinin periodudur) olduğunu nəzərə alaraq (2.51) şərtini belə yazmaq olar:

$$RC \ll T, \text{ yaxud } \tau \ll T$$

$RC$  hasilı kiçik olduqca bu bərabərsizlik daha böyük dəqiqliklə ödənilir, yəni diferensiaslama əməliyyatı böyük dəqiqliklə yerinə yetirilir.  $\tau = RC$  -nin çox böyük qiymətlərində  $u_R \approx u_1$  alırıq. Bu onu göstərir ki,  $RC$  hasilinin böyük qiymətlərində müqavimətdəki gərginlik düşgüsü giriş signalını təkrarlayır. Belə dövrələrdən signalı sabit toplanansız ötürmək lazım gələn hallarda istifadə etmək əlverişlidir. Deməli, zaman sabiti böyük olan  $RC$  dövrəsi signalın sabit toplananını filtrləmək xassəsinə malikdir. Belə dövrəyə *ötürücü və ya keçid dövrəsi* deyilir.

$RC$  dövrəsinin amplitud-tezlik və faza-tezlik xarakteristikalarına baxaq. Verilmiş diferensiaslayıcı dövrəyə dördqutblü kimi baxaraq onun girişinə harmonik signal verildikdə  $R$  və  $X_c$  müqavimətlərindən ibarət bu dövrənin gərginliyə görə ötürmə əmsalı

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_g} = \frac{\dot{I}R}{\dot{I}(R + 1/j\omega C)} = \frac{1}{1 + 1/j\omega RC} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \quad (2.53)$$

Digər tərəfdən

$$\dot{K} = K e^{j\varphi} \quad (2.54)$$

yazmaq olar. Kompleks ötürmə əmsalının modulu

$$K = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}, \quad (2.55)$$

fazası

$$\varphi = \text{arctg} \frac{1}{\omega\tau} \quad (2.56)$$

kimi təyin olunur. Bu kəmiyyətlərin tezlikdən asılılıqları şəkil 2.15 b,  $\varphi$ -də göstərilmişdir.  $\tau$ -nun kiçik qiymətlərində, yəni  $\omega\tau \ll 1$  şərti ödənildikdə (2.53) ifadəsini  $K \approx j\omega\tau$  kimi yazmaq olar. Bu halda çıxış signalının fazası ( $K$ -nin arqumenti)  $\pi/2$ -yə bərabərdir. Qeyd etdiyimiz kimi, harmonik signalın fazaca  $\pi/2$  qədər sürüşməsi onun diferensiaslanmasına ekvivalentdir. (2.55) ifadəsindən sabit toplanan ( $\omega = 0$ ) üçün  $K = 0$ , dəyişən toplanan üçün isə  $\omega\tau \gg 1$  şərti ödənildikdə  $K = 1$  alınır. Başqa sözlə, baxılan dövrə sabit toplananını buraxmır, bu da yuxarıda göstərdiyimiz nəticəyə uyğundur. Deməli, diferensiaslayıcı dövrə yüksək tezlikli filtr rolunu oynaya bilər.

Göstərmək olar ki, analogi xarakteristikalara zaman sabiti  $\tau = L/R$  olan  $RL$  dövrəsi də malikdir (şəkil 2.14, c), yəni signal  $L$  elementindən götürüldüyü halda  $RL$  dövrəsi də diferensiaslayıcı dövrədir. Qeyd edək ki, diferensiaslayıcı dövrələrdən radiotexnikada, həmçinin, gərginliyin sabit və dəyişən toplananlarını ayırmaq üçün istifadə edilir. Bu halda dövrənin zaman sabitini kifayət qədər böyük götürmək, yəni  $\omega\tau \gg 1$  şərtini ödəmək lazımdır.

Bəzən düzbucaqşəkilli impulsları itiüclü, qısa müddətli üçbucaqşəkilli impulslara çevirmək tələb olunur. Bunu diferensiaslayıcı dövrələrin köməyi ilə həyata keçirmək olar. Şəkil 2.16 (a, b)-də diferensiaslayıcı dövrənin sxemi və girişinə düzbucaqşəkilli impuls təsir etdikdə onun işini izah edən diaqramlar göstərilmişdir.

Kondensatorun başlanğıc yükü sıfır bərabərdirsə, dövrənin çıxışında gərginlik Kirxhof tənliyinə görə

$$U_{mc} = U_R + U_c \approx U_R = U_{mg}$$

yəni çıxışdakı impulsun amplitudu təxminən giriş impulsunun amplituduna bərabər alınır. Sonra isə kondensator eksponensial qanuna uyğun olaraq yüklənir:

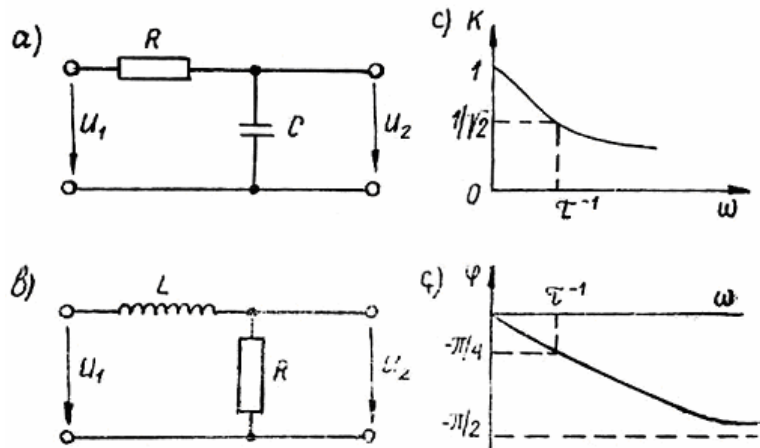
$$U_c = U_{mg} \left(1 - e^{-t/RC}\right)$$

və sxemin çıxışında gərginlik eksponensial olaraq azalır:

$$U_c = U_{mg} e^{-t/RC}$$

$t=3RC$  olduqda keçid proseslərini qurtarmış hesab etmək olar. Buna görə impulsun davametmə müddəti  $t_1=t_2-t_1 \gg 3RC$  olduqda dövrənin çıxışında müsbət eksponensial impuls alınır.  $t_2$  anından sonra kondensatorun boşalması baş verir. Boşalma cərəyanı kondensatorun yüklənmə cərəyanının əksinə yönəldiyindən dövrənin çıxışında mənfi eksponensial impuls alınır.  $\tau$  zaman sabiti kiçik olduqca diferensiallama əməliyyatı daha dəqiq olar və çıxışda alınan impulsların davametmə müddəti azalır.

**2. İnteqrallayıcı dövrələr.** İndi də  $RC$  dövrəsində çıxış siqnalının kondensatordan götürüldüyü hala baxaq (şəkil 2.15, a).



Şəkil 2.15. İnteqrallayıcı  $RC$  və  $RL$  dövrələri (a və b), onların amplitud-tezlik və faza-tezlik xarakteristikaları (c və ç).

Kondensatorda gərginlik düşgüsü  $u_c = \frac{1}{C} \int i dt$ ,  $i = u_R / R$  və

$u_R = u_1 - u_c$  olduğunu nəzərə alsaq:

$$u_c = \frac{1}{RC} \left( \int u_1 dt - \int u_c dt \right), \quad (2.57)$$

Yaxud

$$u_1 = u_c + RC \frac{du_c}{dt}, \quad (2.58)$$

$$\left| \int u_c dt \right| \ll \left| \int u_1 dt \right| \quad (2.59)$$

şərti ödənildikdə

$$u_c \approx \frac{1}{RC} \int u_1 dt \text{ yaxud } u_c \approx \frac{1}{RC} \int u_g dt \quad (2.60)$$

Verilən sxemdə kondensatorda gərginlik düşgüsünün ani qiymətləri giriş siqnalını xarakterizə edən funksiyanın inteqralı ilə mütənasibdir. Buna görə də belə dövrə **İ n t e q r a l l a y ı c ı d ö v r ə** adlanır. İnteqrallama əməliyyatının aparılma dəqiqliyinə  $RC$  dövrəsi parametrlərinin təsirinə baxaq. (2.59) bərabərsizliyinin ödənilməsi halda onun hər iki tərəfini  $1/RC$ -yə vurub, (2.60)-ı nəzərə alsaq,

$$\frac{1}{RC} \left| \int u_c dt \right| \ll |u_c| \quad (2.61)$$

olar. Deməli,  $RC$  hasili artdıqca, inteqrallama əməliyyatının dəqiqliyi artır, lakin bununla yanaşı, (2.60)-dən görüldüyü kimi,  $u_c$  çıxış gərginliyi də azalır.  $\tau = RC$ -nin kiçik qiymətlərində və yavaş dəyişən siqnalarda (2.58) ifadəsində ikinci həddi nəzərə almasaq,  $u_c \approx u_1$  alınır.  $RC \gg T$ , yaxud  $\tau \gg T$  siqnalının düzgün inteqrallanması şərtidir.

İnteqrallayıcı  $RC$  dövrəsinə dördqütblü kimi baxaraq onun gər-

ginliyə görə ötürmə əmsalını hesablayaq:

$$K = \frac{U_{\varphi}}{U_g} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (2.62)$$

$\omega\tau \ll 1$  ödəniləndə  $K \approx 1$  olur.

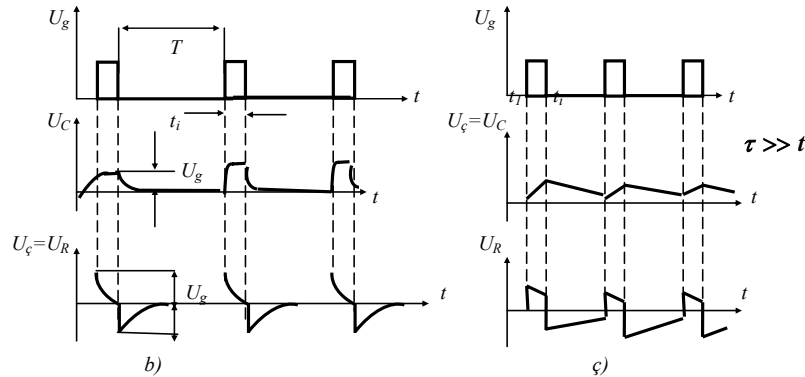
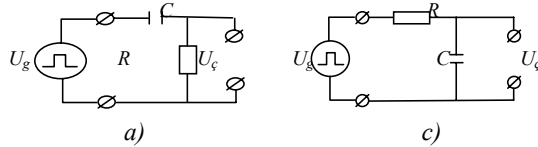
Dövrənin amplitud-tezlik və faza-tezlik xarakteristikaları

$$K = 1/\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}, \quad (2.63)$$

$$\varphi = -\arctg\omega\tau \quad (2.64)$$

ifadələrinə əsasən qurulur (şəkil 2. 15, c, ç).

Qrafiklərdən görüldüyü kimi integrallayıcı dövrələr alçaqtezlikli filtr rolunu oynayır. Göstərmək olar ki, çıxış siqnalı rezistordan götürülən  $RL$  dövrəsi də integrallayıcı dövrədir (şəkil 2.15, b). Integrallayıcı  $RL$  dövrəsinin zaman sabiti  $\tau = L/R$  kimi təyin olunur.



Şəkil 2.16. Diferensiallayıcı dövrənin sxemi (a) və onun işini

izah edən diaqramlar (b). İntegrallayıcı dövrənin sxemi (c) və onun işini izah edən diaqramlar (ç).

İntegrallayıcı dövrənin (şəkil 2.16) çıxışında alınan gərginlik, göstərilədiyi kimi giriş gərginliyinin inteqralı ilə mütənasibdir:

$$U_c = \frac{1}{RC} \int_0^{t_i} U_g dt. \text{ Belə dövrənin girişinə } t_i \ll RC \text{ şərti daxilində}$$

düzbucaqşəkilli impuls verilərsə, bütün impulsun davam etmə müddətində  $C$  kondensatoru yüklənər. İmpuls sönəndən, yəni  $t_2$  anından sonra kondensator tədricən boşalır. Beləliklə, dövrənin çıxışında alınan impulsun davam etmə müddəti artır (*buna impulsun uzanması deyilir*). İntegrallayıcı dövrənin girişinə ardıcıl təkrarlanan düzbucaqşəkilli impulslar verilərsə, onun çıxışında mişarvarı rəqslər almaq olar (şəkil 2.16 c, ç).

Qeyd edək ki, diferensiallama və inteqrallama əməliyyatları ən çox  $RC$  dövrələri vasitəsilə həyata keçirilir ki, bu da kondensatorun induktivlik sarğıcına nəzərən kiçik ölçüyə malik olması və asan düzəldilə bilməsi ilə əlaqədardır.

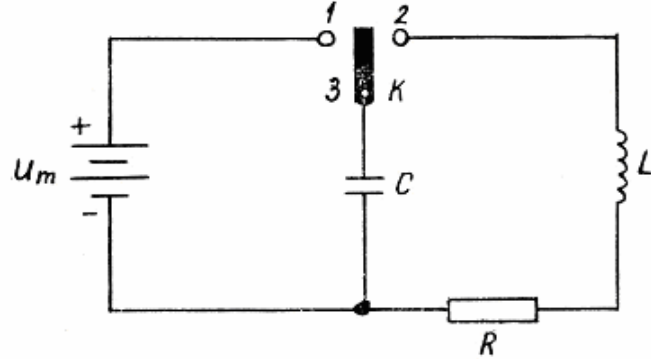
İntegrallayıcı dövrələr bir çox radiotexniki qurğularda tətbiq olunur. Ətraflı araşdırmadan onların aşağıdakı tətbiq sahələrini göstərik:

- vahid zamanda qurğuya daxil olan impulsların ümumi sayını təyin etmək üçün (bu məqsədlə kondensatorunda impulsların yaratdığı ümumi yük lövhələr arasındakı potensiallar fərqi ölçməklə təyin edilir);
- qurğuya küylərlə birlikdə daxil olan zəif faydalı siqnalı küylərdən ayırmaq üçün;
- hesab-əməliyyat qurğularında, avtomatik idarəetmə qurğularında və s. sahələrdə integrallayıcı dövrələrdən geniş istifadə edilir.

## § 2.5. Xətti sistemlərin təhlilində triqonometrik funksiyalar üsulu. Konturda sərbəst rəqslər

Xətti sistemlərin tədqiqində triqonometrik funksiyalar üsulu ən çox yayılmış üsullardan biridir. Bu üsulu  $R, L, C$  elementlərdən təşkil

olunmuş rəqs konturunda gedən fiziki prosesləri araşdırmaq üçün tətbiq edək. Belə kontur ən sadə xətti sistemə misaldır. Şəkil 2. 17-də rəqs konturunda sərbəst rəqsləri həyəcanlandırmaq üçün istifadə olunan sxem göstərilmişdir.



Şəkil 2.17. Rəqs konturunda sərbəst rəqslərin həyəcanlandırılması sxemi.

Kontura müəyyən başlanğıc elektrik enerjisi vermək üçün açarı 1 vəziyyətinə gətirib,  $C$  kondensatorunu batareyanın  $U_m$  gərginliyinə kimi yükləyək ( $q = CU_m$ ). Onda kondensatorun elektrik sahəsinin enerjisi

$$W_{mE} = \frac{1}{2} q^2 / C = \frac{1}{2} CU_m^2,$$

olar. Burada  $U_m$ -konturda gərginliyin amplitud qiymətidir. Açarı 2 vəziyyətinə keçirdikdə isə  $C$  kondensatoru qapalı rəqs konturunda boşalır. Konturun induktivlik sarğacından kondensatorun boşalma cərəyanı keçərək onun sarğıları ətrafında maqnit sahəsi yaradır. Kondensatorda yığılmış elektrik enerjisi azalaraq sarğacın maqnit sahəsinə çevrilir:

$$W_{mM} = \frac{1}{2} LI_m^2. \quad (2.65)$$

Burada  $I_m$ -konturdakı cərəyanın amplitud qiymətidir. Konturun aktiv müqaviməti  $R = 0$  olarsa, başqa sözlə enerji itkisi yoxdursa,

belə kontur ideal kontur adlanır. İdeal konturda elektrik sahəsinin bütün enerjisi sarğacın maqnit sahəsinə enerjisinə çevrilir, yəni  $W_{mE} = W_{mM}$  olur.  $L$  induktivlik sarğacından və  $C$  kondensatorundan təşkil olunmuş belə konturda, məlum olduğu kimi, elektrik enerjisinin maqnit sahəsinə enerjisinə və əksinə çevrilməsi kimi periodik rəqsi proses baş verir. İdeal konturda yaranan sərbəst rəqslərin amplitudu dəyişmir, yəni sönməyən rəqslərdir. Lakin praktikada bu cür ideal kontur mövcud deyil. Real konturda, yəni  $R \neq 0$  olan konturda isə enerjinin çevrilməsi prosesində  $R$  müqavimətində enerji itkisi olur ki, nəticədə konturda yaranan sərbəst rəqslər sönməli olur. Real konturda cərəyan və gərginliyin zamana görə dəyişilməsi qanunlarını triqonometrik funksiyalar üsulu tətbiq etməklə təsvir edək. Belə kontur üçün Kirxhof qanununa görə yazmaq olar:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = 0 \quad (2.66)$$

(2.66) tənliyinin bütün hədlərini zamana görə diferensiallayıb  $L$ -ə bölsək:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0 \quad (2.67)$$

alarıq. Alınmış bircins diferensial tənliyin həlli aşağıdakı şəkildə axtarılır:

$$i = Ae^{\gamma t} \quad (2.68)$$

(2.68)-i (2.67)-də nəzərə alsaq:

$$\gamma^2 + \frac{R}{L} \gamma + \frac{1}{LC} = 0 \quad (2.69)$$

kvadratik tənlik alınar və onun həlli

$$\gamma_{12} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (2.70)$$

olar. Yazılışı sadələşdirmək üçün aşağıdakı işarələməni qəbul edək:

$$\frac{R}{2L} = \alpha; \quad \frac{1}{LC} = \omega_0^2 \quad (2.71)$$

Bu kəmiyyətlər aşağıda görəcəyimiz kimi müəyyən fiziki mənaya malikdir. Təzə işarələnmədə xarakteristik tənliyin kökləri aşağıdakı kimi olar:

$$\gamma_{12} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}. \quad (2.72)$$

Sxemin elementlərinin parametrlərindən asılı olaraq burada üç hal ola bilər:

$$\alpha^2 < \omega_0^2; \quad \alpha^2 > \omega_0^2; \quad \alpha^2 = \omega_0^2.$$

Birinci halda tənliyin kökləri kompleks, ikinci və üçüncü hallarda isə həqiqi olur. Birinci halda proses periodik xarakter daşdığından bu hal radioelektronikada daha çox maraq kəsb edir. (2.67) tənliyinin həllini elə bu hal üçün araşdıraq.  $\alpha^2 < \omega_0^2$  olduğundan (2.72) bu şəkllə düşər:

$$\gamma_{12} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \quad (2.73)$$

burada  $j = \sqrt{-1}$ . (2.73)-i (2.68)-də nəzərə alsaq:

$$i_{1,2} = A \cdot e^{-\alpha t} e^{\pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \cdot t} \quad (2.74)$$

alınar. Axırınçı ifadəyə Eyler düsturunu tətbiq edərək onu başqa şəkllə salaq:

$$i_{1,2} = A \cdot e^{-\alpha t} \left( \cos \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t + j \sin \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t \right) \quad (2.75)$$

Göründüyü kimi, (2.67) tənliyinin həlli iki triqonometrik funksiyanın cəmindən ibarətdir. Bu səbəbdən xətti dövrlərin tədqiqində istifadə olunan bu üsul triqonometrik funksiya l ar üsulu adlanır. (2.75)-i aşağıdakı şəkildə də yazmaq olar:

$$i = A e^{-\alpha t} \sin \left( \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t + \varphi \right) \quad (2.76)$$

$A$  və  $\varphi$ -nin qiymətləri başlanğıc şərtlərdən tapılır. Göründüyü kimi (2.76) ifadəsi sönən rəqsləri xarakterizə edir. Xüsusi halda  $R \rightarrow 0$  olduqda  $\alpha \rightarrow 0$  alırıq və

$$i = A \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.77)$$

olur. Bu isə sönməyən sərbəst rəqsləri xarakterizə edən tənlikdir.

Beləliklə, konturda cərəyanın amplitudunu  $I_m$ -lə işarə edərək sönən cərəyan rəqslərinin ani qiymətləri üçün yazmaq olar:

$$i = I_m e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi), \quad (2.78)$$

burada  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ . Sönməyən cərəyan rəqsləri üçün isə

$$i = I_m \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.79)$$

olar.

Buna oxşar olaraq kondensatorda gərginliyin ani qiymətləri: sönən rəqslər üçün:

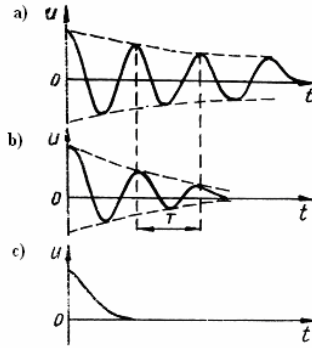
$$u = U_m e^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

və sönməyən rəqslər üçün:

$$u = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

olar.

Rəqs konturundakı kondensatorda gərginliyin zamandan asılılığı şəkil 2.18-də göstərilmişdir.



**Şəkil. 2.18.** Rəqs konturundakı kondensatorda gərginliyin zamana görə dəyişməsi: a- konturun Q keyfiyyətliyi böyük olduqda, b-Q kiçik olduqda, c-aperiodik rejimdə ( $a \geq \omega_0$ , yəni  $R \geq 2\sqrt{L/C}$ )

İndi də  $\alpha$  və  $\omega$  əmsallarının fiziki mənasını araşdırıq.  $\alpha = R/2L$  əmsalı rəqsin sönməsinə xarakterizə edir və sönmə əmsalı adlanır;  $\alpha$  böyük olduqca, rəqs daha tez sönür.  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$  real konturdakı sönən sərbəst rəqslərin dairəvi tezliyidir və xüsusi halda  $\alpha = 0$  qiymətində konturun məxsusi tezliyinə bərabər olur:

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{2\pi}{T}. \quad (2.80)$$

Çox vaxt rəqsin sönməsinə xarakterizə etmək üçün  $\alpha$  sönmə əmsalı ilə yanaşı loqarifmik dekrement adlanan parametrdən də istifadə edilir. Loqarifmik dekrement – rəqsin amplitudunun  $T$  periodu ərzində aldığı iki ardıcıl qiymətləri nisbətinin natural loqarifmasına deyilir.

$$d = \ln \frac{I_{m1}}{I_{m2}} = \alpha T. \quad (2.81)$$

Burada  $\alpha$  və  $T$ -nin qiymətlərini nəzərə alsaq,

$$d = \alpha T = \frac{R}{2L} \cdot 2\pi\sqrt{LC} = \pi \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \pi \frac{R}{\rho} \quad (2.82)$$

$d$ -nin tərs qiyməti olan  $\delta = 1/d$  parametri rəqsin amplitudunun  $e=2,71$  dəfə azalmasına qədər baş verən rəqslərin sayını göstərir.

(2.82) ifadəsindəki  $\rho = \sqrt{L/C}$  müqavimət xarakteri daşıyır və konturun dalğa müqaviməti, yaxud xarakteristik müqaviməti adlanır. Bu parametr ideal konturda cərəyan və gərginliyin amplitud qiymətləri arasındakı əlaqədən təyin oluna bilər:

$$\frac{1}{2} LI_m^2 = \frac{1}{2} CU_m^2, \text{ buradan } I_m = \frac{Um}{\sqrt{L/C}} = \frac{U_m}{\rho}.$$

Bu parametrlərdən başqa, konturlar keyfiyyətliyi ilə də xarakterizə edilir. Konturun keyfiyyətliyi  $Q$ -konturun tam enerjisinin bir period ərzindəki enerji itkisinə nisbəti ilə təyin olunur:

$$Q = 2\pi \frac{W_{tam}}{W_{itki}} = 2\pi \frac{\frac{1}{2} LI_m^2}{\frac{1}{2} I_m^2 RT} = 2\pi \frac{L}{RT} \quad (2.83)$$

Əgər rəqsin sönməsi zəifdirsə, yəni  $\alpha \rightarrow 0$  olduqda  $\omega \approx \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  götürmək olar. Onda rəqsin periodu  $T = 2\pi\sqrt{LC}$ . Bunu (2.83)-də nəzərə alsaq:

$$Q = 2\pi \frac{L}{RT} = \frac{L}{R\sqrt{LC}} = \frac{\rho}{R} = \frac{\pi}{d} \quad (2.84)$$

olar. Göründüyü kimi, konturun keyfiyyətliyi onun loqarifmik dekrementi ilə tərs mütənəsbidir. Sonrakı paragrafda göstəriləcəkdir ki, rezonans halında konturun  $\rho$  – dalğa müqaviməti ayrı-ayrılıqda



rezonans halindəki induktiv və tutum müqavimətlərinə bərabərdir, yəni  $\rho = \omega_0 L = 1/\omega_0 C$ . Onda konturun keyfiyyətliyi üçün yazmaq olar:

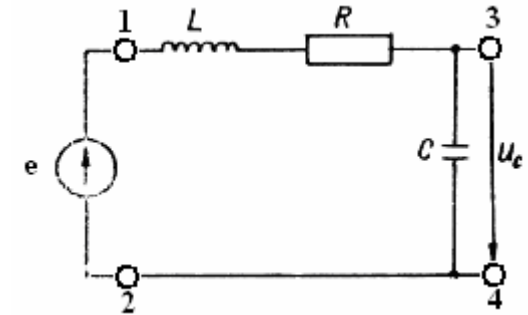
$$Q = \omega_0 L / R = 1 / \omega_0 RC.$$

Radioelektronikada alçaq tezliklərdə  $Q = 10 - 100$ , ifrat yüksək tezliklərdə isə  $Q = 10^2 - 10^5$  olan konturlardan istifadə edilir. Qeyd etmək lazımdır ki, konturun keyfiyyətliyi böyük olduqca onun seçiciliyi də yüksək olur.

Xatırladaq ki, (2.67) tənliyinin həllində  $\alpha^2 \geq \omega_0^2$  olan hallarda proses qeyri-periodik (aperiodik) xarakter daşıyır. Bu hallar radiofizikada az təsadüf olduğundan şərh etməyəcəyik.

## § 2.6. Kompleks amplitud və vektor diaqramları üsulları. Ardıcıl konturda məcburi rəqslər

§2.5-də baxılan konturda sabit amplitudlu sönməyən elektromaqnit rəqsləri almaq üçün hər bir periodda onun aktiv müqavimətində baş verən enerji itkisinin yerini doldurmaq lazımdır. Bunun üçün kontura e.h.q. mənbəyi daxil edilir. Əgər konturun elementləri  $R$ ,  $L$ ,  $C$  e.h.q. mənbəyi ilə ardıcıl birləşdirilibsə, belə kontura e.h.q. mənbəyinə ardıcıl qoşulmuş kontur və ya sadəcə olaraq **ardıcıl kontur** deyilir. Belə konturu dördqütblü şəklində göstərmək olar (şəkil 2.19).



Şəkil 2.19. Ardıcıl rəqs konturu.

Adətən ardıcıl kontur daxili müqaviməti kiçik olan e.h.q. mənbəyi ilə qidalanır. Buna görə də mənbəyin müqavimətini ya nəzərə almayacağıq, ya da onu konturun  $R$  aktiv müqavimətinə daxil edəcəyik.

Tutaq ki, kontur elektrik hərəkət qüvvəsi  $e = E_m \cos(\omega t + \varphi)$  olan xarici harmonik gərginlik generatoruna qoşulmuşdur. Rəqs konturunda enerji tutumlu reaktiv elementlər: kondensator və induktivlik sarğacı olduğundan yaranan rəqslərin amplitudu sıfırdan müəyyən stasionar qiymətinə kimi tədricən artır. Ardıcıl kontur üçün Kirxhof qaydasını tətbiq etməklə aşağıdakı ifadəni yazmaq olar:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = e \quad (2.85)$$

Bu halın təhlilində triqonometrik funksiyalar üsulu tətbiq etmək əlverişli deyil; çünki uzun-uzadı hesablamalar aparmaq lazım gəlir. Hesablamaları asanlaşdırmaq məqsədilə baxılan hala kompleks amplitud üsulunu tətbiq edək. Bu üsulun mahiyyəti ondan ibarətdir ki, real kosinusoidal və ya sinusoidal proseslər kompleks ədədin həqiqi və xəyali hissələri ilə ifadə edilir və sonra baxılan real məsələnin tələbinə uyğun olaraq kompleks ədədlər üzərində riyazi çevrilmələr aparılır. E.h.q.-nin ifadəsini kompleks şəkildə yazmaq:

$$\dot{E} = E_m e^{j(\omega t + \varphi)} = E_m e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t} = \dot{E}_m e^{j\omega t}. \quad (2.86)$$

Burada

$$\dot{E} = E_m e^{j\varphi}, \quad (2.87)$$

$\dot{E}_m$  - e.h.q.-nin kompleks amplitudu adlanır və harmonik rəqsin həm amplitudunu, həm də fazasını ifadə edir. (2.85) ifadəsinə daxil olan  $e$  - kompleks şəkildə ifadə olunmuş e.h.q.-nin həqiqi hissəsidir:

$$e = \operatorname{Re} \dot{E} = \operatorname{Re} [\dot{E}_m e^{j\omega t}]. \quad (2.88)$$

(2.85) tənliyinin tam həlli, məlum olduğu kimi, bircins tənliyin ümumi həlli ilə qeyri-bircins tənliyin xüsusi həllinin cəmindən ibarətdir. Bundan qabaqkı paraqrafda bircins tənliyin ümumi həllini araşdırdıq. Bu həll, gördüyümüz kimi, sönən rəqsləri ifadə edir və radiotexniki nöqtəyindən nəzərdən maraqlı kəsb etmir. Buna görə də biz burada qeyri-bircins tənliyin xüsusi həlli ilə məşğul olacağıq. (2.85) tənliyinin xüsusi həllini

$$\dot{I} = \dot{I}_m e^{j\omega t} \quad (2.89)$$

şəkildə axtaraq. (2.86) və (2.89) ifadələrini (2.85)-də nəzərə alsaq aşağıdakı cəbri tənlik alarıq:

$$j\omega L \dot{I}_m e^{j\omega t} + R \dot{I}_m e^{j\omega t} + \frac{1}{j\omega C} \dot{I}_m e^{j\omega t} = E_m e^{j\omega t}$$

və ya

$$\dot{I}_m (j\omega L + R + 1/j\omega C) = \dot{E}_m. \quad (2.90)$$

Bu ifadə dəyişən cərəyan dövrəsi üçün Om qanununu ifadə edir. Burada cərəyan və e.h.q.-nin amplitudları arasında əlaqə yaranan

$$\dot{Z} = R + j\omega L + 1/j\omega C \quad (2.91)$$

kompleks ifadə dövrənin tam müqaviməti və ya impedans adlanır. (2.91) ifadəsinin şəklini dəyişərək yazmaq olar:

$$\dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX \quad (2.92)$$

və ya üstlü funksiya şəkildə

$$\dot{Z} = Z e^{j\varphi}. \quad (2.93)$$

Kompleks müqavimətin modulu

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}, \quad (2.94)$$

arqumenti isə

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - 1/\omega C}{R}, \quad (2.95)$$

burada  $R$ -aktiv,  $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$  isə reaktiv müqavimətlərdir. Reaktiv

müqavimət iki hissədən ibarətdir:  $\omega L$ -induktiv,  $\frac{1}{\omega C}$  - tutum

müqavimətləri. Bu elementlərin hər birində gərginlik və cərəyan arasındakı faza sürüşməsi  $\pi/2$ -yə bərabər olduğundan reaktiv müqavimətdə enerjinin udulması baş vermir. Çox vaxt hər bir elementin impedansı ayrı-ayrılıqda aşağıdakı kimi yazılır:

aktiv müqavimətin impedansı -  $Z_R = R$ ;

induktivlik sarğacın impedansı -  $Z_L = j\omega L = Z_L e^{j\pi/2}$ ;

kondensatorun impedansı -  $Z_C = 1/j\omega C = Z_C e^{-j\pi/2}$ ;

burada  $\frac{1}{j} = -j = e^{-j\pi/2}$

İndi də  $R, L, C$  elementlərindəki gərginlik düşgünlərinin ifadələrini yazmaq:

rezistorda gərginlik düşgüsü-  $U_{mR} = RI_m$ ;

induktivlik sarğacında -  $\dot{U}_{mL} = j\omega LI_m = Z_L e^{j\pi/2} \dot{I}_m$ ;

kondensatorda-  $\dot{U}_{mC} = \frac{1}{j\omega C} \dot{I}_m = Z_C e^{-j\pi/2} \cdot \dot{I}_m$ .

Bu gərginlik düşgünlərini triqonometrik funksiyalarla da yazmaq olar:

$$U_R = iR = \dot{I}_m R \sin \omega t = U_{mR} \sin \omega t,$$

$$U_L = L \frac{di}{dt} = \omega LI_m \cos \omega t = U_{mL} \sin(\omega t + \pi/2),$$

$$U_C = \frac{1}{C} \int idt = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos \omega t = U_{mC} \sin(\omega t - \pi/2).$$

Bu ifadələrdən aydın görünür ki, rezistorda cərəyan və gərginlik fazaca üst-üstə düşür. Buna görə də rezistorda enerji itkisi baş verir. Rezistor bu baxımdan aktiv müqavimət adlanır. Bunu dövrənin aktiv elementləri ilə qarışdırmaq olmaz. Rezistor əslində passiv elementdir. Belə müqaviməti «dissipativ» müqavimət adlandırmaq daha məqsədə uyğun olardı. Bu ifadələrdən reaktiv müqaviməti təşkil edən  $\omega L$  - induktiv və  $1/\omega C$  - tutum müqavimətlərində gərginlik və cərəyan arasındakı faza sürüşməsinin  $\pi/2$  -yə bərabər olduğu aydın görünür. İnduktivlik sarğacında gərginlik cərəyandan  $\pi/2$  qədər irəli, kondensatorda isə  $\pi/2$  qədər geri düşür. Buna görə də bu elementlərdə enerji itkisi baş vermir.

**Vektor diaqramları üsulu.** Harmonik dəyişən cərəyan dövrlərinin təhlilində kompleks amplitud üsulu ilə yanaşı vektor diaqramları üsulundan da geniş istifadə edilir. Bu üsullar arasında sıx əlaqə vardır. Vektor diaqramlarını qurmaq üçün  $\omega$  bucaq sürəti ilə saat əqrəbi hərəkətinin əksinə fırlanan vektordan istifadə edilir (şəkil 2.20). Bu vektorun uzunluğu rəqsi prosesi xarakterizə edən kəmiyyətin

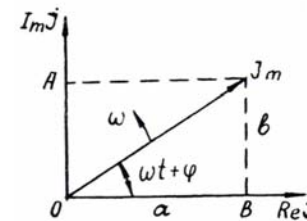
amplituduna (moduluna), onun absis oxu ilə əmələ gətirdiyi bucaq isə fazasına uyğun gəlir. Kompleks ədədin həqiqi və xəyali hissələri, vektorun oxlar üzərində proyeksiyaları ilə, yəni baxılan kəmiyyətin ani qiymətləri ilə əvəz edilir:

$$OA = i = I_m \sin(\omega t + \varphi), \quad OB = i = I_m \cos(\omega t + \varphi).$$

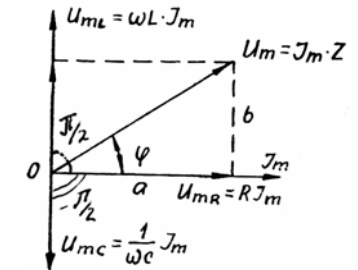
Dəyişən cərəyan dövrlərində vektor diaqramları ilə aparılan hesablamalar kompleks ədədlərlə aparılan hesablamalarla adekvatdır (eynidir). Belə ki, vektorların toplanması onların proyeksiyalarının toplanmasına ekvivalent olduğu kimi, kompleks ədədlərin toplanması da onların həqiqi və xəyali hissələrinin ayrı-ayrılıqda toplanmasına ekvivalentdir.

Beləliklə, omik müqavimətin məlum olması sabit cərəyan dövrlərini hesablamağa imkan verdiyi kimi, dövrənin impedansının məlum olması da dəyişən cərəyan dövrlərində hesablamaların aparılmasını təmin edir. Bu vaxt impedansın köməyi ilə təkcə cərəyanın mütləq qiymətlərini yox, eləcə də cərəyanla gərginlik arasındakı faza sürüşmələrini də təyin etmək olar.

İndi də yuxarıdakıları nəzərə alaraq  $R, L, C$  elementlərində gərginlik düşgünlərinin vektor diaqramlarını quraq (şəkil 2.21).



Şəkil 2.20. Sinusoidal cərəyanın vektor diaqramının qurulması.



Şəkil 2.21.  $R, L, C$  elementlərində gərginlik düşgünlərinin vektor diaqramları.

Əgər cərəyanın fazasını sıfır bərabər götürsək, onda  $I_m$  vektoru absis oxu boyunca yönəlir. Onda bu elementlərdəki gərginlik düşgünlərini kompleks müstəvidə uzunluqları  $\omega LI_m, \frac{1}{\omega C} I_m, RI_m$  və

uyğun olaraq absis oxu ilə  $\pi/2, -\pi/2$  və 0 bucaqlar təşkil edən vektorlarla təsvir etmək olar. Cərəyan və gərginliyin effektiv qiymətləri onların amplitud qiymətləri ilə mütənəsib, yəni  $I_{ef} = I_m / \sqrt{2}$ ,  $U_{ef} = U_m / \sqrt{2}$  olduğundan, vektor diaqramları həm amplitud, həm də effektiv qiymətləri təsvir edir.

Qeyd edildiyi kimi, gərginliklə cərəyan arasındakı faza sürüşməsi vektorun absis oxu ilə əmələ gətirdiyi bucaqla təyin edilir:

$$\varphi = \varphi_U - \varphi_I = \arctg \frac{b}{a} = \arctg \frac{U_{mL} - U_{mC}}{U_{mR}} = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{R}.$$

Arqument  $\varphi$ -ə çox vaxt formal olaraq müqavimətin fazası deyirlər.

**Ardıcıl konturda rezonans hadisəsi.** Tezliyin müəyyən qiymətində konturun reaktiv müqaviməti

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (2.96)$$

ola bilər. Bu vaxt  $Z = R$  və  $\varphi_Z = 0$  olur, yəni (2.96) şərti ödənildikdə ardıcıl kontur yalnız təmiz aktiv müqavimətə malik olur və xarici mənbəyin e.h.q. ilə konturdan keçən cərəyan fazaca üst-üstə düşür. Bu hadisə **r e z o n a n s** adlanır və (2.96) şərtinə görə  $\omega = 1/\sqrt{LC}$  tezliyində baş verir. Konturun məxsusi rəqslərinin tezliyinin  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  olduğunu göstərmişdik. Deməli, ardıcıl konturda rezonans dəyişən xarici e.h.q. mənbəyinin (generatorun)  $\omega$  tezliyi konturun  $\omega_0$  məxsusi tezliyinə bərabər olduqda yaranır.  $\omega = \omega_0$  olan kontur **k ö k l ə n m i ş**,  $\omega \neq \omega_0$  olan kontur isə **k ö k d ə n d ü ş m ü ş** kontur adlanır.

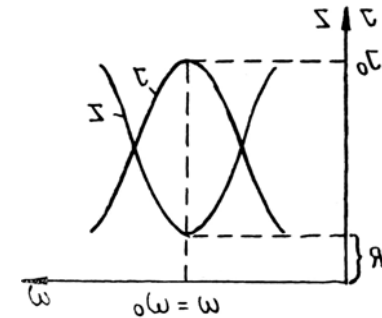
Rezonans halında ardıcıl konturun müqaviməti ən kiçik ( $Z = R$ ), cərəyan isə ( $I_0 = E_m / R$ ) ən böyük qiymətlərini alır (şəkil 2.22).

Rezonans tezliyindən kiçik tezliklərdə ( $\omega < \omega_0$ ) induktiv mü-

qavimət rezonans halındakı müqavimətdən kiçik ( $\omega L < 1/\omega_0 C$ ), tutum müqaviməti isə böyük ( $1/\omega C > 1/\omega_0 C$ ) olduğundan, ümumi reaktiv müqavimət alçaq tezliklərdə tutum xarakterli olur. Rezonans tezliyindən böyük tezliklərdə ( $\omega > \omega_0$ ) isə induktiv müqavimət rezonans halında olduğundan böyük, tutum müqaviməti isə kiçikdir və ardıcıl konturun reaktiv müqaviməti induktiv xarakter daşıyır. Rezonans halında, yəni  $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  şərti daxilində

$$\omega_0 L = 1/\omega_0 C = \sqrt{L/C} = \rho \quad (2.97)$$

alınır. Deməli, rezonans halında konturun induktivlik və tutum müqavimətləri bir-birinə bərabər və hər biri ayrılıqda konturun dalğa müqavimətinə bərabər olur.



**Şəkil 2.22.** Ardıcıl konturda cərəyan və müqavimətin tezlikdən asılılığı.

Qeyd etdiyimiz kimi, rezonans halında kontur generatora təmiz aktiv müqavimət göstərdiyindən ondakı e.h.q.-nin amplitud qiyməti  $E_m = I_{omk} R$  olur. Digər tərəfdən (2.97) düsturundan induktivlik sarğacında və kondensatorda gərginlik düşgülərinin və xarici mənbənin e.h.q.-nin amplitud qiymətləri arasında rezonans halında aşağıdakı münasibətləri yazmaq olar:

$$U_{omL} = I_{omk} \omega_0 L = I_{omk} \rho; \quad U_{omC} = I_{omC} \cdot \frac{1}{\omega_0 C} = I_{omk} \rho;$$

$$E_m = I_{omk} R;$$

$$\frac{U_{omL}}{E_m} = \frac{U_{omC}}{E_m} = \frac{I_{omk} \rho}{I_{omk} R} = \frac{\rho}{R} = Q, \quad (2.98)$$

$$U_{omL} = U_{omC} = QE_m. \quad (2.99)$$

yəni rezonans halında ardıcıl konturun induktivlik sarğacında və kondensatorda yaranan gərginlik düşgülərinin amplitud qiymətləri bir-birinə bərabər və onlardan hər biri xarici mənbəyin e.h.q.-indən  $Q$  dəfə böyükdür. Buna görə də ardıcıl konturda yaranan rezonans gərginliklər rezonansı adlanır. Ədədi qiymətcə ardıcıl konturun keyfiyyəti ( $Q = U_{omL} / E_m$ ;  $Q = U_{omC} / E_m$ ) e.h.q.-si 1V olan xarici generator qoşulmuş kontur rezonansa gətirildikdə induktivlikdə və ya tutumda yaranan gərginlik düşgülərinin amplitud qiymətlərinə bərabərdir.

Tutaq ki, konturun keyfiyyəti  $Q=100$ . Onda rezonans halında  $U_{omL} = U_{omC} = 100E_m$  alınır. Bu işə ilk baxışda enerjinin saxlanması qanununun pozulması kimi görünə bilər. Əslində bu belə deyil. Doğrudan da gərginliklər rezonansı halında  $U_{omL}$  və  $U_{omC}$  ədədi qiymətcə bir-birinə bərabər və işarəcə əks olduqlarından, onlar bir-birini tamamilə kompensasiya edir və belə olduqda mənbəyin e.h.q.-nin reaktiv müqavimətlərdə toplananı yoxdur; o, yalnız aktiv müqavimətdə gərginlik düşgüsü yaradır. Buna görə də e.h.q. kontur cərəyanı ilə fazaca üst-üstə düşür. Rezonans halında  $L$  və  $C$  özlərini ideal konturda olduğu kimi aparır, yəni bunlarda elektrik enerjisi tamamilə maqnit sahəsi enerjisinə və əksinə çevrilir. Bu vaxt induktivlik sarğacı üçün e.h.q. mənbəyi rolunu kondensator və əksinə, kondensator üçün induktivlik sarğacı oynayır. Aktiv müqavimət üçün isə belə mənbə rolunu xarici e.h.q. mənbəyi oynayır. İnduktivlik sarğacı və kondensatorda yığılmış ehtiyat enerji hesabına  $U_{omL}$  və  $U_{omC}$  mənbəyin e.h.q.-dən kifayət qədər böyük ola bilər.

## § 2.7. Ardıcıl rəqs konturunun filtrləmə xassələri

Ardıcıl rəqs konturları praktikada adətən radioqəbuledicilərin giriş

dövrələrində filtr (süzgəc) kimi tətbiq olunur. Bu, onun rezonans xassəsinə əsaslanmışdır; konturu qəbuledilən siqnalın tezliyinə köklədikdə, yəni  $\omega_0 = \omega$  olduqda, §2.6-da göstəriləni kimi, onun çıxışında gərginlik giriş gərginliyinə nisbətən  $Q$  dəfə arta bilər, yəni  $U_{mcix} = QU_{mgir}$  (burada  $Q$  konturun keyfiyyətiyidir).

Ardıcıl kontura dördqütblü kimi baxaraq onun ötürmə əmsalını hesablayaq. Gərginlik kondensatordan götürüldükdə (şəkil 2.19) belə filtr-dördqütblünün ötürmə əmsalını aşağıdakı nisbətdən tapmaq olar:

$$K_C = \frac{\dot{U}_{me}}{\dot{E}_m} = \frac{\dot{Z}_C I_m}{\dot{Z} I_m} = \frac{\dot{Z}_C}{\dot{Z}} = \frac{1/j\omega C}{R + j(\omega L - 1/\omega C)}. \quad (2.100)$$

Bu kəsrin məxrəcindəki impedansın ifadəsinin şəklini dəyişək:

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = R + j\omega_0 L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_0 L \omega C} \right) = \\ &= R + j\omega_0 L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = R \left[ 1 + \frac{j\omega_0 L}{R} \left( \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega} \right) \right] = \\ &= R \left[ 1 + jQ \frac{(\omega + \omega_0)\Delta\omega}{\omega_0 \omega} \right]. \end{aligned} \quad (2.101)$$

Burada  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  mütləq kökdən düşmədir. Rezonans tezliyi ətrafında  $\omega \approx \omega_0$  və  $\omega + \omega_0 \approx 2\omega_0$  olduğunu nəzərə alıb, yazı bilərik:

$$\dot{Z} = R \left[ 1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right] = R(1 + jQ2\xi) = R(1 + ja). \quad (2.102)$$

$$\xi = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \text{ nisbi kökdən düşmə, } a = Q \frac{2\Delta\omega}{\omega} \text{ isə}$$

ümumiləşmiş kökdən düşmədir. İmpedansın modulu

$$Z = R\sqrt{1 + a^2}, \quad (2.103)$$

Fazası isə

$$\varphi = \arctg X / R = \arctg a. \quad (2.104)$$

Beləliklə, gərginlik kondensatordan götürülən halda ötürmə əmsalının modulu üçün alırıq:

$$K_C = \frac{1/\omega C}{Z} = \frac{1/\omega C}{R\sqrt{1+a^2}} = \frac{1}{\omega CR} \frac{1}{\sqrt{1+a^2}}. \quad (2.105)$$

Əgər gərginlik uyğun olaraq induktivlik sarğacından və rezistordan götürülsə,

$$K_L = \frac{\omega L}{R\sqrt{1+a^2}} = \frac{\omega L}{R} \frac{1}{\sqrt{1+a^2}}, \quad (2.106)$$

$$K_R = \frac{R}{R\sqrt{1+a^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}}, \quad (2.107)$$

olar. (2.105)–(2.107) ifadələri ardıcıl konturun amplitud-tezlik xarakteristikalarının tənlikləridir. Rezonans halında, yəni  $a=0$  olduqda

$$K_{OC} = \frac{1}{\omega_0 CR} = Q; \quad K_{OL} = \frac{\omega_0 L}{R} = Q; \quad K_{OC} = K_{OL}; \quad K_R = 1. \quad (2.108)$$

(2.105-2.108) ifadələrindən

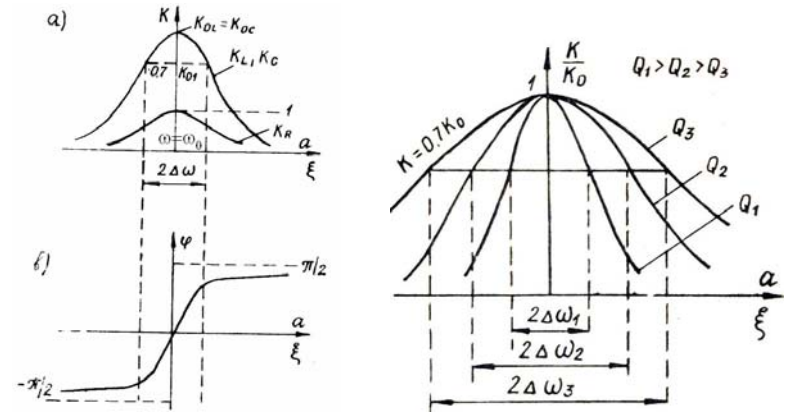
$$K = K_0 / \sqrt{1+a^2} \quad (2.109)$$

almaq olar. Bu ifadə konturun seçicilik tənliyi adlanır. Bu tənlik amplitud-tezlik xarakteristikasını nisbi koordinatlarla ifadə edir. Rezonans hala ( $a=0$ ) uyğun olan xarakteristikanın (şəkil 2.24) maksimumunu həmişə vahidə bərabərdir ( $K / K_0 = 1$ ).

Kontur-filtrin buraxma zolağı elə tezlik intervalına deyilir ki, onun

sərhədlərində ötürmə əmsalı öz rezonans qiymətinə nisbətən  $\sqrt{2}$  dəfə azalmış olsun, yəni  $K / K_0 = 1/\sqrt{2}$ . (2.109) ifadəsini nəzərə alıb konturun  $(2\Delta\omega)_b$  buraxma zolağını tapmaq olar:

$$1 + a^2 = 2; \quad Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = 1; \quad (2\Delta\omega)_b = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (2.110)$$



**Şəkil 2.23.** Ardıcıl konturun amplitud-tezlik (a) və faza-tezlik (b) xarakteristikaları. **Şəkil 2.24.** Ardıcıl konturun amplitud-tezlik (a) və faza-tezlik (b) xarakteristikasının nisbi koordinatlarla ifadə edilməsi.

Deməli, kontur-filtrin keyfiyyəti böyük olduqca onun buraxma zolağı azalır və əksinə (şəkil 2.24). Bu, tək konturların çatışmayan cəhətidir, belə ki, praktikada bu parametrlərin hər ikisinin böyük olması əlverişlidir. Konturun keyfiyyəti ilə onun seçiciliyi arasındakı bu ziddiyyəti tək konturlarda tamamilə aradan qaldırmaq mümkün deyil.

Ötürmə əmsalı fazasının (2.104) ifadəsindən görüldüyü kimi, tezliyin qiymətlərindən asılı olaraq cərəyanla gərginlik arasındakı  $\varphi$  faza sürüşməsi  $-\pi/2$ -dən  $+\pi/2$ -yə qədər dəyişir (şəkil 2.23b). Amma buraxma zolağı intervalında onun tezlikdən asılılığı demək olar ki, xəttidir. Bu isə siqnalların təhrifsiz ötürülməsi üçün (bax: §2.3) vacib şərtlərdən biridir.

## § 2.8. Paralel rəqs konturu və onun filtrləmə xassələri

Əvvəlki paraqrafda baxılan ardıcıl kontura generatorun  $R_i$  daxili müqavimətinin təsiri nəzərə alınmamışdı. Lakin bu müqavimət kifayət qədər böyük olduqda konturun tam aktiv müqaviməti artdığından əlavə itkilər əmələ gəlir; konturun keyfiyyətliyi  $Q = \frac{\omega_0 L}{R + R_i}$  azalır, buraxma zolağı isə genişlənir və ardıcıl konturun seçicilik xassəsi zəifləyir. Generatorun daxili müqavimətinin böyük olduğu hallarda siqnalları filtrləmək üçün ardıcıl konturdan deyil, paralel rəqs konturundan istifadə etmək lazımdır.

Xarici e.h.q. mənbəyinə paralel qoşulmuş tutum və induktivlikdən təşkil olunmuş dövrəyə p a r a l e l r ə q s k o n t u r u deyilir. Paralel konturun müxtəlif sxemləri mövcuddur. Bunlardan ən sadəsi birinci növ konturdur (şəkil 2.25).

Belə kontur paralel birləşdirilmiş iki qoldan ibarətdir: biri  $L$  – induktivlik və  $R$  – aktiv müqavimətdən (itki müqaviməti), digəri isə  $C$  – tutumdan təşkil olunmuşdur. Hər iki qol e.h.q.  $e$  və daxili müqaviməti  $R_i$  olan mənbə ilə qidalanır.  $U_{\text{çix}}$  çıxış gərginliyi induktivlik və ya tutumdan götürülür. Konturun müqaviməti  $\dot{Z} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$  kimi təyin olunur (burada  $\dot{U}_1$  – konturun girişinə verilən gərginlik,  $\dot{I}_1$  – dövrədən keçən ümumi cərəyandır). Bu müqavimət paralel qoşulmuş iki müqavimətin cəminə bərabərdir. Birinci qolun müqaviməti  $\dot{Z}_1 = R + j\omega L$  və digərindəki isə  $\dot{Z}_2 = 1 / j\omega C = -j / \omega C$  olduğunu nəzərə alsaq, konturun tam müqaviməti

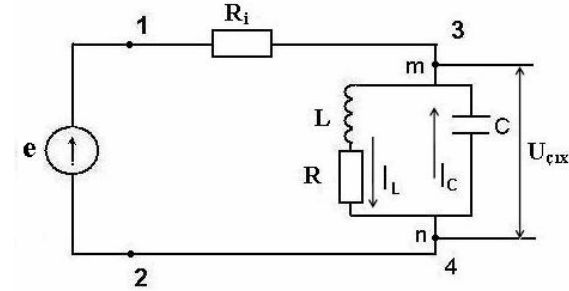
$$\dot{Z} = \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} = \frac{(R + j\omega L) / j\omega C}{R + j\omega L - j / \omega C} \quad (2.111)$$

olar. Bu ifadənin məxrəci ardıcıl konturun impedansına bərabərdir:

$$\dot{Z}_a = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = R + jX$$

(2.111) ifadəsini bir qədər sadələşdirək. Göstərilirdi ki, rezonans tezliyinə yaxın tezliklərdə konturun keyfiyyətliyi  $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$

kimi təyin olunur. Əgər  $Q \gg 1$  olarsa, onda  $R \ll \omega_0 L$  olar və kəsrin surətində konturun  $R$  aktiv müqavimətini nəzərə almaya bilərik. Lakin məxrəcdə  $R$ -i atmaq olmaz, çünki rezonans tezliyi ətrafında  $\omega L \approx 1 / \omega C$  olduğundan onların fərqi elə  $R$  tərtibində ola bilər.



Şəkil 2.25. Paralel rəqs konturu.

§2.7-də rezonans tezliyi ətrafında ardıcıl konturun impedansının  $\dot{Z}_a = R(1 + ja) = |\dot{Z}_a| e^{j\varphi_a}$  olduğunu göstərmişdik. Bunları (2.111) ifadəsində nəzərə alsaq, paralel konturun impedansı üçün

$$\dot{Z}_p = \frac{L/C}{\dot{Z}_a} = \frac{\rho^2}{R(1 + ja)} = \frac{\rho^2}{Z_a} e^{-j\varphi_a} \quad (2.112)$$

alırıq. Buradan paralel konturun impedansının modulu üçün

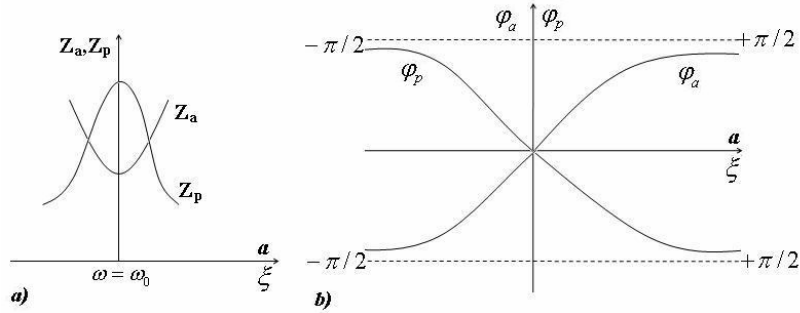
$$Z_p = \rho^2 / Z_a \quad (2.113)$$

fazası üçün isə

$$\varphi_p = -\varphi_a = -\arctg \alpha$$

yazmaq olar. Bu münasibətlərdən görünür ki, paralel konturda gərginliklə cərəyan arasındakı faza sürüşməsi ardıcıl konturda faza

sürüşməsinin əks işarə ilə götürülmüş qiymətinə bərabər, müqavimətin modulu isə ardıcıl konturun müqavimətinin modulu ilə tərs mütənəsbdir. Şəkil 2.26 -da paralel və ardıcıl konturların müqavimətləri və fazalarının tezlikdən asılılıqları göstərilmişdir.



**Şəkil 2.26.** Paralel və ardıcıl rəqs konturlarının müqavimətləri (a) və fazalarının (b) kökdəndüşmədən asılılıqları.

Ardıcıl konturda olduğu kimi, paralel konturda da rezonans hadisəsi  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  tezliyində, yəni generatorun tezliyi ilə konturun məxsusi tezliyi üst-üstə düşdükdə baş verir. Bu halda da tutum və induktiv müqavimətlər bir-birinə bərabər və hər biri ayrılıqda konturun dalğa müqavimətinə bərabərdir:

$$\omega_0 L = 1 / \omega_0 C = \sqrt{L / C} = \rho \quad (2.114)$$

Rezonans halında paralel konturun müqaviməti maksimum olur (şəkil 2.26).

(2.112) ifadəsindən paralel konturun rezonans halındakı müqaviməti üçün

$$Z_0 = L / CR = \rho^2 / R \quad (2.115)$$

alınır və aktiv müqavimət xarakteri daşıyır. Rezonans halında cərəyan isə

$$I_0 = E_m / Z_0 = \frac{E_m}{\rho^2 / R} = E_m / Q \rho \quad (2.116)$$

minimum qiymətə malik olur.

Konturun hər iki qolu amplitudu  $E_m$  olan dəyişən gərginlik altında olduğundan, qolların hər birindən keçən cərəyanın qiymətini aşağıdakı münasibətlərdən tapmaq olar:

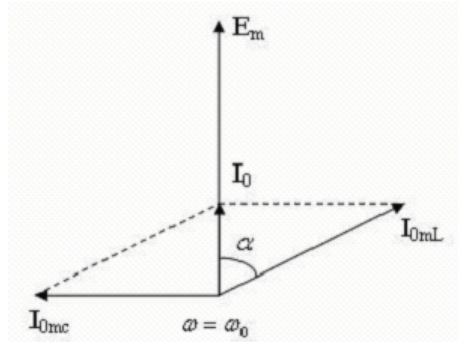
$$I_{mC} = \frac{E_m}{1 / \omega C} \quad (2.117)$$

$$I_{mL} = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.118)$$

Qeyd etdiyimiz kimi, praktikada rast gəlinən konturlar üçün bir qayda olaraq,  $R \ll \omega L$  götürmək olur. Rezonans halında  $\omega_0 L = 1 / \omega_0 C$  olduğunu nəzərə alsaq,  $I_{0mL} = I_{0mC} = E_m / \rho$  alınır, yəni rezonans halında konturun qollarından keçən cərəyanlar bir-birinə bərabərdir və maksimum olur. Dövrədən keçən ümumi cərəyan isə minimum qiymətini alır.

Paralel konturda gərginlik və cərəyanların vektor diaqramlarını quraq. E.h.q.-in E vektorunu şaquli istiqamətdə yuxarı yönəltsək, tutum olan qolda cərəyan vektoru ondan  $\pi/2$  qədər irəli düşər, L induktivlik və R müqavimət olan qolda isə E vektorundan  $\pi/2$  qədər geri qalar, yəni bu cərəyanlar əks fazada olar (şəkil 2.27).





Şəkil 2.27. Rezonans halında paralel konturda cərəyanların vektor diaqramı

Bu onu göstərir ki, əgər  $I_L$  cərəyanı sxemdə göstərildiyi kimi, m-dən n-ə yönəlmişsə,  $I_C$  cərəyanı n-dən m-ə yönəlmiş olur (şəkil 2.25). Bu cərəyanlar isə təxminən bir-birinə bərabər olduqlarından bunlara  $I_k$  kontur cərəyanı kimi baxmaq olar:

$$I_{0mL} \cong I_{0mC} = I_k$$

Rezonans halında konturun qollarından keçən cərəyanları ümumi dövrədən keçən  $I$  cərəyanı ilə əlaqələndirək:

$$\frac{I_{0mL}}{I} = \frac{I_{0mC}}{I} = \frac{E_m / \rho}{E_m R / \rho^2} = \frac{\rho}{R} = Q,$$

buradan

$$I_{0mL} = I_{0mC} = QI \quad (2.119)$$

alırıq. Beləliklə, rezonans halında paralel konturun hər bir qolundan keçən cərəyan ümumi dövrədən keçən cərəyandan  $Q$  dəfə böyük olur. Buna görə də paralel konturda yaranan rezonans cərəyanları rezonansı adlanır. Cərəyanlar rezonansı belə bir fiziki mənaya malikdir: əgər dövrə yalnız aktiv müqavimətlərdən təşkil olunmuş olsaydı, onda heç vaxt qollardan keçən cərəyan

ümumi dövrədən keçən cərəyandan böyük ola bilməzdi. Lakin baxılan halda generator dövrəyə qoşulan kimi paralel konturun reaktiv elementlərində enerji ehtiyatı yaranır və ideal konturda olduğu kimi, elektrik enerjisinin maqnit enerjisinə və əksinə çevrilməsi prosesi baş verir. Bu halda generator yalnız konturda əmələ gələn itkiləri kompensasiya edir və itkiyə sərf olunan güc konturda toplanmış reaktiv gücdən kiçik olur. Buna görə generatorun yaratdığı ümumi dövrədən keçən cərəyan kontur cərəyanından kiçik də ola bilər.

İndi də paralel konturun filtrləmə xassələri ilə tanış olaq. Bunun üçün paralel konturun gərginliyə görə ötürmə əmsalını hesablayaq:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{mçix}}{\dot{U}_{mgir}} = \frac{\dot{I}\dot{Z}}{\dot{I}(R_i + \dot{Z})} = \frac{\dot{Z}}{R_i + \dot{Z}} \quad (2.120)$$

Burada  $\dot{Z} = \rho^2 / R(1 + ja) = Z_0 / (1 + ja)$  olduğunu nəzərə alsaq,

$$\dot{K} = \frac{Z_0}{R_i(1 + ja) + Z_0} = \frac{Z_0 / R_i}{Z_0 / R_i + (1 + ja)} \quad (2.121)$$

olar. Ötürmə əmsalının modulu üçün

$$K = \frac{Z_0 / R_i}{\sqrt{(1 + Z_0 / R_i)^2 + a^2}} \quad (2.122)$$

alırıq. Bu ifadəyə  $Z_0 / R_i$  nisbətinin müxtəlif qiymətlərində baxaq:

1)  $R_i \gg Z_0$  olduqda

$$K = \frac{Z_0 / R_i}{\sqrt{1 + a^2}} = \frac{Z_0}{R_i \sqrt{1 + a^2}}$$

Bu o deməkdir ki, bu halda paralel konturun ötürmə əmsalının tezlikdən asılılığı xaraktercə ardıcıl konturun uyğun  $K(\omega)$  asılılığını təkrarlayır. Lakin rezonans halında, yəni  $a=0$  olduqda  $K_0 = Z_0 / R_i \ll 1$  olur.

2)  $R_i \ll Z_0$  olduqda (2.122) ifadəsində  $K=1$  olur, yəni ötürmə

əmsalı tezlikdən asılı olmur; kontur öz seçicilik qabiliyyətini itirir.

3)  $R_i = Z_0$  olduqda isə  $K = 1/\sqrt{4+a^2}$  olur. Rezonans halında  $K_0 = 1/2$  olar. Şəkil 2.28-də bu şərtlər nəzərə alınmaqla paralel konturun amplitud-tezlik xarakteristikaları qurulmuşdur.

Əgər tezliyə görə dar buraxma zolağına malik olan kontur hazırlamaq tələb olunarsa,  $R_i \gg Z_0$  götürmək lazımdır. Lakin bu halda  $K \ll 1$  olması ilə hesablaşmaq lazımdır. Paralel konturun buraxma zolağı da ardıcıl konturda olduğu kimi,  $K = 0.7K_0$  qiyməti ilə təyin edilir və

$$(2\Delta\omega)_b = \omega_0 / Q_{ef} \quad (2.123)$$

burada  $Q_{ef} = \frac{\omega_0 L}{R_i + Z_0}$  - generatorun daxili müqavimətini nəzərə aldıqda konturun effektiv keyfiyyətlidir. Bunu (2.123)-də nəzərə alsaq, paralel konturun buraxma zolağı üçün

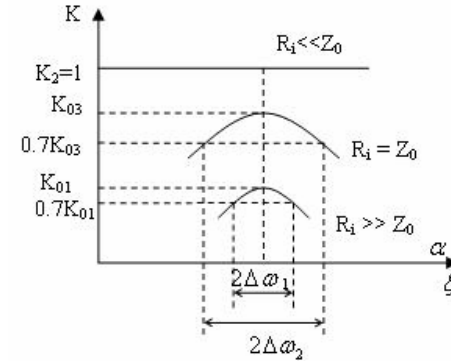
$$(2\Delta\omega)_b = \omega_0 (1 + Z_0 / R_i) / Q \quad (2.124)$$

alarıq. Bu düsturdan görüldüyü kimi,  $R_i \gg Z_0$  olduqda paralel konturun buraxma zolağı ardıcıl konturun buraxma zolağı kimidir, yəni  $(2\Delta\omega)_b \cong \omega_0 / Q$ . Praktikada bu haldan geniş istifadə olunur.

$R_i = Z_0$  şərti ödənildikdə isə

$$(2\Delta\omega)_b = 2\omega_0 / Q \quad (2.125)$$

olur, yəni paralel konturun buraxma zolağı ardıcıl konturun buraxma zolağından iki dəfə böyükdür.

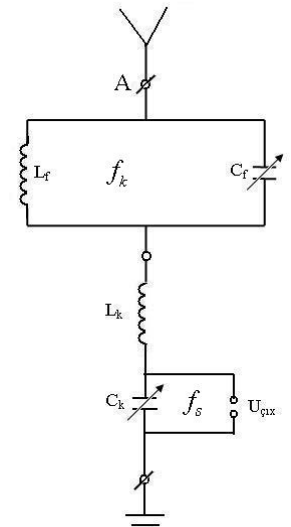


Şəkil 2.28. Paralel konturun amplitud-tezlik xarakteristikaları.

Yuxarıda qeyd edildiyi kimi, paralel konturun faza xarakteristikası ardıcıl konturun faza xarakteristikasını əks işarə ilə təkrarlayır (şəkil 2.26, b). Rezonans tezliyindən kiçik tezliklərdə  $\varphi, -\pi/2$ -dən sıfıra, böyük tezliklərdə isə sıfırdan  $\pi/2$ -yə qədər dəyişir. Bu halda da buraxma zolağı oblastında faza xarakteristikası, demək olar ki, xəttidir. Bu da, qeyd edildiyi kimi, kontur-filtr tərəfindən siqnalların təhrifsiz ötürülməsi üçün vacib şərtlərdən biridir.

Qeyd etmək lazımdır ki, baxılan birinci növ paralel konturla yanaşı, ikinci növ (birinci qolu induktivlikdən, ikinci qolu isə induktivlik və tutumdan ibarət), üçüncü növ (birinci qolu tutum, ikinci qolu tutum və induktivlikdən ibarət) və nəhayət, ümumi (qolları uyğun olaraq  $R_1, C_1, L_1$  və  $R_2, C_2, L_2$  elementlərindən təşkil olunmuş) konturlar da mövcuddur. Belə konturlarda gedən proseslər baxılan haldakı proseslərə oxşar olduğundan, araşdırılmasına ehtiyac qalmır.

Paralel konturdan radioqəbuledicilərin giriş dövrələrində küyləri zəiflətmək üçün filtr kimi istifadə etmək olar. Bu ardıcıl və paralel konturların kompleks mü-

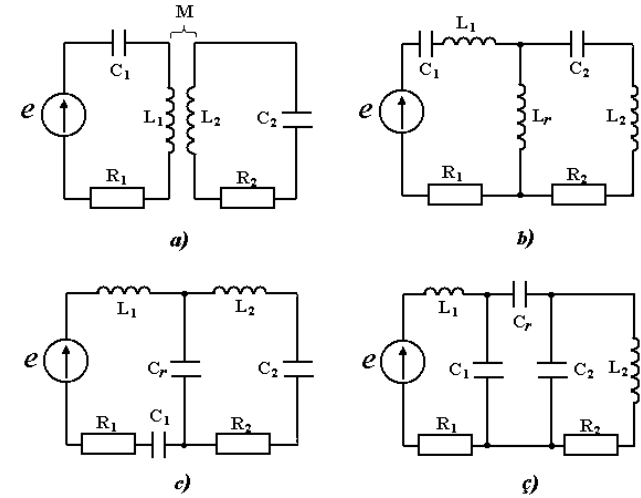


Şəkil 2.29. Radioqəbuledicinin paralel və ardıcıl konturlardan təşkil olunmuş giriş dövrəsi.

qavimətlərinin tezlikdən asılılığının əks fazada dəyişməsinə əsaslanmışdır.  $L_f C_f$  paralel-kontur filtri  $L_k C_k$  ardıcıl kontura birləşdirilib (şəkil 2.29) paralel konturu  $f_k$  küylərin tezliyinə, girişdəki ardıcıl konturu isə qəbul olunan  $f_s$  faydalı siqnalın tezliyinə kökləmək lazımdır.  $f_k$  tezlikli küylərə qarşı paralel konturun müqaviməti maksimum olduğundan, onlar giriş konturuna daxil ola bilmir. Paralel kontur bu siqnallar üçün filtr-manəə (tıxac) rolunu oynayır. Giriş konturu isə ardıcıl kontur olduğundan faydalı siqnalın amplitudu  $Q$  dəfə artır ( $U_{mçix} = QU_{mgir}$  - gərginliklər rezonansı halı).

### §2.9. Rabitəli konturlar və onların filtrləmə xassələri

İdeal filtr P-şəkilli amplitud-tezlik və buraxma zolağında xətti faza-tezlik xarakteristikalarına malik olmalıdır. Lakin əvvəlki paraqraflardan görüldüyü kimi, ardıcıl və paralel konturların amplitud-tezlik xarakteristikaları tələb olunan ideal xarakteristikadan çox fərqlənir. Bundan başqa, tək konturlarda seçiciliklə buraxma zolağı arasında mövcud olan ziddiyyəti aradan götürmək lazımdır. İdeal filtrin xarakteristikalarına yaxın xarakteristikalar almaq lazım gələn hallarda radioelektronikada, adətən, rabitəli konturlardan istifadə edilir. Bir-biri ilə enerji mübadiləsində olan iki və daha çox konturlar sisteminə r a b i t ə l i ( ə l a q ə l i ) k o n t u r l a r deyilir. İki konturdan ibarət olan sistemdə e.h.q. mənbəyi birinci kontura daxil edilir, ikinci kontur isə enerjini birinci konturdan alır. Konturlar arasında enerji mübadiləsi maqnit və ya elektrik sahələri vasitəsilə olur. Əgər rabitə maqnit sahəsi ilə həyata keçirilərsə - induktiv rabitəli, elektrik sahəsi ilə olarsa – tutum rabitəli sxemlər adlanır. Konturlar arasında rabitə yaradan elementə r a b i t ə m ü q a v i m ə t i deyilir. Bu müqavimətin xarakterindən asılı olaraq induktiv rabitə iki cür: transformator və avtotransformator rabitələri ola bilər (şəkil 2.30, a,b). Tutum rabitəsinə də iki yerə ayırmaq olar: daxili və xarici tutum rabitələri (şəkil 2.30, c,ç). Konturlar arasındakı rabitə dərəcəsi rabitə əmsalı vasitəsi ilə xarakterizə olunur.



**Şəkil 2.30.** Rabitəli konturların sxemləri. İnduktiv (a), avtotransformator (b), daxili tutum (c), xarici tutum (d) rabitəli.

$$\chi = \frac{X_r}{\sqrt{X_1 X_2}} \quad (2.126)$$

burada  $X_r$  – rabitə elementinin müqaviməti,  $X_1, X_2$  – uyğun olaraq birinci və ikinci konturların rabitə elementinin müqaviməti xarakteri daşıyan reaktiv müqavimətlərdir. Məsələn, transformator rabitəli konturlar üçün  $X_r = \omega M$ ,  $X_1 = \omega L$ ,  $X_2 = \omega L_2$  olduğunu (2.126) ifadəsində nəzərə alsaq, rabitə əmsalı

$$\chi = M / \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.127)$$

olar. Burada  $M$  – qarşılıqlı induksiya əmsalı,  $L_1$  və  $L_2$  – uyğun olaraq birinci və ikinci konturların induktivlikləridir. Buna oxşar olaraq avtotransformator rabitəli konturlar üçün rabitə əmsalı

$$\chi = L_r / \sqrt{(L_r + L_1)(L_r + L_2)} \quad (2.128)$$

daxili tutum rabitəli konturlar üçün

$$\chi = \sqrt{C_1 C_2} / \sqrt{(C_r + C_1)(C_r + C_2)} \quad (2.129)$$

xarici tutum rabitəli konturlar üçün isə

$$\chi = C_r / \sqrt{(C_r + C_1)(C_r + C_2)} \quad (2.130)$$

Bu ifadələrdə  $L_r$ ,  $C_r$  – uyğun olaraq avtotransformator və tutum rabitəli sxemlərdə rabitə elementlərinin induktivliyi və tutumudur. Bu ifadələrdən aydın görünür ki, istənilən sxemin rabitə əmsalının artırılmasını rabitə elementinin müqavimətini artırmaqla həyata keçirmək olar.

İnduktiv rabitəli konturlarda gedən prosesləri daha ətraflı araşdıraraq.  $L_1$  sarğacında eyni zamanda iki səbəbdən maqnit seli yaranır: bunlardan biri birinci konturda axan  $i_1$  cərəyanın yaratdığı  $\Phi_1 = L_1 i_1$ , digəri isə ikinci konturdan keçən  $i_2$  cərəyanının birincidə qarşılıqlı induksiya nəticəsində yaratdığı  $\Phi' = M i_2$  maqnit selləridir. E.h.q. mənbəyinin yaratdığı  $i_1$  cərəyanı və ikinci konturda induksiyaalan  $i_2$  cərəyanının tezlikləri bir-birinə bərabərdir. Bu cərəyanları kompleks şəkildə yazaq:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{m1} e^{j\omega t} ; \dot{I}_2 = \dot{I}_{m2} e^{j\omega t}$$

Birinci konturun ikincidə və ikinci konturun birincidə yaratdıqları qarşılıqlı induksiya e.h.q.-nin kompleks amplitudları induksiya qanununa əsasən

$$\dot{E}_{m12} = -j\omega M \dot{I}_{m1} ; \dot{E}_{m21} = -j\omega M \dot{I}_{m2}$$

olur. Rabitəli konturlar sistemi üçün Kirxhof tənliklərini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$\dot{I}_{m1} \dot{Z}_1 = \dot{E}_m + \dot{E}_{m21} ; \dot{I}_{m2} \dot{Z}_2 = \dot{E}_{m12}$$

Tənlikləri başqa şəkildə yazsaq:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{m1} \dot{Z}_1 + j\omega M \dot{I}_{m2} &= \dot{E}_m , \\ \dot{I}_{m2} \dot{Z}_2 + j\omega M \dot{I}_{m1} &= 0 . \end{aligned}$$

İkinci tənlikdən  $\dot{I}_{m2}$ -ni tapıb, birincidə yazsaq:

$$\dot{I}_{m1} (\dot{Z}_1 + \omega^2 M^2 / \dot{Z}_2) = \dot{E}_m$$

Bu rabitəli konturların kompleks müqavimətləri bir-birinə bərabər olduqda

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \dot{Z} = j(\omega L - 1/\omega C) ,$$

$$\dot{I}_{m1} (\dot{Z} + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}}) = \dot{E}_m \quad (2.131)$$

alırıq. Bu ifadədən görünür ki, ikinci konturun birinci kontura təsiri nəticəsində birinci konturun müqavimətinə

$$\dot{Z}_{\text{əsm}} = \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}} \quad (2.132)$$

müqaviməti əlavə olunur. Bunun hesabına birinci konturun tam müqaviməti (impedansı) və uyğun olaraq ondan keçən tam cərəyan dəyişir. Əlavə olunan bu müqavimət gətirilmə müqavimət adlanır. Bu müqavimət birinci konturun müqaviməti ilə əks xarakterli olur; konturun müqaviməti induktiv

xarakter daşdıqda  $\dot{Z}_{\text{əsm}}$  müqaviməti tutum xarakterli olur və əksinə. Nəticədə birinci konturun reaktiv müqaviməti ikinci konturun təsiri

ilə yaranan  $\dot{Z}_{\text{əsm}}$  reaktiv müqaviməti ilə kompensasiya olunur, konturun müqaviməti aktiv müqavimətə çevrilir və müəyyən tezlik zolağında ötürmə əmsalı tezlikdən asılı olmur.

Qeyd etmək lazımdır ki, gətirilmə müqavimət anlayışı şərti mənə daşıyır. Əslində ikinci konturdan birinci kontura heç bir müqavimət gətirilmir. Bu müqavimət yalnız ikinci konturun təsiri

nəticəsində birinci konturdakı cərəyanın azalmasını xarakterizə edir.

İndi də rəbitəli konturların amplitud-tezlik xarakteristikalarına baxaq. Konturların parametrlərinin bir-birinə bərabər ( $L_1 = L_2 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ) olduğunu qəbul edib, çıxış gərginliyi ikinci konturun kondensatorundan götürülən hal (şəkil 2.30) üçün ötürmə əmsalını  $\dot{K} = \dot{U}_{mC2} / \dot{E}_m$  ifadəsini tapaq.  $C_2$  kondensatorundakı gərginlik

$$\dot{U}_{mC2} = \dot{I}_{m2} \frac{1}{j\omega C} = -j\omega M \frac{\dot{I}_{m1}}{\dot{Z}} \frac{1}{j\omega C} = -\frac{\dot{I}_{m1}}{\dot{Z}} \frac{M}{C} \quad (2.133)$$

olar. Onda

$$\dot{K} = -\frac{M}{C} \frac{1}{\dot{Z}(\dot{Z} + Z_g)} = -\frac{M}{C} \frac{1}{\dot{Z}^2 + \omega^2 M^2} \quad (2.134)$$

Burada  $\dot{Z} = R(1 + ja)$  və rəbitə əmsalının  $\chi = M/L$  olduğunu nəzərə alaraq bir sıra elementar çevrilmələrdən sonra ötürmə əmsalı üçün

$$\dot{K} = \frac{\chi Q^2}{\chi^2 Q^2 + (1 + ja)} \quad (2.135)$$

alırıq. Bu kəsrin surət və məxrəcini məxrəcin qoşmasına vuraraq onu həqiqi və xəyali hissələrə ayırdıqdan sonra ötürmə əmsalının modulu üçün aşağıdakı ifadəni almaq olar:

$$K = \frac{\chi Q^2}{\sqrt{(1 + \chi^2 Q^2)^2 + 2a^2(1 - \chi^2 Q^2) + a^4}} \quad (2.136)$$

Bu ifadələrdən göründüyü kimi,  $\dot{K}$  ötürmə əmsalının  $\chi$  rəbitə əmsalından və  $a$  ümumiləşmiş kökdəndüşmədən asılılığı mürəkkəbdir.

Bir neçə xüsusi hallarda (2.136) tənliyini araşdıraraq:

1)  $\chi Q \ll 1$  (zəif rəbitə) olduqda, ötürmə əmsalının modulu

$$K_1 = \frac{\chi Q^2}{\sqrt{1 + 2a^2 + a^4}} \quad (2.137)$$

olar. Xatırladaq ki, tək konturlar üçün ötürmə əmsalının modulu üçün

$K = \frac{Q}{\sqrt{1 + a^2}}$  və rezonans halında  $K_0 = Q$  almışdıq. Rəbitəli

konturların ötürmə əmsalı rezonans halında, yəni  $a=0$  olduqda maksimumdur və

$$K_{01} = \chi Q^2 = Q\chi Q = K_0\chi Q < K_0$$

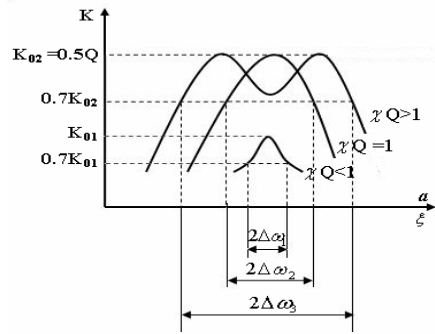
olur, yəni tək konturun  $K_0$  ötürmə əmsalından kiçikdir. Bu nəticə onunla əlaqədardır ki, zəif rəbitədə ikinci konturun həyəcanlanması da zəif olur.

2)  $\chi Q = 1$  (böhran rəbitə) olduqda

$$K_2 = \frac{\chi Q^2}{\sqrt{4 + a^4}} = \frac{K_{01}}{\sqrt{4 + a^4}} \quad (2.138)$$

Rezonans halında, yəni  $a = 0$  olduqda  $K_{02} = \frac{K_0}{2} = 0.5Q$  olar.

Bu halda kiçik kökdəndüşmələrdə ( $a$ -ın kiçik qiymətlərində) ötürmə əmsalı  $a$ -dan zəif asılıdır və buraxma zolağı intervalında demək olar ki, sabit qalır. Bu halda buraxma zolağı  $\sqrt{2}$  dəfə enlənir. Buraxma zolağının xaricində isə tezlik xarakteristikası kəskin dəyişir. Nəticədə rezonans əyrisi ideal P-şəkilli xarakteristikaya yaxın olur (şəkil 2.31).



Şəkil 2.31. Rabitəli konturların amplitud-tezlik xarakteristikaları.

3)  $\chi Q \gg 1$  (güclü rabitə) olduqda ötürmə əmsalının tezlikdən asılılığı mürəkkəbləşir, çünki (2.136) tənliyinin məxrəcindəki ikinci toplanan mənfi qiymət alır. Bu vaxt rezonans halında ( $a=0$ ) ötürmə əmsalının modulu

$$K_{03} = K_0 \frac{\chi Q}{1 + (\chi Q)^2} < \frac{K_0}{2} = 0.5Q$$

olur və  $\chi Q$  hasili artdıqca azalır. Kökdəndüşmənin sıfır qiymətində ötürmə əmsalı özünün ən kiçik qiymətini alır və tezlik xarakteristikasında çöküklük əmələ gəlir. Rezonans tənliyindən hər iki tərəfə uzaqlaşdıqca ötürmə əmsalı özünün maksimal qiymətinə yaxınlaşıb,  $K_{03} = 0.5K_0$  qiymətini aldıqdan sonra kəskin surətdə azalır. Beləliklə, rezonans əyrisi iki maksimumlu alınır və onlar arasındakı məsafə rabitə əmsalı artdıqca artır. Analiz göstərir ki,  $\chi Q = 2.41$  olanda rezonans əyrisi daha əlverişli şəkil alır; xarakteristika üzərində alınan minimum çox dərin olmur və buraxma zolağı tək konturların buraxma zolağından 3,1 dəfə enli olur. Qeyd etmək lazımdır ki, buraxma zolağının baxılan halda enlənməsi birinci konturun reaktiv müqavimətinin götürülmə müqavimətilə kompensasiya edilməsi ilə əlaqədardır. Rabitəli konturlarda  $\chi Q$  hasilini dəyişməklə buraxma zolağını geniş intervalda dəyişmək olar.

Beləliklə, rabitəli konturlarda tək konturlara xas olan buraxma zolağı ilə konturun keyfiyyətliyi arasındakı ziddiyyət nisbətən aradan

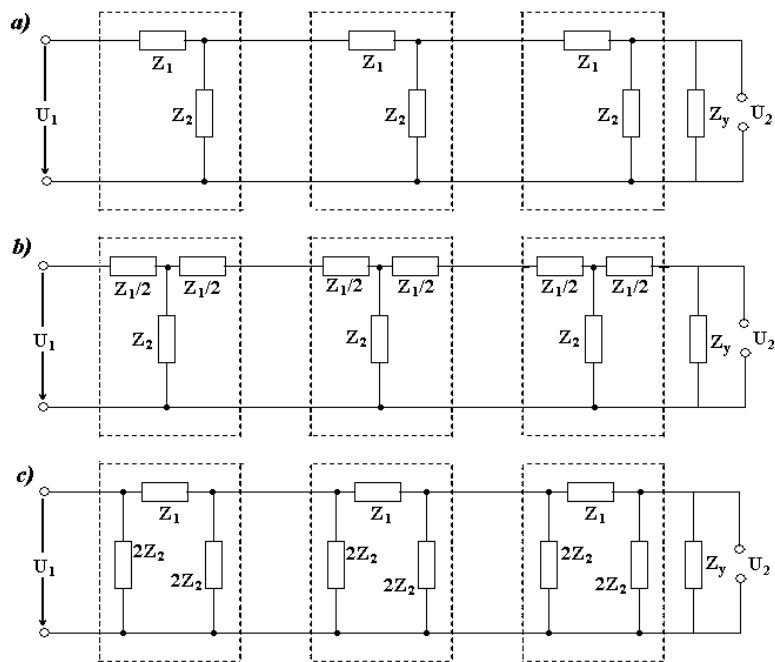
götürülür.

Rabitəli konturlardan radioqəbuledicilərin giriş dövrələrində və dar zolaqlı yüksək tezlikli gücləndiricilərinə geniş istifadə olunur.

## § 2.10. Mürəkkəb elektrik filtrləri

Əvvəlki paraqraflarda baxılan tək və rabitəli rəqs konturların filtrləmə xassələrinə malik olmalarına baxmayaraq, rəqsləri müəyyən tezlik intervalında tamamilə buraxmağa və ya kəskin söndürməyə qadir deyildir; onların seçiciliyi bu məqsəd üçün kifayət deyil. Mürəkkəb rəqslərdən müəyyən tezlikli toplananları seçmək və ya söndürmək üçün daha mürəkkəb sxemlərdən istifadə olunur. Kəskin tezlik seçiciliyinə malik olan xətti dövrələr elektrik filtrləri (süzgəcləri) adlanır. Filtir müəyyən tezlik intervalında rəqsləri buraxmalı, qalan tezliklərdə isə söndürməlidir. Buraxılan tezlik oblastına filtrin şəffaflıq zolağı, buraxılmayan tezliklərin təşkil etdiyi oblasta isə qeyri-şəffaflıq zolağı deyilir. Bu iki oblastı ayıran tezlik filtrin sərhəd tezliyi adlanır. Şəffaflıq zolağına görə filtrlər aşağıdakı növlərə bölünür: alçaqtezlikli, yüksək tezlikli, buraxan zolaqlı və buraxmayan zolaqlı (maneəli) filtrlər.

Elektrik filtrləri passiv və aktiv ola bilər. Passiv filtrlər  $R, L, C$  passiv elementlərdən təşkil olunur. Aktiv filtrlərin tərkibində isə bunlarla yanaşı, gücləndirici aktiv elementlər də olur. Belə filtrlər bir-birinə ardıcıl və paralel birləşdirilmiş müqavimətlərdən ibarət dördqütblülərdən təşkil olunur (şəkil 2.32).



**Şəkil 2.32.** Q-şəkilli (a), T-şəkilli (b) və P-şəkilli (c) elektrik filtrlərinin sxemləri.

Müqavimətlərin yerləşməsinə görə filtrlər Q-şəkilli, T-şəkilli və P-şəkilli olur. P və T-şəkilli filtrlərin sxemlərinin daha mürəkkəb olmasına baxmayaraq, praktikada bunlardan daha geniş istifadə olunur. Belə filtrlərin üstün cəhəti giriş və çıxışın simmetrik olmasıdır ki, bu da generator və yükün yerlərini dəyişməyə imkan verir.

Şəffaflıq zolağında filtr siqnalları mümkün qədər az zəiflətməlidir. Buna görə də filtrləri az enerji itkisinə malik elementlərdən təşkil etmək lazımdır. Bu baxımdan filtrlərin elementləri reaktiv müqavimət xarakterli olmalıdır. Tezlikdən asılılıqları bir-birinin əksinə, yəni  $\dot{Z}_1 = j\omega L$ ;  $\dot{Z}_2 = 1/j\omega C$  və ya

$$\dot{Z}_1 = 1/j\omega C, \quad \dot{Z}_2 = j\omega L \text{ olan iki müqavimətin hasili } Z_1 Z_2 = k^2$$

(burada  $k$ -sabit ədəddir) tezlikdən asılı olmur. Belə elementlərdən təşkil olunmuş filtrlər  $k$ -tip filtrlər adlanır.

Filtrin əsas göstəricisi onun tezlik xarakteristikasıdır. Filtrin tezlik xarakteristikası  $\alpha$ -sönmə əmsalının və ya  $K$ -ötürmə əmsalının giriş siqnalının tezliyindən asılılığına deyilir.  $\alpha$ -sönmə əmsalı gərginliyə görə ötürmə əmsalı ilə tərs mütənəsb olub, filtdən keçən siqnalın sönmə dərəcəsinə təyin edir:

$$K_u = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = e^{-\alpha},$$

buradan

$$\alpha = \ln \frac{1}{K_u} = \ln \frac{U_{m1}}{U_{m2}}. \quad (2.139)$$

Əgər şəffaflıq zolağında  $\alpha = 0$ , qeyri-şəffaflıq zolağında isə  $\alpha \rightarrow \infty$  olarsa, belə filtr *ideal filtr* adlanır. Qeyd edək ki, real filtrlərin xarakteristikaları ideal filtrlərin xarakteristikasından fərqlənir.

Filtri təşkil edən elementar dövrlərin hər birinin çıxış müqaviməti ondan sonra gələn elementar dövrənin giriş müqavimətinə bərabər olarsa, belə filtrlər *uzlaşma filtrləri* adlanır. Göstərmək olar ki, T-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti

$$Z_{0T} = \sqrt{0.25Z_1^2 + Z_1 Z_2}, \quad (2.140)$$

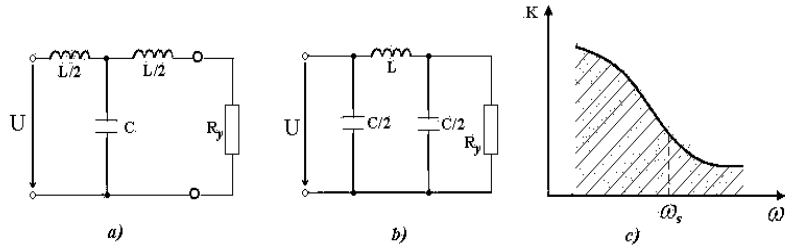
P-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti isə

$$Z_{0P} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + Z_1/4Z_2}} \quad (2.141)$$

düsturları ilə təyin olunur.

**Alçaq tezlik filtrləri (ATF).** Şəffaflıq zolağı sıfırdan  $\omega_s$  sərhəd tezliyinə qədər olan və qalan tezliklərdə rəqsləri kəskin söndürən filtrlər *alçaq tezlik filtrləri* adlanır. Şəkil 2.33-də T-

şəkilli və P-şəkilli ATF-in elementar dövrələrinin sxemləri göstərilmişdir.



**Şəkil 2.33.** T-şəkilli (a) və P-şəkilli (b) alçaq tezlik filtrləri. ATF-in tezlik xarakteristikası.

Filtrin elementlərinin müqavimətləri  $Z_1 = j\omega L$  və  $Z_2 = 1/j\omega C$  olarsa, T-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_1 Z_2 + 0.25 Z_1^2} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}} \quad (2.142)$$

P-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti isə

$$Z_{0\Pi} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + Z_1 / 4Z_2}} = \sqrt{\frac{L/C}{1 - \omega^2 LC/4}} \quad (2.143)$$

olar. (2.142) və (2.143) ifadələrindən hesablanan  $Z_{0T}, Z_{0\Pi}$  xarakteristik müqavimətlərin tezlikdən asılılıq qrafikləri şəkil 2.34-də göstərilmişdir.

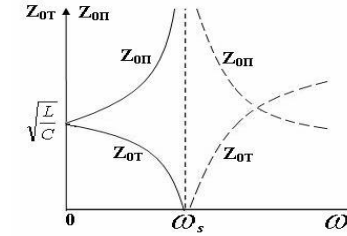
$\omega = 0$  olduqda  $Z_{0T} = \rho = \sqrt{L/C}$  olur.  $\omega$  tezliyi artdıqca  $Z_{0T}$  xarakteristik müqaviməti sıfıra kimi azalır, sonra isə xəyali qiymətlər alır ki, bu da onun reaktiv müqavimətə çevrildiyini göstərir. Bu keçid  $\omega = \omega_s$  qiymətində baş verir. Filtrin şəffaf oblastında xarakteristik müqavimət yalnız aktiv müqavimət xarakterli olur. (2.142) ifadəsində

$$\omega = \omega_s \text{ olduqda } Z_{0T} = 0 \text{ olduğunu nəzərə alsaq, } \frac{L}{C} = \frac{\omega_s^2 L^2}{4}$$

alar. Buradan tezliyin sərhəd qiyməti üçün

$$\omega_s = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (2.144)$$

alar. P-şəkilli filtr üçün (2.143) ifadəsində  $\omega = 0$  olduqda  $Z_{0\Pi} = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  olur.  $\omega = \omega_s = 2/\sqrt{LC}$  sərhəd tezliyində isə  $Z_{0\Pi} \rightarrow \infty$ . Tezliyin sonrakı artımında xarakteristik müqavimət xəyali olur, yəni reaktiv xarakter daşıyır (şəkil 2.34).



**Şəkil 2.34.** T və Π şəkilli ATF-in xarakteristik müqavimətlərinin tezlikdən asılılığı.

Beləliklə, ATF-in xarakteristik müqaviməti şəffaf oblastında aktiv xarakter daşıyır, T-şəkilli filtr üçün  $\sqrt{L/C}$ -dən sıfıra kimi, P-şəkilli filtr üçün isə  $\sqrt{L/C}$ -dən sonsuzluğa kimi dəyişir.

Filtrin sərhəd tezliyi  $\omega_s = 2/\sqrt{LC}$  və yük müqaviməti  $R_y = \sqrt{L/C}$  olduğunu nəzərə alsaq, filtrin L və C parametrlərini

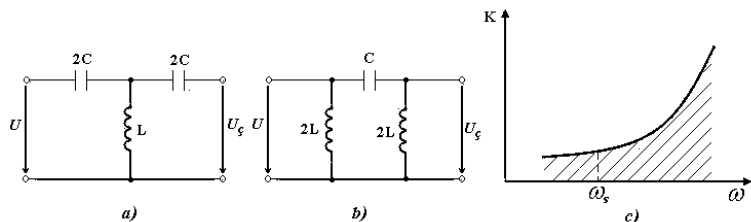
$$L = \frac{2R_y}{\omega_s}; C = \frac{2}{\omega_s R_y}$$

ifadələrindən tapmaq olar.

**Yüksək tezlik filtrləri (YTF).** Müəyyən sərhəd tezliyindən sonsuz yüksək tezliklərə kimi şəffaf olan filtrlərə yüksək tezlik filtrləri deyilir. YTF-də ardıcıl qoşulmuş müqavimətlər tutum xarakterli, paralel qoşulmuş müqavimətlər isə induktiv xarakterli



olur. Şəkil 2.35-də T-şəkilli və P-şəkilli YTF-in sxemləri göstərilmişdir.



Şəkil 2.35. T-şəkilli (a) və P-şəkilli (b) yüksək tezlik filtrləri. YTF-in tezlik xarakteristikası .

(2.142) və (2.143) ifadələrində  $\dot{Z}_1 = 1/j\omega C$ ,  $\dot{Z}_2 = j\omega L$  olduğunu nəzərə alıb, T-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti üçün

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_1 Z_2 + 0.25 Z_1^2} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{1}{4\omega^2 LC}\right)} \quad (2.145)$$

P-şəkilli YTF üçün isə

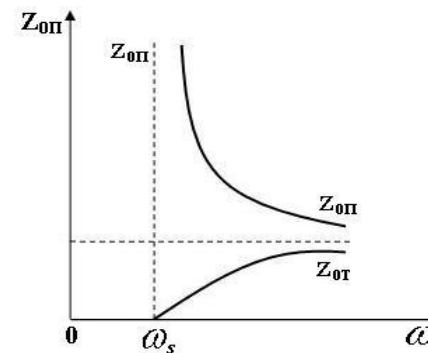
$$Z_{0\Pi} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + Z_1 / 4Z_2}} = \sqrt{\frac{L}{C(1 - 1/4\omega^2 LC)}} \quad (2.146)$$

alırıq. Bu ifadələrdən görünür ki, gözlənilmədiyi kimi, YTF alçaq tezlik oblastında qeyri-şəffafdır və bu oblastda onun xarakteristik müqaviməti xəyali olur, yəni reaktiv xarakter daşıyır. Bu reaktiv müqavimət T-şəkilli filtr üçün induktiv, P-şəkilli üçün isə tutum xarakterli olur. Tezliyin qiyməti onun sərhəd tezliyindən böyük olduqda YTF-in xarakteristik müqaviməti aktiv olur.  $\omega = \omega_s$  olduqda T-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti  $Z_{0T} = 0$  olur (şəkil 2.36) və (2.145)-dən

$$\omega_s = \frac{1}{2\sqrt{LC}} \quad (2.147)$$

alırıq.  $\omega = \omega_s$  olduqda P-şəkilli filtrin xarakteristik müqaviməti

$Z_{0\Pi} \rightarrow \infty$  olur (şəkil 2.36). Tezliyin sonsuz böyük qiymətlərində hər iki sxem üçün reaktiv müqavimət  $Z_{0T} = Z_{0\Pi} = \rho = \sqrt{L/C}$  alınır. ATF-də olduğu kimi YTF-də də  $R_y$  yük müqaviməti dalğa müqavimətinə bərabər götürülür ( $R_y = \rho$ ) və buna görə YTF sonsuz böyük tezliklərdə yüklə uzlaşmış olur.



Şəkil 2.36. T-şəkilli və Π-şəkilli YTF-in xarakteristik müqavimətlərinin tezlikdən asılılıqları.

Tezlik azaldıqca ardıcıl qoşulmuş tutumların müqavimətləri artır, paralel qoşulmuş induktivliklərin müqavimətləri isə azalır; bu da alçaq tezlik oblastına keçdikdə filtrin çıxışında gərginliyin azalmasına, yəni sönmə əmsalının artmasına səbəb olur (şəkil 2.35, c). (2.145) və (2.146) ifadələrindən YTF elementlərinin induktivlik və tutumlarını hesablamaq üçün bu düsturları almaq olar:

$$L = R_y / 2\omega_s; \quad C = 1 / 2\omega_s R_y$$

**Buraxan zolaqlı və buraxmayan zolaqlı filtrlər.** Şəffaflıq zolağı iki sərhəd tezliyi  $\omega_{s1}$  və  $\omega_{s2}$  ilə məhdudlanan filtrlərə zolaqlı filtrlər deyilir. Zolaqlı filtrin hər bir elementar dövrəsi  $L_1 C_1$  ardıcıl və  $L_2 C_2$  paralel konturlardan təşkil olunur. Şəkil 2.37-də buraxan zolaqlı filtrlərin sxemləri göstərilmişdir.

Burada paralel konturun impedansı  $Z_p = \rho^2 / Z_a$  götürilmə müqavimət rolunu oynayır (bax: §2.9). Onda sxemin tam müqaviməti  $Z = Z_a + \rho^2 / Z_a$  olar. Əgər  $Z_p = \rho^2 / Z_a$  ifadəsində  $\rho = \omega M$  götürülsə, bu ifadə §2.9-da götürilmə müqavimət üçün alınan (2.132) ifadəsi ilə üst-üstə düşər. Beləliklə, burada da rabitəli konturlarda olduğu kimi, buraxma zolağının enlənməsi və tezlik xarakteristikasının P-şəkilli xarakteristikaya yaxınlaşması ardıcıl konturun reaktiv müqavimətinin kompensasiya edilməsi ilə əlaqədardır. Adətən hər iki kontur eyni rezonans tezliyinə malik olur:

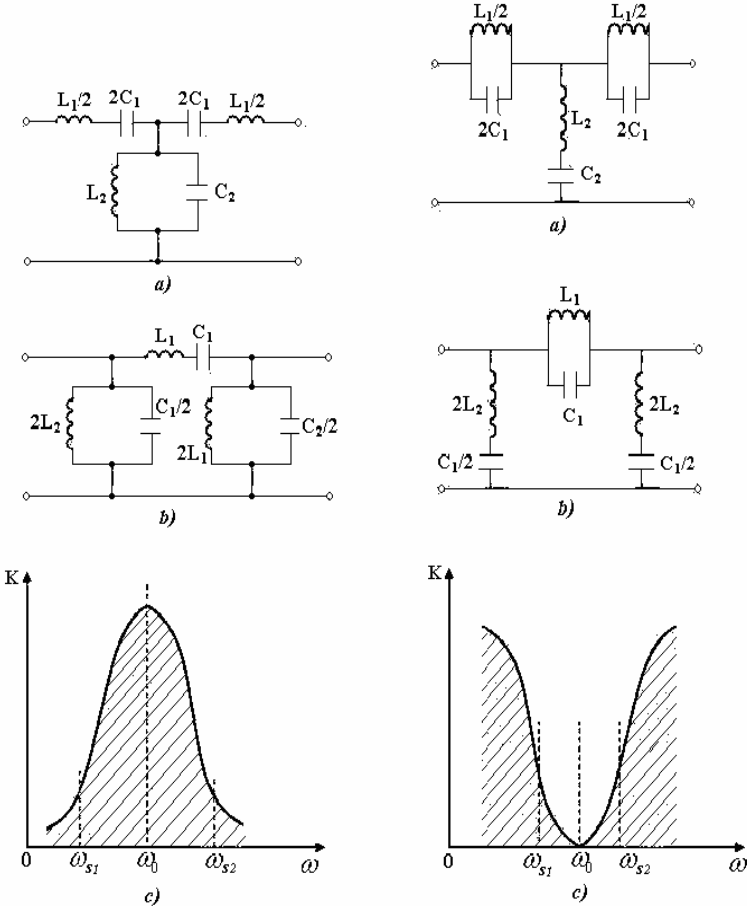
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ və buna görə də } L_2 / L_1 = C_1 / C_2 - \text{ sabit}$$

kəmiyyətlərdir.

Buraxan zolaqlı filtrə iki filtrin kombinasiyası kimi baxmaq olar: tutumu  $C_1$ , induktivliyi  $L_1$ , və sərhəd tezliyi  $\omega_{s1}$  olan ATF və induktivliyi  $L_2$ , tutumu  $C_2$  və sərhəd tezliyi  $\omega_{s2}$  olan YTF. Filtrin parametrləri elə seçilir ki,  $\omega_{s2} > \omega_{s1}$  olsun və filtr tələb edilən buraxma zolağına malik olsun. Zolaqlı filtrin tezlik xarakteristikası şəkil 2.37-də göstərilmişdir. Xarakteristikanın sol hissəsi YTF-ə, sağ hissəsi isə ATF-ə uyğundur.  $\omega_{s1} - \omega_{s2}$  tezliklər intervalında zolaqlı filtdə rəqslərin sönməsi minimum olur və bu intervalda rəqslər filtr tərəfindən buraxılır. Buraxan zolaqlı filtrin elementlərini aşağıdakı ifadələrdən tapmaq olar:

$$L_1 = \frac{2R_y}{\omega_{s2} - \omega_{s1}}, L_2 = \frac{R_y(\omega_{s2} - \omega_{s1})}{2\omega_0^2};$$

$$C_1 = \frac{\omega_{s2} - \omega_{s1}}{2R_y\omega_0^2}, C_2 = \frac{2}{R_y(\omega_{s2} - \omega_{s1})}.$$



Şəkil 2.37. T-şəkilli (a) və Π-şəkilli (b) buraxan zolaqlı filtrlər. Buraxan zolaqlı, filtrin tezlik xarakteristikası(c).

Şəkil 2.38. T-şəkilli (a) və Π-şəkilli (b) buraxmayan zolaqlı filtrlər. Buraxmayan zolaqlı filtrin tezlik xarakteristikası (c).

**Buraxmayan zolaqlı filtrlər** dövrə elementlərinin quruluşu və vəzifələrinə görə zolaqlı filtrlərin əksidir (şəkil 2.38).  $\omega_{s1} - \omega_{s2}$  tezliklər intervalında elektrik siqnallarının zəiflənməsi maksimum olur (şəkil 2.38,c). Belə filtrləri təşkil etmək üçün yük müqavimətinə paralel konturu ardıcıl, ardıcıl konturu isə paralel qoşmaq lazımdır.

Filtri təşkil edən bütün konturlar

$\omega = \sqrt{\omega_{s1}\omega_{s2}}$  ifadəsi ilə təyin olunan tezliyə köklənir.

Rezonans halında ( $\omega = \omega_0$  olduqda)  $L_1C_1$  paralel konturun müqaviməti maksimum,  $L_2C_2$  ardıcıl konturun müqaviməti isə minimum olur. Uyğun olaraq paralel konturda gərginlik düşgüsü çox, ardıcıl konturda isə az olur. Bu isə  $\omega = \omega_0$  tezliyi ətrafında rəqslərin zəifləməsinə səbəb olur ki, bu da öz növbəsində tezliyin  $\omega_{s1} - \omega_{s2}$  intervalında rəqslərin sönməsinə təmin edir.

Buraxmayan zolaqlı filtrə də buraxan zolaqlı filtrdə olduğu kimi iki filtrin kombinasiyası kimi baxmaq olar (sərhəd tezliyi  $\omega_{s1}$  olan ATF və sərhəd tezliyi  $\omega_{s2}$  olan YTF). Buraxan və buraxmayan zolaqlı filtrlər k-tip filtrlər kimi tezliyin  $\omega = 0$  və  $\omega \rightarrow \infty$  qiymətlərində yüklə uzlaşmış olur, yəni filtrin xarakteristik müqaviməti yük müqavimətinə bərabərdir:  $\rho = R_y = \sqrt{L_1/C_1}$ .

Praktikada tezlik xarakteristikasının dikliyini daha da artırmaq məqsədilə k-tip filtrlər əvəzinə bəzən daha mürəkkəb filtrlərdən (məsələn m-tip) istifadə edilir.

### III FƏSİL

#### PAYLANMIŞ PARAMETRLİ XƏTTİ SİSTEMLƏR

##### § 3.1. Uzun xətlər və onların dalğa tənlikləri

İndiyə kimi toplanmış parametrlə xətti dövrələrlə tanış olduq. Belə sistemlərdə nisbətən alçaq tezliklərdə, qeyd edildiyi kimi, dövrəni xarakterizə edən əsas parametrlər – müqavimət, induktivlik və tutum dövrənin uyğun elementlərində toplanmış olur. Cərəyan və gərginlik yalnız zamanın funksiyası olur və belə dövrələrdə kvazistasionarlıq şərti və Kirxhof qaydaları asan ödənilir.

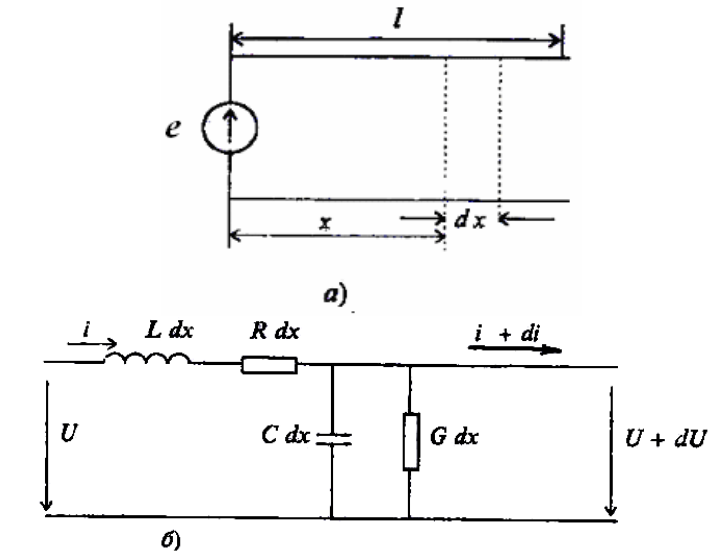
Radioelektronikada toplanmış parametrlə sistemlərlə yanaşı, ifrat yüksək tezliklərdə parametrləri bütün dövrə boyunca paylanmış sistemlərdən də geniş istifadə olunur. İki naqıl şəklində hazırlanmış paylanmış parametrlə belə sistemlər uzun xətlər və ya dalğa dövrələri adlanır. Uzun xətlərdə yayılan siqnalın dalğa uzunluğu xəttin uzunluğundan çox-çox kiçik, naqillər arasındakı məsafədən isə böyük olmalıdır. Belə sistemlərdə toplanmış parametrlə sistemlərdən fərqli olaraq elektromaqnit dalğasının dövrə boyunca yayılma müddətini nəzərə almamaq olmaz və buna görə də gərginlik və cərəyan həm zamanın, həm də koordinatın funksiyası olur.

Uzun xətlər müxtəlif konstruksiyaya malik ola bilər: məsələn, bir və iki naqillə hava xətləri, yüksək tezlikli koaksial kəbellər, dalğaötürənlər və s. İki naqillə uzun xətt bir-birindən müəyyən məsafədə yerləşdirilmiş iki eyni naqıldən təşkil olunur. Tək naqillə xətlərdə ikinci naqıl rolunu yer oynayır. Bu xətlərin hər ikisində izolyator hava mühitidir. Koaksial kəbellərdə izolyator olaraq havadan, təsirsiz qazlardan və ya bərk dielektriklərdən istifadə oluna bilər.

Uzun xətlərdən verici və qəbuledici qurğuları antena ilə birləşdirmək üçün geniş istifadə olunur. Belə uzun xətlərə f i d e r l ə r deyilir. İfrat yüksək tezlikli (İYT) gücləndiricilərdə rəqs konturları, rezonansa gətirilə bilən uzun xəttin hissələri ilə əvəz edilir. Uzun xəttin hissələrindən uzlaşdırıcı element kimi (məsələn, antenani televizorun girişi ilə) də istifadə oluna bilər. Uzun xətlərdən

həmçinin signallar arasında faza sürüşməsinə yaratmaq və eləcə də onları bir-birinə nəzərən zamana görə gecikdirmək (bu halda uzun xətt ləngidici və ya gecikdirici xətt adlanır) üçün istifadə olunur.

Əgər xəttin vahid uzunluğuna düşən R- müqaviməti, L- induktivliyi, C- tutumu, G- naqillər arasındakı mühitin keçiriciliyi xətt boyunca sabit qalarsa, yəni bu parametrlər koordinatdan asılı olmazsa, belə xətlərə bircins uzun xətlər deyilir. Xətdə  $R=0$  və  $G=0$  olduqda belə xətt itkisiz uzun xətt adlanır. Praktikada tətbiq olunan bütün xətlərdə müəyyən itkilər mövcuddur. Amma uzun xətlər elə konstruksiyalara malikdir ki, onlarda bu itkilər çox az olur.



Şəkil 3.1. İkinəqillə uzun xətt parçası (a),  
dx uzunluqlu elementin ekvivalent sxemi (b).

Uzun xətlərdə elektromaqnit dalğalarının yayılma xüsusiyyətlərini araşdırmaq. Bu məqsədlə uzun xəttin sonsuz kiçik  $dx$  parçasına baxaq (şəkil 3.1.a.) Bu parçada cərəyanı sabit qəbul etmək olar. Cərəyan keçən naqillər arasında  $\vec{B}$  induksiyaçı maqnit sahəsi yarandığından  $dx$  parçasının induktivliyini  $dL = L dx$  kimi yazmaq

olar. Naqillər arasında  $u$  gərginliyi və buna uyğun olan  $\vec{E}$  elektrik sahəsi mövcud olduğundan  $dx$  parçasının tutumu  $dC = Cdx$  olar; Xəttin vahid uzunluğuna düşən  $L$  induktivliyi və  $C$  tutumu onun həndəsi ölçülərindən və xətti əhatə edən mühitin dielektrik və maqnit nüfuzluqlarından asılı olur. Beləliklə,  $dx$  xətt parçasını parametrləri  $Ldx, Cdx, Rdx, Gdx$  olan toplanmış parametrlə ekvivalent sxemlə əvəz etmək olar (şəkil 3.1b.)

Bu parçada gərginlik və cərəyan dəyişmələrini belə yazmaq olar:

$$\begin{aligned} du &= -(Ldx) \frac{\partial i}{\partial t} - (Rdx)i, \\ di &= -(Cdx) \frac{\partial u}{\partial t} - (Gdx)u \end{aligned} \quad (3.1)$$

Cərəyan və gərginlik belə xətlərdə eyni zamanda həm zamanın, həm də koordinatın funksiyası olduğundan, xüsusi törəmələrdən istifadə edərək, bu tənlikləri aşağıdakı şəkllə şalmaq olar:

$$\begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri &= 0, \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} + Gu &= 0. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Bu tənliklər iki naqilli teleqraf xətlərində gedən prosesləri təsvir etdiyindən, çox vaxt bunlar teleqraf tənlikləri adlanır. Uzun xətdə itkilər kifayət qədər az olduqda  $R=0$  və  $G=0$  götürmək olar. Bu vaxt teleqraf tənlikləri sadələşir və aşağıdakı dalğa tənliklərinə çevrilir:

$$\begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} &= 0, \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} &= 0. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Birinci tənliyi  $x$ -ə, ikinci tənliyi isə  $t$ -yə görə diferensiallayaq:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= -L \frac{\partial^2 i}{\partial t \partial x}, \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x \partial t} &= -C \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Bu tənliklərdən  $i$  -ni yox etsək, xətdə gərginlik üçün dalğa tənliyini aşağıdakı şəkildə alarıq:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}. \quad (3.5)$$

İndi də (3.3) tənliklər sisteminin birinci tənliyini  $t$ -yə, ikincisini isə  $x$ - görə diferensiallayıb, bunlardan  $u$ -nu yox etsək, xətdə cərəyan üçün də dalğa tənliyini almaq olar:

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}. \quad (3.6)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.7)$$

qəbul edib, (3.5) və (3.6) tənliklərini aşağıdakı şəkildə yazaq:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Bu tənliklər sistemi göstərir ki, iki naqilli uzun xətdə gərginlik və cərəyan eyni qanunlarla dəyişir. Burada  $v$  - uzun xətdə dalğanın yayılma sürətidir. Digər tərəfdən (3.7) ifadəsində  $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}$

olduğunu nəzərə alsaq,  $LC = \frac{\varepsilon\mu}{c^2}$  olur və bu hasil xəttin həndəsi ölçülərindən asılı deyil (burada,  $\varepsilon$  – mühitin dielektrik,  $\mu$  – maqnit nüfuzluqları,  $c$  – isə vakuumda işığın sürətidir).  $LC$  – hasilinin sabit qalmasını fiziki olaraq belə izah etmək olar: naqillər arasındakı məsafə artdıqca (naqillərdə yükü sabit saxlamaq şərti ilə) onlar arasındakı tutum azalır. Lakin bu vaxt naqillər arasında maqnit sahəsi tərəfindən nüfuz edilən sahə artdığından maqnit seli və buna uyğun olaraq induktivlik də artır. Nəticədə bunların hasilini sabit qalır.

Dalğa tənliyinin həlli, məlum olduğu kimi, aşağıdakı şəkllə malik istənilən funksiya ola bilər:

$$f(x, t) = F\left(t \pm \frac{x}{v}\right). \quad (3.9)$$

Burada mənfi işarəsi dalğanın  $x$  – in artma istiqamətində yayılmasını göstərir. Gərginlik və cərəyan üçün dalğa tənliklərinin tam həlləri isə aşağıdakı kimi olar:

$$u = F_1\left(t - \frac{x}{v}\right) + F_2\left(t + \frac{x}{v}\right), \quad (3.10),$$

$$i = \phi_1\left(t - \frac{x}{v}\right) + \phi_2\left(t + \frac{x}{v}\right). \quad (3.11)$$

Beləliklə, xətdə gərginlik və cərəyan xətt boyunca eyni bir  $v$  – sürəti ilə düz və əks istiqamətlərdə qarşı-qarşıya yayılan iki dalğanın cəmindən ibarətdir. Qeyd edək ki, itkisiz xətt istənilən səkilli dalğanı zəiflətmədən təhrifsiz ötürə bilər.

Tutaq ki, xətdə yalnız düz istiqamətdə yayılan qaçan dalğa vardır. Əgər belə xətdə cərəyan və gərginlik zaman və koordinatın harmonik funksiyaları olarsa, onda yazıla bilər:

$$\begin{aligned} i &= I_{m0} e^{j(\omega t - kx)}, \\ u &= U_{m0} e^{j(\omega t - kx)}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Burada  $I_{m0}$  və  $U_{m0}$ ,  $x = 0$  olduqda cərəyan və gərginliyin amplitudları,  $\omega$  – yayılan dalğanın dairəvi tezliyi,  $k$  – dalğa ədədidir. Cərəyan və gərginlik üçün aldığımız bu ifadələri (3.3) tənliklərində nəzərə alsaq, alarıq:

$$\begin{aligned} j\omega LI_{m0} - jkU_{m0} &= 0 \\ j\omega CU_{m0} - jkI_{m0} &= 0. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Bu birincis tənliklər sistemindən cərəyan və gərginliyin amplitud qiymətləri arasında əlaqə yaratmaq olar:

$$U_{m0} = \frac{\omega L}{k} I_{m0} = \frac{k}{\omega C} I_{m0}. \quad (3.14)$$

Buradan dalğa ədədi üçün alarıq:

$$k = \omega\sqrt{LC} = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (\lambda - \text{dalğa uzunluğudur}).$$

Qaçan dalğa gərginliyi amplitudunun cərəyan amplituduna nisbəti xəttin dalğa müqavimətini təyin edir:

$$\dot{Z}_0 = \frac{\dot{U}_{m0}}{\dot{I}_{m0}}.$$

İtkisiz xətdə dalğa müqaviməti həqiqi və sabit qiymətə malik olub, (3.14) və (3.15) ifadələrinə görə  $Z_0 = \sqrt{L/C} = \rho$  bərabərdir.  $Z_0$  – həqiqi ədəd olduqda  $I_{m0}, U_{m0}$  eyni fazada olur. Əgər xətdə itki

varsa, onda dalğa müqaviməti  $\dot{Z}_0$  – kompleks ədəddir. Bu halda

qaçan dalğada gərginliklə cərəyan arasında xətdəki itkilərin qiymətindən asılı olan faza sürüşməsi yaranır.



$$\beta = kx = \frac{2\pi f}{v} x = 2\pi \frac{x}{\lambda} \quad (3.22)$$

qədər gecikir. Əgər xətdə eyni zamanda qaçan dalğa ilə yanaşı, əks olunmuş dalğa da varsa, buna oxşar olaraq əks olunan dalğa üçün də

$$u_{\text{a}} = U_m e^{j(\omega t + kx)} \quad (3.23)$$

yazmaq olar. Onda xətdəki yekun gərginlik aşağıdakı kimi olar:

$$u = u_q + u_{\text{a}} = U_m e^{j\omega t} (e^{jkx} + e^{-jkx}) = 2U_m \cos kx e^{j\omega t}. \quad (3.24)$$

yaxud başqa şəkildə:

$$u = U_m [\sin(\omega t + kx) + j \sin(\omega t - kx)] = 2U_m \sin \omega t \cos kx \quad (3.25)$$

Bu ifadələr durğun dalğanı təsvir edir. Burada  $e^{j\omega t}$  vuruğu  $x$  – koordinatından asılı olmadığından bu düsturlarla ifadə olunan rəqsi proses xəttin bütün nöqtələrində eyni fazaya malik olur. Lakin amplitudu periodik olaraq dəyişir (şəkil 3.2b). Xətt boyunca eyni fazaya malik olub, amplitudu  $x$  – koordinatından asılı olan dalğa d u r ğ u n d a l ğ a adlanır. Durğun dalğa ilə xətt boyunca enerji daşınır.

Rəqsin amplitudununun fazası  $kx = 0, \pi, 2\pi$  olan nöqtələrdə (bu nöqtələr xəttin sonundan  $x = 0, \lambda/2, \lambda$  məsafələrə uyğundur) maksimum,  $kx = \pi/2, 3\pi/2$  olan nöqtələrdə ( $x = \lambda/4, 3\lambda/4$  – ya uyğun gələn) isə minimum olur. Durğun dalğanın amplitudunun maksimumlarının («qarın nöqtələri»nin) və minimumlarının («düyün nöqtələri»nin) vəziyyəti zamandan asılı olmayıb, yalnız koordinatdan asılıdır. İki qonşu maksimum və ya minimum arasındakı məsafə sabit olub,  $\Delta x = \lambda/2$  –yə bərabərdir.

(3.3) sisteminin birinci tənliyində  $i = I_m e^{j\omega t}$  olduğunu qəbul

edib, onu aşağıdakı kimi çevirək:

$$j\omega Li = -\frac{\partial u}{\partial x} \Rightarrow i = \frac{1}{j\omega L} \frac{\partial u}{\partial x}.$$

Düsturdakı  $\frac{\partial u}{\partial x}$  -ni tapmaq üçün isə (3.18) ifadəsini  $x$  – görə diferensiallayaq:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = jk(Ae^{jkx} - Be^{-jkx}) \quad (3.26)$$

Bunu yuxarıdakı ifadədə nəzərə alsaq,

$$i = -\frac{1}{\rho} (Ae^{jkx} - Be^{-jkx}) = \frac{1}{\rho} (u_q - u_{\text{a}}) \quad (3.27)$$

olar. (3.24) və (3.27) ifadələrinin nisbətini götürüb, yük müqaviməti üçün alırıq:

$$\dot{Z}_y = \frac{u}{i} = \rho \frac{u_q + u_{\text{a}}}{u_q - u_{\text{a}}} \quad (3.28)$$

Buradan əks olunan dalğanın gərginliyinin qaçan dalğanın gərginliyə nisbəti kimi təyin olunan əks olunma əmsalını tapaq:

$$\dot{k}_{\text{a}} = \frac{u_{\text{a}}}{u_q} = \frac{\dot{Z}_y - \rho}{\dot{Z}_y + \rho}. \quad (3.29)$$

Qeyd edək ki, ümumi halda əks olunma əmsalı kompleks ədəddir.

(3.29) ifadəsini araşdıraraq. Burada əsas üç hala baxaq:

1.  $\dot{Z}_y = \rho$  olduqda  $k_{\text{a}} = 0$  olur. Bu halda xətdə dalğanın əks



olunması yoxdur, yalnız qaçan dalğa mövcuddur. Bu vaxt qaçan dalğa bütün daşdığı enerjisini yükə verir.  $Z_y = \rho$  şərti ödəyən xətlərə yüklə u z l a ş m ı ş x ə t l ə r deyilir.

$$2. \dot{Z}_y = \infty \text{ (sonu açıq xətt) olduqda } k_g = \frac{1 - \rho / \dot{Z}_y}{1 + \rho / \dot{Z}_y} = 1 \text{ olur.}$$

Dalğa xəttin sonundan tam əks olunur. Bu halda hər iki dalğanın (qaçan və əks olunan dalğaların) amplitud və fazaları eynidir və xəttin sonunda gərginlik iki dəfə artır. Xəttin sonunda qaçan və əks olunan dalğalarda cərəyanın işarəsi dəyişdiyindən yekun cərəyan sıfıra bərabər olur. Beləliklə, xətdə durğun dalğalar rejimi yaranır və dalğanın yayılması istiqamətində enerji daşınmır.

3.  $\dot{Z}_y = 0$  (qısa qapanmış xətt) olduqda (3.29) ifadəsindən  $k_g = -1$  alınır. Bu onu göstərir ki, dalğa xəttin sonundan əks olunduqda gərginlik öz işarəsini dəyişir və yekun gərginlik sıfıra bərabər olur. Cərəyan isə işarəsini dəyişmədiyindən xəttin sonunda iki dəfə artır. Bu halda da durğun dalğalar yaranır və xətt boyunca enerji daşınmır. Deməli, 2-ci və 3-cü hallarda, yəni uzlaşmamış xətlərdə onların sonuna birləşdirilmiş yüklərə enerji ötürülə bilməz.

Qaçan və əks olunan dalğalar arasındakı münasibət  $k_q$ -qaçan dalğa əmsalı, yaxud  $k_d$ -durğun dalğa əmsalı ilə xarakterizə edilir:

$$k_q = 1/k_d = U_{\min}/U_{\max}.$$

Burada  $U_{\min}$  və  $U_{\max}$  - uyğun olaraq xətt boyunca gərginlik amplitudunun minimum və maksimum qiymətləridir.  $k_d$ -əmsalına görə  $k_g$  - əksolunma əmsalını hesablamaq olar:

$$k_g = \frac{u_g}{u_q} = \frac{k_d - 1}{k_d + 1}. \quad (3.30)$$

$k_d$  - durğun dalğa əmsalı 0-dan 1-ə kimi,  $k_g$  - əksolunma əmsalı

isə 1-dən  $\infty$ -a kimi dəyişir.

### § 3.3. Xəttin giriş müqaviməti

Tutaq ki, uzunluğu  $l$ , yük müqaviməti  $R_y$  olan uzun xətt parçası verilmişdir. (3.18) və (3.27) ifadələrindən istifadə edərək xəttin istənilən en kəsiyində gərginliyin cərəyanı olan nisbətini tapmaq:

$$\frac{u}{i} = \rho \frac{Ae^{jkx} + Be^{-jkx}}{Be^{-jkx} - Ae^{jkx}}.$$

$x = 0$  olduqda bu nisbət giriş müqavimətini təyin edir. Onda:

$$\dot{Z}_g = \frac{u_1}{i_1} = \rho \frac{A+B}{B-A} = \rho \frac{1 + A/B}{1 - A/B} \quad (3.31)$$

$A/B$  - nisbətini tapmaq üçün xəttin sonunda sərhəd şərtindən istifadə edək. Bu şərtə görə  $x = l$  məsafəsində  $u_2$  -nin  $i_2$  -yə nisbəti yük müqavimətinə bərabərdir:

$$\dot{Z}_y = \frac{u_2}{i_2} = \rho \frac{Ae^{jkx} + Be^{jkx}}{Be^{-jkx} - Ae^{jkx}}. \quad (3.32)$$

Buradan

$$\frac{A}{B} = \frac{\dot{Z}_y - \rho}{\dot{Z}_y + \rho} e^{-j2kl}. \quad (3.33)$$

(3.33)-ü (3.31) ifadəsində yerinə yazıb, bəzi çevirmələr apardıqdan sonra xəttin giriş müqaviməti üçün alırıq:

$$\dot{Z}_g = \rho \frac{1 + \frac{\dot{Z}_y - \rho}{\dot{Z}_y + \rho} e^{-j2kl}}{1 - \frac{\dot{Z}_y - \rho}{\dot{Z}_y + \rho} e^{-j2kl}} = \rho \frac{e^{jkl} + \frac{\dot{Z}_y - \rho}{\dot{Z}_y + \rho} e^{-jkl}}{e^{jkl} - \frac{\dot{Z}_y - \rho}{\dot{Z}_y + \rho} e^{-jkl}} =$$

$$= \rho \frac{\dot{Z}_y (e^{jkl} + e^{-jkl}) + \rho (e^{jkl} - e^{-jkl})}{\rho (e^{jkl} + e^{-jkl}) + \dot{Z}_y (e^{jkl} - e^{-jkl})} = \rho \frac{1 + \frac{\rho}{\dot{Z}_y} thjkl}{\frac{\rho}{\dot{Z}_y} + thjkl}$$

Burada  $thjkl = \frac{e^{jkl} - e^{-jkl}}{e^{jkl} + e^{-jkl}}$  -hiperbolik tangensdir.  $thjkl = jtgkl$

olduğunu nəzərə alaraq,  $\dot{Z}_g$ -giriş müqavimətini başqa şəkildə də yazmaq olar:

$$\dot{Z}_g = \dot{Z}_y \frac{1 + j \frac{\rho}{\dot{Z}_y} tgkl}{1 + j \frac{\dot{Z}_y}{\rho} tgkl} \quad (3.34)$$

Ümumi halda xəttin giriş müqaviməti  $\dot{Z}_g$  - uzun xəttin parametrlərindən:  $l$ -uzunluğundan,  $\rho$ -dalğa müqavimətindən,  $R_y$  - yük müqavimətindən asılı olan kompleks ədəddir. Qeyd edək ki, xəttin verilmiş en kəsiyində  $R_g$  müqaviməti (3.31) ifadəsindən görüldüyü kimi qaçan və qayıdan dalğaların gərginlik amplitudları cəminin cərəyan amplitudları cəminə nisbəti ilə təyin olunur. Dalğa müqaviməti isə yalnız qaçan dalğanın gərginlik amplitudunun cərəyanın amplituduna nisbətidir. Odur ki, dalğa müqaviməti xətt boyunca sabit qaldığı halda xəttin müqaviməti dəyişən olur.

İndi də yüklənmiş uzun xəttin giriş müqavimətinin dəyişilməsinə baxaq. Bunun üçün (3.34) ifadəsini müxtəlif hallarda araşdıraq:

1.  $\dot{Z}_y = \rho$  (uzlaşmış xətt) olduqda  $Z_g = \rho$ , yəni xəttin giriş müqaviməti xalis aktiv müqavimət olub, xəttin uzunluğundan asılı deyil. Bu onunla əlaqədardır ki, baxılan halda xətdə yalnız qaçan dalğa mövcuddur.

2.  $\dot{Z}_g = 0$  (qısa qapanmış xətt) olduqda (3.34) düsturundan alırıq:

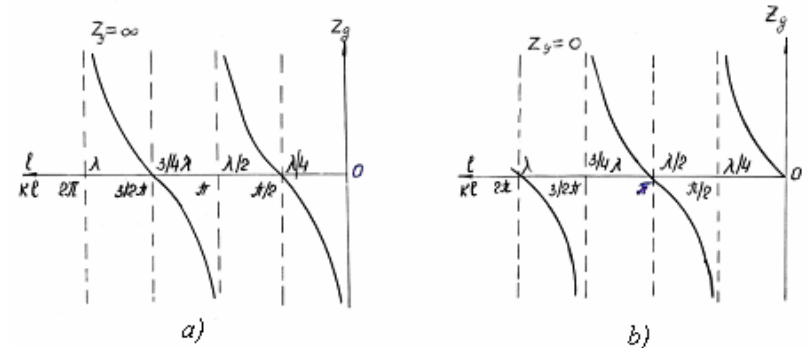
$$\dot{Z}_g = j\rho tgkl \quad (3.35)$$

Göründüyü kimi, bu halda giriş müqaviməti sırf reaktiv müqavimət olur, qiyməti xətt boyunca dəyişir, yükədə enerji udulmur;  $kl = 0, \pi, 2\pi (l = 0, \lambda/2, \lambda)$  olduqda  $Z_g = 0$  olur (şəkil 3.3 b).

3.  $\dot{Z}_y = \infty$  (sonu açıq xətt) olduqda (3.34)-dən

$$\dot{Z}_g = -j\rho ctgkl \quad (3.36)$$

alırıq.  $kl = 0, \pi, 2\pi (l = 0, \lambda/2, \lambda)$  qiymətlərində  $Z_g \rightarrow \infty$  olur (şəkil 3.3a).

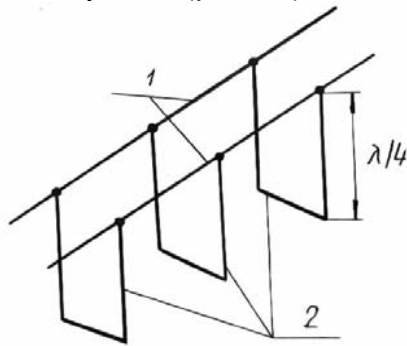


**Şəkil 3.3.** Giriş müqavimətinin xəttin uzunluğundan asılılığı: a-sonu açıq xətt, b-qısa qapanmış xətt.

4. Tutaq ki,  $Z_y$ -yük müqaviməti ixtiyari qiymətə malikdir . Xəttin uzunluğunun  $l = \lambda/4$  ( $kl = \pi/2$ ) qiymətini (3.34)-də yerinə yazıb, ifadəni qeyri-müəyyənliklə qurtararaq bu hal üçün alırıq:

$$\dot{Z}_g = \rho^2 / \dot{Z}_y \quad (3.37)$$

Beləliklə,  $\dot{Z}_g$ -giriş müqaviməti  $\dot{Z}_y$ -yük müqaviməti ilə tərs mütənəsb olub, əks fazada dəyişir. (3.37) ifadəsi ilə paralel rəqs konturunu araşdırarkən rastlaşmışdıq (bax § 2.8). Deməli, uzun xəttin giriş müqavimətinin modulu paralel rəqs konturunun rezonans tezliyindəki müqaviməti kimi təyin olunur. Başqa sözlə, uzunluğu  $l = \lambda/4$  olan uzun xətt parçasına paralel rəqs konturu kimi baxmaq olar. Buna görə də  $\lambda/4$  uzunluqlu xətt parçalarından desimetrlik dalğalar diapazonunda rəqs sistemləri kimi istifadə edilir. Belə uzun xətt parçaları həmçinin elektromaqnit rəqslərini ötürən fiderləri izolyasiya etmək üçün tətbiq olunur (şəkil 3.4).



Şəkil 3.4.  $\lambda/4$  uzunluqlu xətt parçası: 1-fider, 2-metal izolyatorlar.

Belə ki, uzunluğu  $l = \lambda/4$  olan dayaq, yuxarıda qeyd edildiyi kimi, sonsuz böyük müqavimətə malikdir və buna görə də xətləri qısa

qapamır. Bu cür dayaqları xətt boyunca istənilən qədər sıx yerləşdirmək olar. Bunların sayı sonsuz qədər çox olarsa, belə sistem bütöv nov səkilli sistemə çevrilir və onun kənarları iki naqilli xətt rolunu oynayır. Belə sistemə onun güzgü inikası olan ikinci bir nov səkilli sistem də əlavə etsək **d a l ğ a ö t ü r ə n** adlanan düzbucaqşəkilli keçirici sistem alınır. Dalğaötürən tam ekranlanmış və çox az itkilərə malik bir sistem kimi ifrat yüksək tezliklər oblastında geniş tətbiq edilir.

Əgər xəttin müəyyən en kəsiyində yüksək tezliyə görə qısa qapanma, sabit cərəyana görə isə sonsuz böyük müqavimət yaratmaq tələb olunarsa, onda xəttin bu kəsiyinə uzunluğu  $l = \lambda/2$  olan sonu açıq xətt qoşmaq lazımdır. (3.35) ifadəsindən görüldüyü kimi, bu halda  $\dot{Z}_g = 0$  olur və sabit cərəyana görə kəsilmə yaranır.

Uzun xətt parçalarından ifrat yüksək tezliklər oblastında elektrik rəqslərinin parametrlərini və radioelektron sxemləri komponentlərinin xarakteristikalarını təyin etmək üçün **ö l ç ü x ə t l ə r i** kimi də istifadə olunur.

## IV F Ə S İ L

### QEYRİ-XƏTTİ XARAKTERİSTİKALARIN TƏHLİLİ

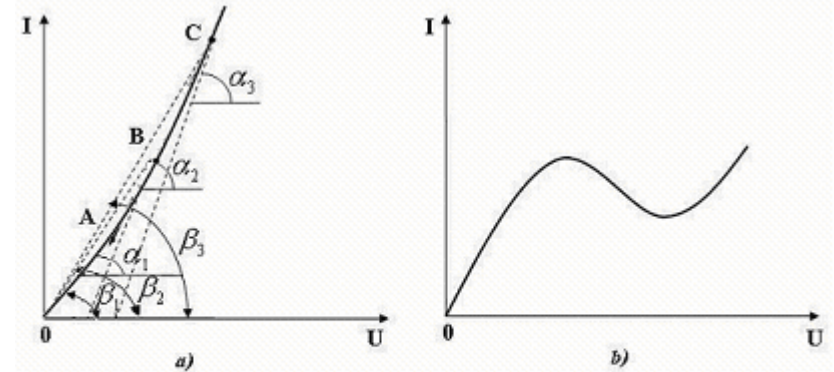
#### §4.1. Qeyri-xətti elementlər və onların xarakteristikaları

Əvvəlki fəsillərdə baxılan sabit parametrlı xətti sistemlər müxtəlif radiotexniki funksiyaları həyata keçirmək üçün istifadə olunur. Bunlardan müəyyən tezlik diapazonuna malik rəqslərin filtrlənməsi (elektrik filtrləri), elektromaqnit dalğaların ötürülməsi (ötürücü xətlər), elektromaqnit dalğaların şüalandırılması və qəbulu (antenalər) və s. göstərmək olar. Bütün bu radiotexniki əməliyyatlar passiv elementlərdən təşkil olunmuş xətti sistemlərlə həyata keçirilir. Belə sistemlərdə radiosiqnalların enerjisi arta bilməz. Lakin bir çox hallarda siqnalların ötürülməsi ilə yanaşı, onların gücləndirilməsi də tələb olunur. Məsələn, radiosiqnalların şüalandırıcıdan qəbuledici qurğuya qədər yayılması zamanı onların enerjisi kəskin azalır ki, sonradan bu siqnalları gücləndirmək lazım gəlir. Siqnalları gücləndirməyə imkan verən qurğuların tərkibində enerji mənbəyi olmalı, başqa sözlə bu qurğular aktiv sistem təşkil etməlidir. Bu mənbə hesabına qurğunun çıxışında rəqslərin intensivliyi girişdəkinə nisbətən çox ola bilər. Giriş siqnalı qeyri-xətti elementə təsir edərək onun dövrəsində olan yük müqavimətində siqnala uyğun elektrik rəqsləri yaradır və müəyyən şərtlər daxilində bu rəqslərin intensivliyi girişə verilən siqnalların intensivliyindən böyük olur.

§ 2.1-də göstəriləyi kimi, dövrənin elə elementləri qeyri-xətti elementlər adlanır ki, onların parametrləri (R,L,C) elementdən keçən cərəyandan, yaxud ona tətbiq olunan gərginlikdən asılı olsun. Müqaviməti, tutumu və induktivliyi qeyri-xətti olan bir sıra elementlər mövcuddur. Məsələn, ferromaqnit içlikli induktivlik sarğacın L induktivliyinin sarğacdən keçən cərəyandan asılılığı cərəyanın müəyyən dəyişmə intervalında qeyri-xətti xarakter daşıyır. Qeyri-xətti tutuma misal olaraq yarımkeçirici diodun p-n keçidinin tutumunu göstərmək olar (bax: § 6.1).

Əksər hallarda qeyri-xətti element kimi qeyri-xətti müqavimətdən istifadə edilir. Bunlara misal olaraq elektrovakuum və

yarımkeçirici cihazları göstərmək olar. Qeyri-xətti müqavimətin xassələrini onun volt-ampere xarakteristikası (VAX), yəni elementdən keçən cərəyanın tətbiq olunan gərginlikdən asılılığını təyin edir. Bəzi qeyri-xətti elementlərin VAX-ları şəkil 4.1-də göstərilmişdir. Qeyri-xətti elementlərin VAX-ın forması tətbiq olunan gərginliyin təsiri ilə onlarda gedən fiziki proseslərdən asılıdır və hər bir qeyri-xətti element üçün müxtəlifdir.



Şəkil 4.1. Qeyri-xətti elementlərin: yarımkeçirici diodun (a), tetrod lampasının (b) volt-ampere xarakteristikaları.

Qeyri-xətti elementin sabit və dəyişən cərəyanlara göstərdiyi müqavimətləri fərqləndirmək lazımdır. Sabit cərəyana göstərilən  $R_0$  müqaviməti VAX-da hər bir nöqtədə vətərin absis oxuna nəzərən meyl bucağı ilə təyin olunur və şəkil 4.1 a-dan görüldüyü kimi, tətbiq olunan gərginliyin qiymətindən asılıdır (A, B və C nöqtələrində müxtəlif qiymətlərə malikdir):

$$R_{OA} = ctg\beta_1, R_{OB} = ctg\beta_2, R_{OC} = ctg\beta_3; R_{OA} \neq R_{OB} \neq R_{OC}.$$

Qeyri-xətti elementin dəyişən cərəyana qarşı müqaviməti (buna diferensial müqavimət deyirlər) isə xarakteristikanın hər bir nöqtəsində toxunanın absis oxu ilə əmələ gətirdiyi bucaqla təyin olunur:

$$R_D = dU / dI = ctg\alpha \quad (4.1)$$

Qeyri-xətti xarakteristikada toxunan və vətərin meyl bucaqları eyni olmadıqlarından  $R_O \neq R_D$  olur. Şəkil 4.1-dən görüldüyü kimi, VAX-ın hər bir nöqtəsinə müəyyən  $R_D$  uyğun gəlir və müqavimətin qiyməti gərginliyin qiymətindən asılı olaraq dəyişir. Diferensial müqavimət sonsuz böyük, sıfır, müsbət eləcə də mənfi (xarakteristikanın düşən hissəsində) qiymətlər ala bilər.

Qeyri-xətti elementin VAX-nı araşdırarkən diferensial müqavimətlə yanaşı onun tərs qiymətinə bərabər olan və xarakteristikanın diferensial dikliyi adlanan

$$S = dl / dU = tg\alpha \quad (4.2)$$

kəmiyyətdən də istifadə edilir. S-in vahidi keçiricilik vahididir. Görüldüyü kimi, xarakteristikanın dikliyi verilmiş nöqtədə xarakteristikaya çəkilən toxunanın gərginlik oxuna nəzərən meyl bucağı ilə təyin olunur və qeyri-xətti xarakteristikada nöqtədən-nöqtəyə dəyişir. Real qeyri-xətti elementin VAX mürəkkəb olduğundan gərginliyin istənilən qiymətləri üçün xarakteristikanın dəqiq analitik ifadəsini vermək praktik olaraq mümkün olmur. Qeyd edək ki, qeyri-xətti dövrlərə superpozisiya prinsipi tətbiq oluna bilmədiyindən, xətti dövrlərin təhlilində müvəffəqiyyətlə tətbiq olunan spektral təhlil və digər təhlil üsulları burada yaramır.

Beləliklə, qeyri-xətti dövrlər üçün universal xarakter daşıyan tədqiqat üsulları mövcud deyil. Lakin istənilən qeyri-xətti element üçün gərginlik və cərəyanı ölçməklə onun volt-ampere xarakteristikasını təcrübi olaraq almaq olar. Qeyri-xətti elementin VAX məlum olduqda, verilən gərginliyə uyğun cərəyanın tapılması məsələsi ya qrafiki, yaxud da təqribi analitik üsullarla həll edilir. Aşağıda hər iki üsula ayrılıqda baxılacaqdır.

#### §4.2. Qeyri-xətti xarakteristikaların qrafiki üsulla təhlili

Qeyri-xətti elementə  $U_0 + u$  gərginliyi tətbiq etməklə praktiki olaraq VAX-ın istənilən hissəsindən istifadə etmək olar. Burada  $U_0$  - xarakteristikada işçi nöqtənin vəziyyətini təyin edən sabit gərginlik

olub,  $s \text{ ü r ü ş d ü r ü c ü}$  gərginlik adlanır. Bu gərginliyi dəyişməklə xarakteristika üzərində işçi nöqtənin vəziyyətini dəyişdirmək mümkündür.  $u$  qeyri-xətti elementə tətbiq olunan dəyişən gərginlikdir və xüsusi halda harmonik xarakterli ola bilər:  $u = U_m \cos \omega t$ .

Dəyişən gərginliyin  $U_m$  amplitud qiyməti VAX-da işçi nöqtə ətrafında işçi oblastı təyin edir.

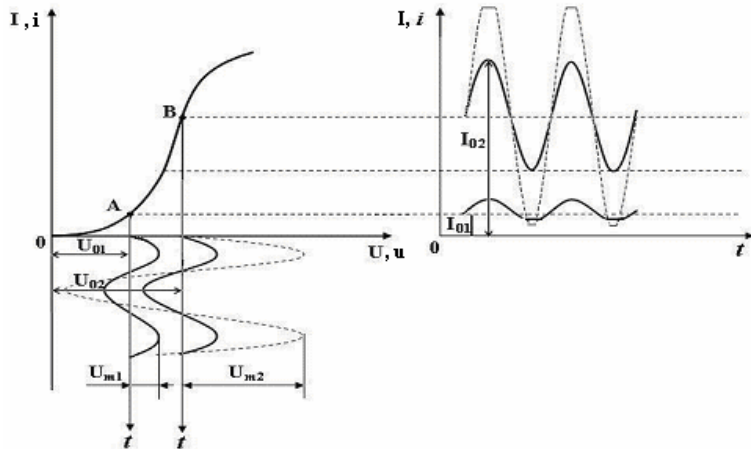
Qeyri-xətti element üçün VAX məlum olduqda zamandan asılı olaraq dəyişən  $u$  gərginliyi tətbiq etməklə elementdən keçən cərəyanın zamandan asılılığını qrafiki yol ilə tapmaq olar. Qeyri-xətti elementlərin təhlilində geniş tətbiq olunan bu qurma üsulu qrafiki təhlil üsulu adlanır.

Bu üsulda absis oxunda  $U$ , ordinat oxunda isə  $I$  qiymətlərini göstərməklə qeyri-xətti elementin VAX verilir (şəkil 4.2). Qeyri-xətti elementə tətbiq olunan  $u(t)$  dəyişən gərginlik isə absis oxuna perpendikulyar çəkilmiş əlavə zaman oxunda göstərilir. Sadəlik üçün gərginliyin zamandan asılı olaraq harmonik qanunla dəyişdiyini qəbul edək. Zaman oxunun absis oxu ilə kəsişmə nöqtəsi VAX üzərində işçi nöqtənin vəziyyətini təyin edən sabit gərginliyin qiymətini ( $U_0$ ) verir. Cərəyanın zamandan asılılığı isə VAX-ın yanında çəkilmiş əlavə koordinat sistemində verilir. Qeyri-xətti elementdən keçən cərəyan və onun zamandan asılılığı tətbiq olunan gərginliklərin müxtəlif qiymətlərində, miqyas saxlanılmaqla, qurma yolu ilə tapılır. Aydındır ki, xətti elementin VAX sabit meyl bucağına malik olduğundan  $i = f(t)$  asılılıq qrafikinə forması dəyişən gərginliyin formasını tamamilə təkrarlayacaqdır. Şəkildən görüldüyü kimi, qeyri-xətti element üçün də işçi nöqtənin vəziyyətini uyğun dəyişməklə və kiçik amplitudlu dəyişən gərginlik tətbiq etməklə VAX-da düzxətli hissə seçmək mümkündür.

Əgər dəyişən gərginliyin amplitudu böyük qiymətə malik olarsa, onda xarakteristikanın işçi oblastı əyrixətli hissəni də əhatə edər və bu halda  $i(t)$  asılılığının forması  $u(t)$ -dən fərqlənər. Cərəyan rəqslərinin belə təhrif olunması qeyri-xətti xarakteristikaya malik elementlər üçün xarakterikdir və onların bu xassəsindən praktikada müxtəlif radiotexniki əməliyyatlar üçün istifadə edilir.

Qrafiki üsul eyni zamanda əks əməliyyatı da aparmağa, yəni cərəyanın  $i(t)$  dəyişməsi məlum olduqda tətbiq olunan gərginliyin  $u(t)$

dəyişməsinin qrafikini qurmağa imkan verir.



**Şəkil 4.2.** Qeyri-xətti xarakteristikaları tədqiq etmək üçün qrafiki üsul.

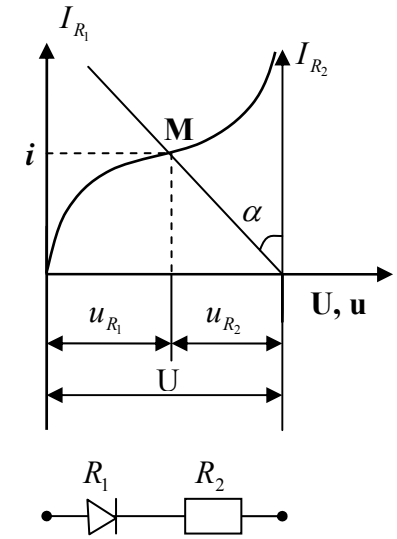
Mürəkkəb qeyri-xətti dövrlərdə proseslərin zamandan asılılığının qrafiki təhlilində VAX-ları məlum olan bir neçə elementin ekvivalent xarakteristikalı elementlərlə əvəz edilməsi əlverişli olur. Ekvivalent xarakteristikanın qurulması nümunəsinə olaraq  $R_1(\bar{I})$  qeyri-xətti və  $R_2$  xətti müqavimətlərin ardıcıl və paralel qoşulması halları kimi baxmaq olar.

Ardıcıl birləşdirmə halında, dövrdən keçən cərəyan eyni olduğundan, gərginlik düşgülləri toplanılır və yekun  $i_{R3}(u)$  xarakteristikası qurulur. Paralel birləşdirmə halında isə əksinə gərginlik eyni olduğundan  $i_{R3}(u)$  ekvivalent xarakteristikasını qurmaq üçün gərginliyin hər bir qiymətində cərəyanlar toplanılır. İki və daha çox sayda qeyri-xətti elementin ardıcıl və ya paralel birləşdirildiyi hallarda da məsələ analoji qaydada həll edilir.

VAX məlum olan qeyri-xətti elementlə ardıcıl qoşulmuş aktiv müqavimətdən ibarət dövrdə gərginlik düşgülərinin paylanmasını da qrafiki yolla təyin etmək mümkündür. Şəkil 4.3-də xətti və qeyri-xətti müqavimətlər ardıcıl birləşdirildikdə hər bir elementdə gərginlik düşgülərinin ani qiymətlərinin təyin edilməsi göstərilmişdir. Bunun üçün absis oxunda dövreyə tətbiq olunan tam gərginliyin ani qiymətinə uyğun nöqtədən qaldırılmış perpendikulyara nəzərən

$tg\alpha = R$  ifadəsinə uyğun  $\alpha$  bucağı altında düz xətt keçirmək lazımdır. Bu düz xətt elə xətti müqavimətin volt-ampər xarakteristikasıdır və onun qeyri-xətti xarakteristika ilə kəsişmə nöqtəsinin koordinatları baxılan elementlərin hər birində gərginlik düşgülərinin və dövrdən keçən cərəyanın ani qiymətlərini göstərəcəkdir. Buna oxşar olaraq ardıcıl birləşdirilmiş iki qeyri-xətti müqavimət halında da gərginlik düşgülərinin paylanmasını tapmaq olar.

Qrafiki təhlil üsulu öz əyaniliyinə görə müəyyən üstünlüyə malik olmasına baxmayaraq, onun çatışmayan cəhətləri də vardır: digər qrafiki üsullarda olduğu kimi, bu üsul da kifayət qədər dəqiq deyil və çox zəhmət tələb edir (xüsusilə, mürəkkəb spektral tərkibə malik dəyişən siqnalların təhlilində).



**Şəkil 4.3.** Гейри-хятти в яхтти мцгавимятлярин ардығыл бир-ляшдирилдийи шалда элементлярда эярэинлик дцшэцляринин графикаи цсулла тйяинни.

### §4.3. Analitik üsul. Qeyri-xətti xarakteristikaların aproksimasiyası

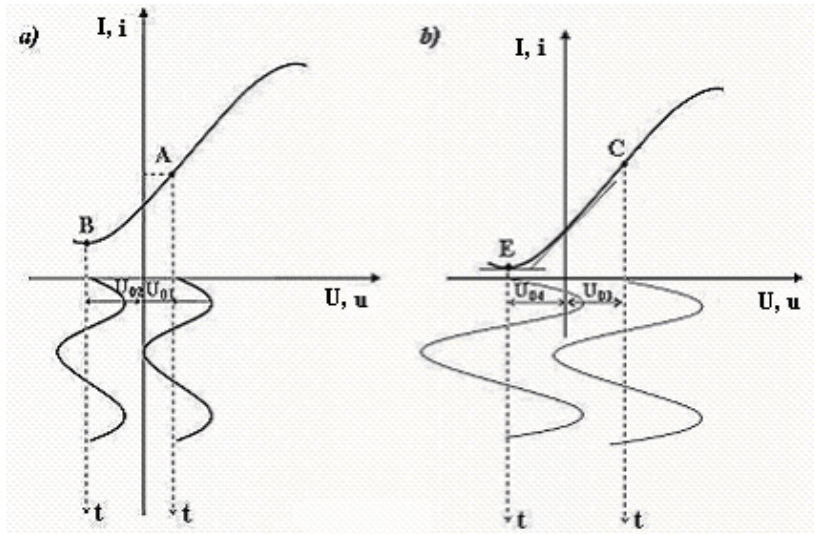
Araşdırdığımız qrafiki üsul çox elementli qeyri-xətti dövrlərin təhlilində əlverişli olmur. Qeyri-xətti müqavimət daxil olan belə dövrlərin təhlilində təqribi analitik üsuldən geniş istifadə edilir. Bu üsulda qeyri-xətti elementin real VAX uyğun seçilmiş analitik funksiya vasitəsilə aproksimasiya (təqribi təsvir) olunur. Bu halda elə funksiya seçilməlidir ki, o, işçi oblastda VAX kifayət qədər dəqiq əks etdirə bilsin. Qeyri-xətti xarakteristikanı aproksimasiya etmək üçün müxtəlif şəkilli funksiyalardan istifadə etmək olar. Əksər

hallarda çoxhədli (polinom) vasitəsilə approksimasiya aparılır. Əgər  $i=f(u)$  və onun törəmələri kəsilməzdirsə, elementin qeyri-xətti xarakteristikası çoxhədli vasitəsilə approksimasiya oluna bilər:

$$i = I_0 + au + bu^2 + cu^3 + \dots + lu^k. \quad (4.3)$$

Bu sıraya daxil olan  $I_0$  birinci hədd sürüşdürücü  $U_0$  gərginliyə uyğun sabit cərəyan,  $u = U_0 + u_~$  qeyri-xətti elementə tətbiq olunan gərginlik,  $a, b, c$  isə Teylor sırasının əmsalları olub, aşağıdakı kimi təyin edilir.

$$a = \left( \frac{di}{du} \right)_{u=U_0}; \quad b = \frac{1}{2!} \left( \frac{d^2i}{du^2} \right)_{u=U_0}; \quad c = \frac{1}{3!} \left( \frac{d^3i}{du^3} \right)_{u=U_0} \quad (4.4)$$



Şəkil 4.4. Qeyri-xətti xarakteristikanın approksimasiyası.

Aydındır ki, əmsallar məlum olduqda verilmiş gərginlikdə qeyri-xətti elementdən keçən cərəyanı tapa bilərik. Sıradakı hədlərin sayı çox olduqca üsulun dəqiqliyi artır. Lakin çoxlu hədd götürülən halda məsələ xeyli mürəkkəbləşir. Radioelektronikada baxılan bir çox məsələlərin həllində  $k \leq 3$  götürmək kifayət edir. (4.3) ifadəsində approksimasiya üçün əlverişli olan funksiyanın seçilməsi verilmiş

qeyri-xətti elementin tətbiq olunma rejimindən asılıdır. Bu rejim isə öz növbəsində  $U_{0i}$  sürüşdürücü gərginlikdən və xarakteristikanın işçi oblastından asılıdır. Şəkil 4.4.-də ümumi halda qeyri-xətti elementlərə xas olan VAX verilmişdir. Aşağıdakı xüsusi hallara baxaq:

**1. Xətti approksimasiya.** Əgər işçi oblast VAX-ın düzxətliyə yaxın hissəsini əhatə edərsə (işçi nöqtə A olduqda), onda xarakteristikanı düz xətt vasitəsilə approksimasiya etmək olar (şəkil 4.4, a). Bu halda (4.3) ifadəsində iki hədlə kifayətlənmək olar:

$$i = I_{01} + au \quad (4.5)$$

burada  $a = di/du = S$  - xarakteristikanın düzxətli hissəsinin dikliyidir.

**2. Kvadratik approksimasiya.** İşçi oblast xarakteristikanın koordinat başlanğıcına yaxın olan əyrixətli hissəsini (burada xarakteristikasının şəkli kvadratik parabolaya yaxındır) əhatə etdikdə, yəni işçi nöqtə B olduqda (şəkil 4.4, a), onu iki dərəcəli çoxhədli ilə approksimasiya etmək olar:

$$i = I_{02} + au + bu^2 \quad (4.6)$$

burada  $I_{02}$  - sürüşdürücü sabit gərginlik  $U_{02}$  olduqda B işçi nöqtəyə uyğun cərəyanın qiyməti,  $a = di/du = S$  işçi nöqtədə xarakteristikanın dikliyi;  $b = \frac{1}{2} \frac{d^2i}{du^2}$  həmin işçi nöqtədə S-in birinci tərtib törəməsinin yarısına bərabərdir.

**3. Üçdərəcəli çoxhədli vasitəsilə approksimasiya.** Verilən signalın amplitudu kifayət qədər böyük olduqda işçi oblast xarakteristikanın düz xəttliyindən kənara çıxan əyri hissələrini də əhatə edir. Əgər bu halda C işçi nöqtəsinə xarakteristikanın simmetriya nöqtəsi kimi baxıla bilərsə (şəkil 4.4,b),  $i=f(u)$  funksiyanın cüt tərtibli törəmələri sıfıra bərabər olar və xarakteristika kvadratik hədd daxil olmayan üç dərəcəli çoxhədli ilə approksimasiya oluna bilər:

$$i = I_{03} + au + cu^3 \quad (4.7)$$

$c$  – əmsalı aşağıdakı kimi təyin olunur. Dəyişən gərginliyin amplitudu elə olsa ki,  $U_{03} + U_m$  qiymətində cərəyan özünün doyma qiymətini alır, onda ekstremumluq şərtinə əsasən (4.7) ifadəsindən

$$\left( \frac{di}{du} \right)_{u=U_m} = a + 3cU_m^2 = 0$$

alınır və buradan  $c = -\frac{S}{3U_m^2}$  olur.

**4. İki düz xətt parçasından ibarət olan sınıq xətlə approksimasiya.**  $E$  işçi nöqtəsi xarakteristikanın başlanğıcına yaxın əyrizətli hissəsinə düşərsə və dəyişən gərginliyin amplitudu kifayət qədər böyük olarsa (şəkil 4.4,b), onda (4.3) çoxhədlisində yüksək dərəcəli hədləri də nəzərə almaq lazım gəlir ki, bu da praktiki cəhətdən əlverişli deyil. Belə hallarda real xarakteristika iki düz xətt parçasından ibarət sınıq xətlə əvəz edilir. Məsələn, şəkildə göstərilən halda xarakteristika, tənlikləri aşağıdakı kimi olan iki düz xətt parçası ilə approksimasiya edilə bilər:

$$u < U_{04} \quad \text{olduqda } i=0; \quad u > U_{04} \quad \text{olduqda isə } i = a(u - U_{04}).$$

Qeyd etmək lazımdır ki, qeyri-xətti xarakteristikanın konkret şəklindən asılı olaraq yuxarıda göstərilən approksimasiya növlərindən fərqlənən digər approksimasiya növləri də ola bilər. Məsələn, fəza yüklərinin cərəyana əsaslı təsir göstərdiyi halda vakuum diodunun statik anod xarakteristikasını  $I_a = AU_a^{3/2}$  funksiyası ilə (“3/2 qanunu” ilə) approksimasiya etmək olur.

Qeyri-xətti elementlər vasitəsilə siqnalların çevrilməsi, yəni siqnalların spektral tərkibinin dəyişdirilməsi kimi mühüm radiofiziki məsələlərə sonralar ayrıca baxılacaqdır.



## V FƏSİL

### ELEKTROVAKUUM VƏ İON CİHAZLARI

#### § 5.1. Elektrovakuum cihazları. Elektron lampalarının katodları. Diod

İş prinsipi elektronların vakuumda hərəkətinə əsaslanan cihazlar **elektrovakuum cihazları** adlanır. Bu cihazlarda elektronların hərəkəti elektrik və maqnit sahələri vasitəsilə idarə olunur. Elektrovakuum cihazlarında qalıq qazın təzyiqi elə kiçik qiymətə malikdir ki, cihazda gedən proseslərin xarakterinə onun təsirini nəzərə almamaq olur. Müxtəlif elektrovakuum cihazlarında təzyiq  $10^{-4} - 10^{-8}$  Pa intervalında olur. Elektrovakuum cihazları içərisində yüksək vakuum yaradılmış balondan (balon şüşədən, metaldan, şüşə – metaldan, metal – keramikadan və s. hazırlanır) elektron mənbəyindən (katoddan) və onları yığan elektroddan (anoddan) ibarətdir. Bu zəruri elementlərdən başqa, belə cihazlarda elektron selini idarə etmək məqsədilə balona əlavə elektrodlar da daxil edilir.

Elektrovakuum cihazlarını iş prinsipinə, tezlik diapazonuna, elektrodlarda ayrılan gücə və s. əlamətlərə görə elektron lampaları, fotoelektron cihazları, elektron – şüa boruları və ifrat yüksək tezlikli ( $\sim 10^7 - 10^{11}$  Hz) cihazları kimi qruplara ayırmaq olar.

Elektrovakuum cihazlarında sərbəst elektronlar mənbəyi rolunu katod oynayır. Məlumdur ki, elektronların metalı tərk edə bilməsi (elektron emissiyası hadisəsi) üçün ona müəyyən enerji verilməlidir. Elektronun metaldan çıxış işi adlanan bu enerjini (metallar üçün çıxış işi bir neçə elektron - volt tərtibindədir) elektronlara müxtəlif yollarla vermək olar. Elektronlara enerjinin verilməsi yollarından asılı olaraq elektron emissiyasının müxtəlif növləri vardır.

**T e r m o e l e k t r o n e m i s s i y a s ı n d a** elektronlar bu enerjini katodun qızdırılması nəticəsində alır. **F o t o e l e k t r o n e m i s s i y a s ı n d a** elektronlar metaldan işığın təsiri ilə çıxır (xarici fotoeffekt hadisəsi). **İ k i n c i e l e k t r o n e m i s s i y a s ı** adlanan emissiya hadisəsi metal səthini sürətli «ilk» elektronlar və ya müsbət ionlar dəstəsi ilə bombardman etdikdə baş verir.

**A v t o e l e k t r o n e m i s s i y a s ı** – güclü elektrik sahəsinin təsiri ilə katoddan elektronların çıxması hadisəsidir. Bu hadisə potensial çəpərin hündürlüyünün elektrik sahəsi intensivliyindən asılı olması (Şottki effekti) və tunel effektləri ilə əlaqədardır. Avtoelektron emissiyası elektrostatik və ya soyuq emissiya da adlanır.

Elektron lampalarında gedən prosesləri nəzərdən keçirək. Bu cihazlarda sərbəst elektronlar seli əsas etibarilə termoelektron emissiyası və bəzən də avtoelektron emissiyası hesabına yaranır. Qeyd edək ki, termoelektron emissiyası yaratmaq üçün lampanın katodu elektrik cərəyanı ilə ya bilavasitə (birbaşa), yaxud dolayı yolla qızdırılır (şəkil 5.1). Birbaşa közərdilən katodlarda közərmə teli bilavasitə elektron emissiyaedici səth rolunu oynayır. Belə katodlardan böyük gücə malik lampalarda istifadə olunur. Dolayı yolla qızdırılan katodlarda isə emissiyaedici səth və qızdırıcı bir-birindən ayrı olur. Bu katodlarda emissiyaedici səth böyük olduğundan böyük emissiya cərəyanı almaq olur.

Termoelektron emissiyası zamanı metalın daxilində istilik hərəkətinin kinetik enerjisi çıxış işindən böyük olan ən sürətli elektronlar potensial çəpəri keçərək metalın səthindən kənara çıxır. Metalda elektronların enerjiyə görə paylanmasının Fermi paylanmasına tabe olduğunu qəbul etdikdə termoelektron emissiya cərəyanı sıxlığının temperaturdan asılılığı, ümumi fizika kursundan məlum olduğu kimi, Riçardson – Deşman düsturu ilə ifadə olunur:

$$j_e = AT^2 \exp\left(-\frac{e\phi}{kT}\right) \quad (5.1)$$

burada  $e\phi$  – elektronun metaldan çıxış işi,  $T$  - katodun temperaturu,  $k$  – Bolsman sabiti,  $A$  -sabitisi isə bütün metallar üçün eyni bir qiymətə ( $A=6,02 \cdot 10^5 \text{ A/m}^2 \text{ dər}^2$ ) malikdir. (5.1) düsturu verilmiş temperaturda közərdilmiş katodun vahid səthindən çıxan bütün elektronların katod – anod aralığına tətbiq olunmuş elektrik sahəsinin təsiri ilə yaratdığı maksimum cərəyanı (doyma cərəyanı) təyin edir. Düsturdan görüldüyü kimi, böyük emissiya cərəyanı almaq üçün katodun temperaturunu yüksəltmək və çıxış işini azaltmaq lazımdır. Katod çətinəriyən metallardan (əsasən, çıxış işi 4,5 eV olan volframdan) hazırlanır ki, bu da yüksək temperaturlarda (2700 K-ə

qədər) işləməyə imkan verir. Hazırda təmiz metallardan hazırlanmış katodlarla yanaşı, daha mürəkkəb quruluşlu oksid katodlarda geniş tətbiq olunur. Oksid katodlarda çətinəriyən metal əsas (kern) üzərinə xüsusi texnologiya ilə qələvi-torpaq metalların oksidlərindən (BaO, SrO, CaO və s.) ibarət müəyyən qalınlıqlı təbəqə çəkilir. Nəticədə katodun çıxış işi kəskin azalır və katodun emissiya qabiliyyəti artır.

Katodun keyfiyyəti əsasən aşağıdakı parametrlərlə qiymətləndirilir: katodun emissiya qabiliyyəti, qızdırıcının xüsusi gücü, katodun effektivliyi, katodun işçi temperaturu və işləmə müddəti.

Katodun emissiya qabiliyyəti – termoelektron cərəyanı sıxlığının katodun temperaturundan asılılığına əsasən təyin edilir. Katodun  $S_k$  emissiyaedici səthi məlum olduqda katodun tam emissiya cərəyanı  $I_e = j_e S_k$  kimi təyin edilir. Katod cərəyanı sıxlığının yol verilə bilən maksimum qiyməti  $0,1 - 1 \text{ A/sm}^2$  intervalında olur.

Qızdırıcının xüsusi gücü – katodun vahid səthinə düşən güclə müəyyən olunur. Bu güc verilmiş temperaturda katodun istilik şüalanmasına, katodla kontaktda olan izolyatorların qızmasına, katodu tərk edən elektronların başlanğıc enerjisinə və s. sərf edilir.

Katodun effektivliyi – tam emissiya cərəyanının katodu qızdırmaq üçün sərf olunan gücə olan nisbəti ilə təyin olunur:

$$H = I_e / P_q = I_e / U_q I_q \text{ (A/Wt)},$$

burada  $U_q, I_q$  – qızdırıcıya düşən gərginlik və ondan keçən cərəyandır. Katodun temperaturu artdıqca onun effektivliyi də artır. Lakin katodun temperaturu bir sıra faktorlarla məhdudlanır. Elektrovakuum cihazlarında işlədilən katodların effektivliyi  $2 \div 200 \text{ mA/Vt}$  intervalında olur.

Katodun mühüm xarakteristikalarından biri də onun işçi temperaturudur. Müxtəlif növ katodların işçi temperaturu  $800 - 2700 \text{ K}$  intervalında olur. Oksid katodların işçi temperaturu nisbətən kiçikdir ( $800 - 1000 \text{ K}$ ). Katodun işçi temperaturunun düzgün seçilməsi iki səbəbdən vacibdir. Birinci, yüksək temperaturlarda katod ətraf elektrodları və eləcə də lampanın digər detallarını qızdırır. İkinci, kiçik işçi temperaturuna malik katodlar

digər elektrodları yüksək temperatura qədər qızan lampalarda, əlavə qızmaya məruz qaldığından, sıradan çıxıb bilər.

Bir çox ion cihazlarında katodun səthi müsbət ionlar vasitəsilə bombardman olunur. Bu halda katoddan əlavə tələblər edilir (ikinci elektron emissiya əmsalının böyük olması, dayanıqlı səthə malik olması və s. kimi).

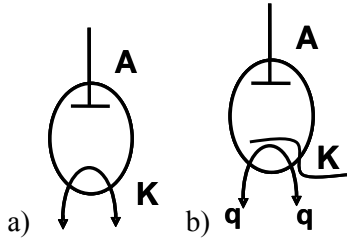
Elektron lampalarını elektrodların sayına görə aşağıdakı təsnifata ayırmaq olar: diod – iki elektrodlu, triod – üç, tetrod – dörd, pentod – beş, heksod – altı, heptod, yaxud pentotrid – yeddi elektrodlu elektron lampaları.

Radiotexniki qurğularda işlədilən elektron lampalarının elektrodlarına həm sabit, həm də dəyişən gərginlik verilir. Lampanın iş rejimi dəyişən gərginliyin tezliyindən əsaslı surətdə asılıdır. Bu baxımdan statik, kvazistatik və dinamik adlanan üç elektrik rejimini bir – birindən fərqləndirmək lazımdır. Statik rejimdə elektrodlara sabit gərginlik verilir və bu halda lampanın parametrləri xarakteristikanın verilmiş işçi nöqtəsi üçün zamana görə dəyişməz qalır. Radioelektron sxemlərində lampaların elektrodlarına, bir qayda olaraq, dəyişən gərginliklər verilir. Bu halda lampanın parametrləri zamana görə dəyişən olur. Lampanın belə iş rejimi dinamik adlanır. Əgər lampaya tətbiq olunan gərginlik nisbətən yavaş dəyişəndirsə, başqa sözlə elektronun elektrodlar arasındakı məsafəni keçmə müddətində elektrodlara tətbiq olunan gərginliyin zamana görə dəyişməsini nəzərə almamaq mümkündürsə, onda lampanın iş rejimi statik rejimdən çox az fərqlənər ki, belə rejimə kvazistatik rejim deyilir. Burada elektron cihazlarının, əsas etibarilə, kvazistatik iş rejimindən bəhs ediləcəkdir.

Qeyd edək ki, lampanın dinamik rejimini onun elektrodlarından birinin dövrəsinə yük müqaviməti (bu rezistor, rəqs konturu və digər elementlər ola bilər) qoşulan rejimlə eyniləşdirmək olmaz. Lampanın statik və dinamik rejimləri yük müqavimətinin olub-olmamasından asılı deyil. Bu rejimlər tətbiq olunan gərginliyin tezliyindən asılıdır; yüksək və ifrat yüksək tezliklərdə dinamik rejim, alçaq tezliklərdə isə kvazistatik rejim mövcud olur.

Vakuum diodu. Ən sadə elektron lampası olan diod iki elektrod – katod və anod daxil edilmiş və içərisində yüksək vakuum yaraldılmış balondan ibarətdir. Diod lampasının şərti işarəsi şəkil 5.1.-də göstərilmişdir. Közərdilmiş katoddan çıxan sərbəst

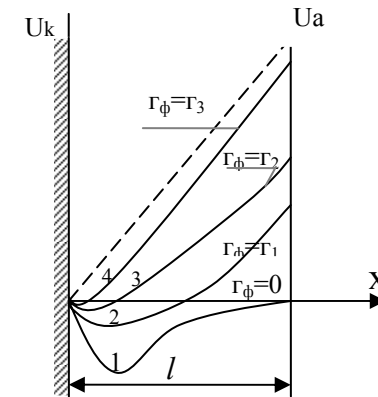
elektronlar katodun yaxınlığında elektron «buludu» əmələ gətirir. Bu elektronların yaratdıqları ümumi yük  $h \text{ ə c m i } v \text{ ə } y a f \text{ ə } z a y \text{ ü k ü } a d l a n ı r$  və katoda nəzərən mənfi potensiala malik olur. Elektronlar katodu tərk etdikcə onda müsbət yüklər induksiyləndirir ki, bunlar da elektronların bir hissəsini yenidən katoda qaytarır. Katodu tərk edən və onun səthinə qayıdan elektronlar katodun bilavasitə səthi yaxınlığında bir atom ölçüsünə bərabər məsafədə mənfi yüklü təbəqə yaradır.



**Şəkil 5.1.** Vakuüm diodu: a - bilavasitə közərdilən, b – dolayı yolla közərdilən katodlu.

Bu təbəqə katodun səthindəki müsbət ionlarla birlikdə ikiqat elektrik təbəqəsi əmələ gətirir. Bu ikiqat təbəqə katodda induksiylənən müsbət yüklərlə birlikdə elektronlar üçün «potensial çəpəri» yaradır. Xarici elektrik sahəsi tətbiq edilmədikdə katoddan çıxan və onun səthinə qayıdan elektronların sayı bir-birinə bərabər olur, yəni  $d i n a m i k t a r a z l ı q$  yaranır və katodun ətrafında yaranan həcmi yüklərin sıxlığı katodun verilmiş temperaturunda sabit qalır. Anodun potensialı katoda nəzərən müsbət olduqda elektronlar anoda doğru hərəkət edərək vakuüm aralığında cərəyan yaradır (bu cərəyanın istiqaməti elə götürülür ki, anoddan katoda doğru yönəlmiş olsun. Bu istiqamət cərəyanın şərti qəbul edilmiş istiqamətinə, yəni müsbət yüklərin hərəkət istiqamətinə uyğun olur). Anodun potensialı katoda nəzərən mənfi olduqda isə elektronlar geri – katoda qayıdır və dioddan cərəyan keçmir. Deməli, diod cərəyanı ancaq bir istiqamətdə buraxır. Ümumi halda dioddan keçən anod cərəyanı katodun emissiya qəbiliyyətindən, katod-anod (K - A) aralığındakı elektronların həcmi yükündən və anod gərginliyindən asılıdır. Anod cərəyanının anod gərginliyindən asılılığını araşdırmaq üçün elektrodlar arasındakı potensialın paylanmasına baxaq. Sadəlik üçün

anod və katodun bir-birindən  $l$  məsafədə yerləşən paralel sonsuz müstəvilərdən ibarət olduğunu qəbul edək (şəkil 5.2). K-A aralığında həcmi yüklər olmadıqda fəzada bircins elektrik sahəsi mövcud olur və potensialın  $x$  məsafəsindən asılılığı qrafiki olaraq düz xətlə ifadə olunur. Katod közərdildikdə K-A aralığında mənfi həcmi yüklərin əmələ gəlməsi hesabına fəzanın bütün nöqtələrində potensial azalacaqdır. Potensialın yekun paylanması həm anod potensialından, həm də K-A aralığında həcmi yüklərin paylanmasından asılıdır. Şəkildə 1 ayrısı anod potensialının sıfıra bərabər olduğu hala, 2-4 ayriləri isə anodun müxtəlif müsbət potensiallarına uyğundur. Göründüyü kimi, müxtəlif həcmli yüklər anodun müsbət potensialının təsirini azaldır; K - A arası fəzada elektronların hərəkətinə mane olan mənfi həcmli yüklər dioddan keçən cərəyanı göstərilən müqaviməti dəyişdirir. Əgər hər hansı bir yolla bu həcmi yükləri dəyişdirsək, lampanın müqavimətini, başqa sözlə, ondan keçən cərəyanı idarə etmiş olarıq.



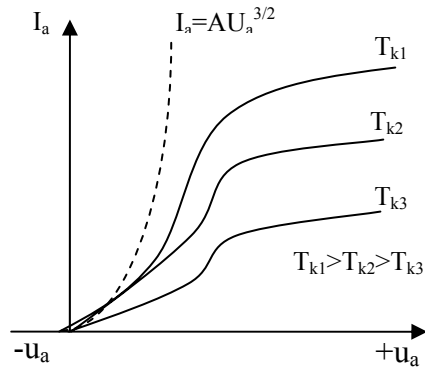
**Шякил 5.2.** Электродлары мцствяви олан диод лампасында потенциалын пайланмасы.

Ümumi halda diodun anod dövrəsindəki  $I_a$  cərəyanı  $U_a$  anod

gərginliyindən və  $T_k$  katod temperaturundan asılıdır:

$$I_a = I_a(U_a, T_k)$$

$T_k$  - nin müxtəlif qiymətlərində vakuum diodunun xarakteristikaları şəkil 5.3 – də göstərilmişdir.



**Шякил 5.3.** Катодун мцхтялиф температурларында вакуум диодун хаккеристикалары.

Bu xarakteristikalar adətən təcrübi olaraq müəyyən edilir və şəkildən görüldüyü kimi, qeyri-xəttidir. Diod katod temperaturunun sabit bir qiymətində işlədiyindən onun işini  $I_a(U_a)$  volt-amper xarakteristikası (VAX) xarakterizə edir. Bu xarakteristikaya diodun anod xarakteristikası deyilir. VAX-dan görüldüyü kimi, diod birtərəfli keçiricilik xassəsinə malikdir.

Diodu xarakterizə edən əsas parametrlər aşağıdakılardır:  
Anod xarakteristikasının dikliyi:

$$S = dI_a / dU_a \approx \Delta I_a / \Delta U_a \text{ (mA/V)} \quad (5.2)$$

Müasir diodlarda diklik  $S=1-50 \text{ mA/V}$  intervalında dəyişir.  
Diodun daxili müqaviməti və ya

diferensial müqaviməti:

$$R_i = dU_a / dI_a = \Delta U_a / \Delta I_a = \frac{1}{S} \text{ (Om)} \quad (5.3)$$

Diodun daxili müqaviməti  $R_i = 20-10^4 \text{ Om}$  tərtibində olur.  
Diodun daxili müqaviməti və dikliyini əlaqələndirən

$$SR_i = 1 \quad (5.4)$$

ifadəsi diodun tənliyi adlanır.  $S$  və  $R_i$  parametrlərinin qiymətləri məlumat kitablarında xarakteristikanın müəyyən bir nöqtəsi üçün verilir.

Diodun elektrik tutumu katodla anod arasındakı tutumdur. Müxtəlif diodlarda bu tutumun qiyməti  $C_D = 0,1-10 \text{ pF}$  intervalında olur.

Yol verilən maksimum güc - lampanın işləmə müddətini azaltmamaq şərti ilə anodun səthində ayrılan maksimum gücdür:  $P_{amax} = I_a U_a$ . Anodun sürətli elektronlarla bombardman edilməsi nəticəsində qızması onun əriməsinə və eləcə də anod səthindən də elektronların emissiya olunmasına gətirə bilər ki, bu da lampanın birtərəfli keçiricilik xassəsinə yox edir.

Yol verilən əks gərginlik - əks gərginliyin elə maksimum qiymətinə deyilir ki, bu gərginlikdə diod dəşilməsin, yəni o birtərəfli keçiricilik xassəsinə saxlasın. Bu gərginliyin qiyməti elektrodlararası məsafədən asılıdır.

Şəkil 5.3-də  $I_a = f(U_a)$  asılılığının nəzəri qrafiki qırıq xətlə verilmişdir. § 4.3-də qeyd olunduğu kimi, vakuum diodunda  $U_a > 0$  qiymətlərində anod cərəyanının anod gərginliyindən asılılığı

$$I_a = AU_a^{3/2}$$

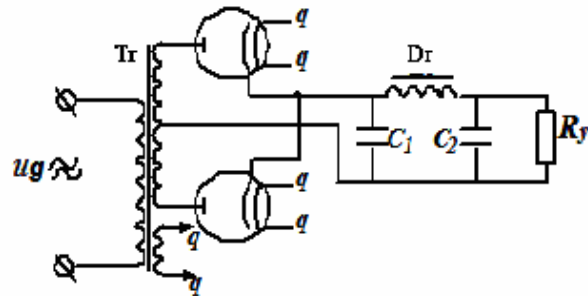
düsturu ilə approksimasiya oluna bilər. Bu dustur Boquslavski - Lənqmür qanununu və ya sadəcə olaraq «3/2 qanununu» ifadə edir. Burada A - diodun konstruksiyası ilə təyin olunan sabitdir. Məsələn,

müstəvi elektrodlar üçün  $A = \frac{4\varepsilon_0 S}{9l^2} \sqrt{2e/m}$  olur; burada  $S$  -

katodun səthinin sahəsi,  $l$  - katod-anod arasındakı məsafə,  $\varepsilon_0$  - elektrik sabiti,  $e/m$  - elektronun xüsusi yüküdür. Şəkildən görüldüyü kimi, nəzəri asılılıq real VAX-dan müəyyən dərəcədə fərqlənir. Bu, nəzəri hesablamalarda həqiqətə tam uyğun olmayan bir sıra şərtlərin qəbul edilməsi ilə əlaqədardır (məsələn, elektronların başlanğıc sürətlərinin sıfıra bərabər qəbul edilməsi, cərəyanın doyma halının olmaması və s.).

Vakuum diodlarının birtərəfli keçiricilik xassəsinə malik olmasından radioelektronikada geniş istifadə edilir. Bu tətbiq sahələrindən, məsələn, alçaqtezlikli dəyişən cərəyanların düzləndirilməsini göstərmək olar. Bu məqsədlə işlədilən diodlar **k e n o t r o n l a r** adlanır. Bir yarımperiodlu düzləndirici sxemlərindən çox az istifadə olunur. Geniş yayılmış iki yarımperiodlu düzləndirici sxemlərin bir variantı şəkil 5.4 – də göstərilmişdir. Sxemdən görüldüyü kimi, bir yarımperiodda kenotronlardan biri, ikinci yarımperoidda isə digəri işləyir. Cərəyan döyünmələrini hamarlamaq məqsədilə  $C_1$  və  $C_2$  kondensatorlardan və drosseldən (ferromaqnit içlikli induktiv sarğacdən) ibarət P - şəkilli filtdən (süzgəcdən) istifadə olunmuşdur.

Bundan başqa, diodlardan modullaşmış siqnalların detektə edilməsində (bax §9.3), tezlik çeviricilərində siqnalların formalaşdırılmasında və onların amplitudunun məhdudlaşdırılmasında (bax §10.2) və s. məqsədlər üçün də geniş istifadə olunur.



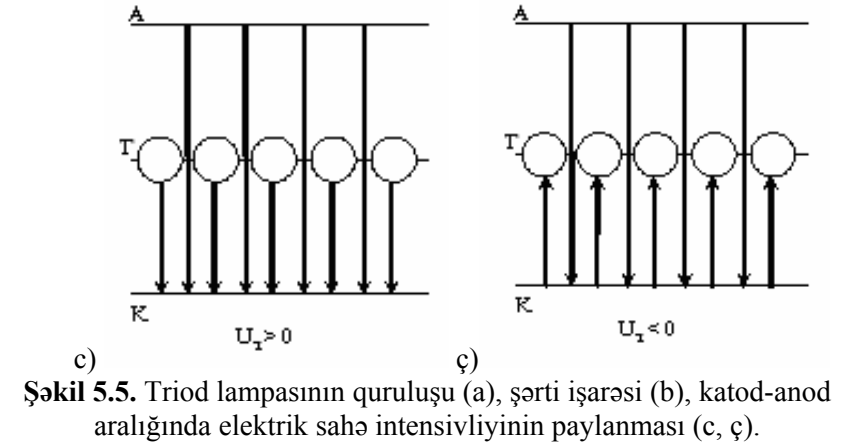
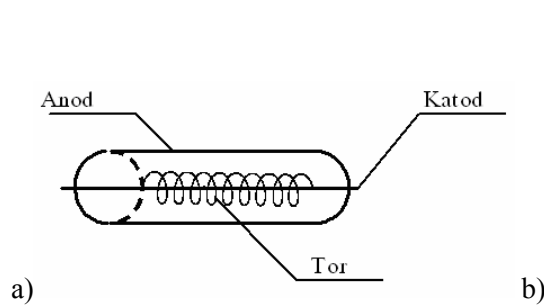
Şəkil 5.4. Kenotronlar əsasında yığılan iki yarımperiodlu

## § 5.2. Triod və onun xarakteristikaları

Lampadan keçən cərəyanı idarə etmək məqsədilə katod və anod aralığına torşəkilli üçüncü bir elektrod daxil edilir. Bu elektrod *i d a r ə d i c i t o r*, belə elektrodlu elektron lampası isə *t r i o d* adlanır. Tor, katodu əhatə edən spiral, yaxud da metallik tor şəklində hazırlanılır və anoda nəzərən katoda daha yaxın məsafədə yerləşdirilir (şəkil 5.5).

Anod və tor dövrlərindən uyğun olaraq  $I_a$  anod və  $I_t$  tor cərəyanları axır. Bir çox hallarda triod torun mənfi gərginliyində işlədiyindən  $I_t=0$  olur və lampadan ancaq anod cərəyanı keçir. Tor potensialının müsbət qiymətlərində anodun və torun elektrik sahə intensivlikləri eyni istiqamətli olduğundan (şəkil 5.5,c), yekun elektrik sahəsi güclənir və vahid zamanda anoda çatan elektronların sayı artır, bu isə anod cərəyanının artması deməkdir. Tor potensialının böyük müsbət qiymətlərində tor cərəyanı da mövcud olur ki, bundan radiotexnikada bir sıra məqsədlər üçün istifadə edilir. Tor potensialının mənfi qiymətlərində isə bu sahələr bir – birinin əksinə yönəldiyindən yekun elektrik sahəsi zəifləyir (şəkil 5.5, ç) və buna uyğun olaraq anod cərəyanı azalır. Tor potensialının kifayət qədər böyük mənfi qiymətində lampadan keçən cərəyan sıfıra bərabər olur, yəni lampa tamamilə «bağlanır». Potensialın bu qiyməti lampanın *b a ğ l a y ı c ı p o t e n s i a l ı* adlanır. Tor potensialı sıfıra bərabər olduqda isə triod lampası elə diod kimi işləyir. Beləliklə, triodun anod cərəyanı katodun sabit temperaturunda iki gərginliyin:  $U_t$  – tor və  $U_a$  – anod gərginliklərinin funksiyasıdır:

$$I_a = f(U_t, U_a).$$



Qeyd etdiyimiz kimi, tor anoda nəzərən katoda daha yaxın yerləşdirildiyindən, anod cərəyanının dəyişməsinə tor gərginliyinin dəyişməsi daha güclü təsir edir. Anod və tor potensiallarının eyni zamanda dəyişdiyi halda, anod cərəyanının sonsuz kiçik artımını aşağıdakı şəkildə yazmaq olar:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_a} dU_a + \frac{\partial I_a}{\partial U_t} dU_t \quad (5.6)$$

Cərəyan və gərginliklərin kiçik artımları üçün isə

$$\Delta I_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_a} \Delta U_a + \frac{\partial I_a}{\partial U_t} \Delta U_t \quad (5.7)$$

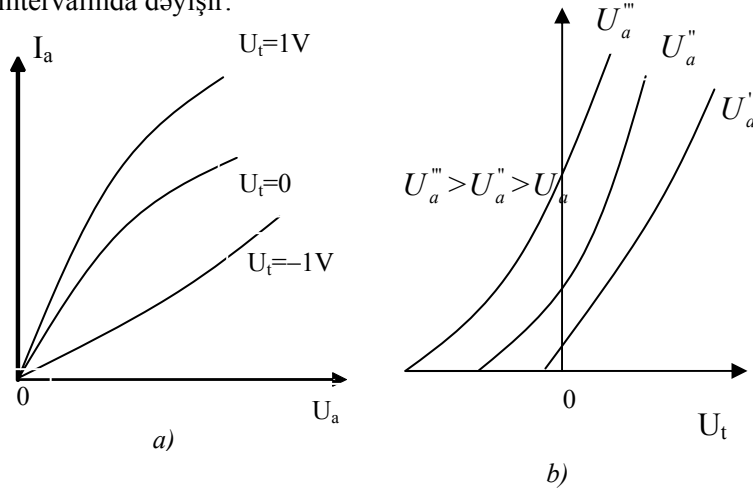
yazmaq olar. (5.6) tənliyindəki xüsusi törəmələr triodun əsas parametrləridir və təcrübə yolla alınmış statik anod və anod-tor xarakteristikalarından təyin edilir. Qeyd edək ki,  $U_t = \text{const}$  olan halda  $I_a = f(U_a)$  asılılığını triodun statik anod xarakteristikası,  $U_a = \text{const}$  olduqda  $I_a = F(U_t)$  asılılığını isə statik anod-tor xarakteristikası adlanır.  $I_t$  tor cərəyanının  $U_t$  tor gərginliyindən asılılığına, yəni  $I_t = f(U_t)$  tor xarakteristikası deyilir. Nümunə üçün şəkil 5.6 – da triodun anod və anod-tor xarakteristikaları ailələri göstərilmişdir. Bu

xarakteristikalarından triodun aşağıdakı parametrləri təyin edilir:

Triodun anod xarakteristikasından

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_a} = \lim_{\Delta U_a \rightarrow 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} = \frac{I}{R_i} (U_t = \text{const}) \quad (5.8)$$

kimi təyin edilir; burada  $R_i$  - triodun diferensial daxili müqaviməti. Triodların daxili müqaviməti  $R_i = 0,5 - 50 \text{ kOm}$  intervalında dəyişir.



Şəkil 5.6. Triodun anod (a) və anod- tor (b) xarakteristikaları.

Triodun anod – tor xarakteristikasından isə

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_t} = \lim_{\Delta U_t \rightarrow 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta U_t} = S (U_a = \text{const}) \quad (5.9)$$

tapmaq olar: burada  $S$  – tor xarakteristikasının dikliyi adlanır. Müasir triodlarda  $S = 1 - 30 \text{ mA/V}$  intervalında olur. Bu parametrləri (5.7) tənliyində nəzərə alıb, anod cərəyanı artımının sıfır bərabər ( $\Delta I_a = 0$ ), başqa sözlə  $I_a = \text{const}$  olduğu hala baxsaq,

$$\frac{1}{R_i} dU_a + S dU_t = 0 \quad (5.10)$$

alırıq. Buradan triodun üçüncü parametrlərini – statik gücləndirmə əmsalını təyin etmək olar:

$$\mu_0 = - \frac{dU_a}{dU_t} \Big|_{I_a = \text{const}} \approx - \frac{\Delta U_a}{\Delta U_t} \Big|_{I_a = \text{const}} = R_i S. \quad (5.11)$$

$\mu_0$  – triodun statik gücləndirmə əmsalı  $I_a$  - anod cərəyanına  $\Delta U_a$  - anod və  $\Delta U_t$  - tor gərginlikləri dəyişmələrinin təsirini xarakterizə edir.  $\mu_0$  - m ifadəsində mənfi işarəsinin olması onunla əlaqədardır ki, həm anod, həm də tor gərginliklərinin müsbət artımları anod cərəyanını artırdığından anod cərəyanının sabit qalması üçün (5.11) ifadəsində gərginliklərin dəyişmələri ( $\Delta U_a$  və  $\Delta U_t$ ) əks işarə ilə götürülməlidir. Statik gücləndirmə əmsalı fiziki olaraq anod cərəyanını eyni qədər dəyişdirmək üçün tor potensialına nəzərən anod potensialını neçə dəfə çox dəyişmək lazım gəldiyini göstərir. Başqa sözlə, anod cərəyanını dəyişməsinə tor gərginliyi dəyişməsinin anod gərginliyi dəyişməsinə nəzərən nə qədər effektiv təsir göstərdiyini xarakterizə edən kəmiyyətdir.  $\mu_0$  - adsız kəmiyyətdir və müxtəlif triodlarda 4 - 200 intervalında dəyişir.

Triodun üç əsas parametrlərini bir-biri ilə əlaqələndirən:

$$\mu_0 = R_i S \quad (5.12)$$

ifadəsi triodun əsas tənliyi və ya Barkhausen tənliyi adlanır və triodun ixtiyari iki parametri məlum olduqda üçüncünü tapmağa imkan verir.

Bəzən triodun statik gücləndirmə əmsalının tərs qiymətinə bərabər olan və lampanın nüfuzluğ adlanan parametrlər daxil edilir:

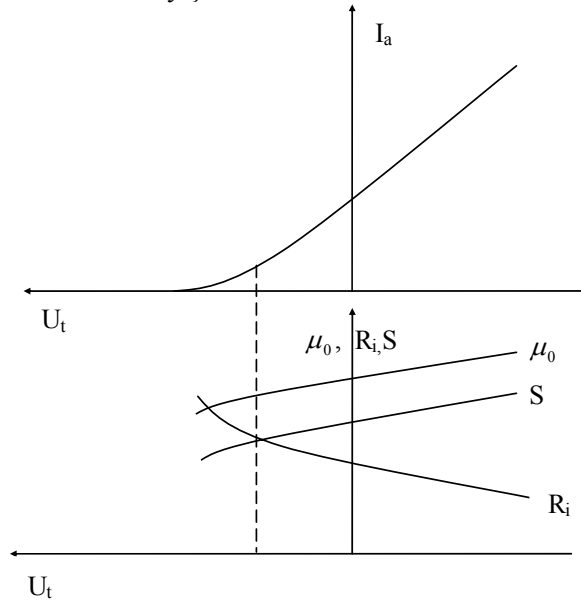
$$D = \frac{1}{\mu_0} = \frac{1}{SR_i}.$$

Buradan

$$SR_i D = \frac{SR_i}{\mu_0} = 1. \quad (5.13)$$

Lampanın  $D$ -nüfuzluğu fiziki olaraq anod gərginliyinin yaratdığı elektrik sahəsi qüvvə xətlərinin hansı hissəsinin tordan nüfuz edərək katoda çatdığını göstərir.

Triod lampasının parametrləri ancaq xarakteristikaların düzxətli hissələrində sabit qiymətlər alır. Məlumat kitablarında parametrlərin məhz bu hala uyğun qiymətləri verilir. Şəkil 5.7 – də triodun parametrlərinin idarəedici tor gərginliyindən asılılığı verilmişdir. Şəkildən görüldüyü kimi, tor xarakteristikasının düzxətli hissəsində bu parametrlər sabit qalır, xarakteristikanın qeyri-xətti hissəsində isə kifayət qədər kəskin dəyişir.



Şəkil 5.7. Triodun parametrlərinin tor gərginliyindən asılılığı.

Triod daxil olan dəyişən cərəyan dövrlərinin təhlilində lampanı müəyyən ekvivalent sxem şəklində göstərmək əlverişlidir. (5.7) ifadəsinə əsasən yazmaq olar:

$$\Delta i_a = \frac{\partial i_a}{\partial U_t} \Delta U_t + \frac{\partial i_a}{\partial U_a} \Delta U_a = S \Delta U_t + \frac{I}{R_i} \Delta U_a.$$

Triodda dəyişən cərəyan və gərginliklərin amplitudları kiçik olduqda bu ifadədəki cərəyan və gərginliyin kiçik dəyişmələrini onların ani qiymətləri ilə əvəz etmək olar:

$$i_a = S u_t + \frac{I}{R_i} u_a = S(u_t + D u_a). \quad (5.14)$$

Bu halda trioda şəkil 5.8 a – da göstərilən cərəyan generatoru ekvivalentdir.

(5.14) ifadəsində  $\mu_0 = SR_i$  olduğunu nəzərə alsaq,

$$i_a R_i = SR_i u_t + u_a = \mu_0 u_t + u_a \quad (5.15)$$

yaza bilərik. Bu halda trioda daxili müqaviməti  $R_i$  və e.h.q.  $\mu_0 U_t$  olan gərginlik generatoru ekvivalentdir (şəkil 5.8 b).

Praktikada hər iki ekvivalent sxemdən istifadə edilir. (5.14) ifadəsindəki

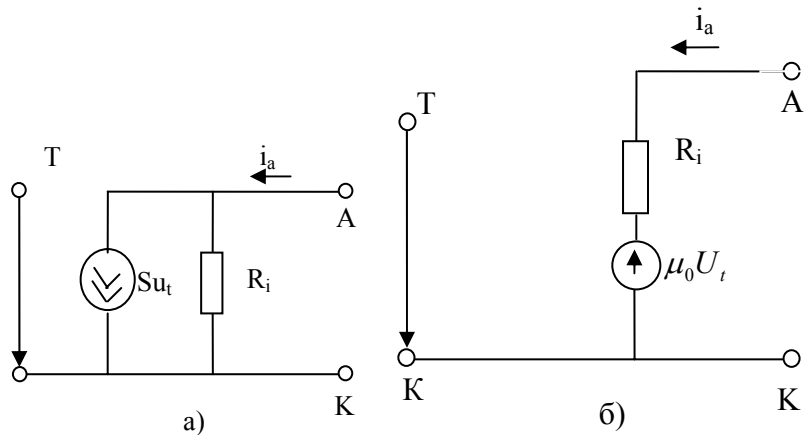
$$u_{t.id} = u_t + D u_a \quad (5.16)$$

gərginlik idarəedici tor gərginliyi adlanır. (5.15) - də

$$u_{a.id} = u_a + \mu_0 u_t \quad (5.17)$$

gərginliyi isə idarəedici anod gərginliyi adlanır. (5.17) tənliyinə əsasən triod lampasının torunu anod ilə birləşdirilmiş ekvivalent diodla əvəz etmək olar.





**Şякил 5.8.** Триодун ыряйан эенераторлу (а) вя эярэинлик эенераторлу (б) эквивалент схемляри.

Triodda anod cərəyanı torun potensialının dəyişməsi ilə tam idarə edilə bildiyindən, tor dövrəsində (giriş dövrəsində) cərəyanın olması əlverişli deyil. Lakin triodun real konstruksiyalarında lampanın giriş dövrəsində müəyyən cərəyan mövcud olur ki, bu da lampanın giriş müqavimətinə malik olmasını göstərir. Bu müqavimət katod və tor arasına birləşdirilmiş siqnal mənbəyini şuntladığından lampanın giriş müqavimətinin böyük olması əlverişlidir.

Tor cərəyanının yaranması torla digər elektrodları ayıran dielektrikdən keçən cərəyanla, tor səthinə düşən elektronların hesabına əmələ gələn cərəyanla, elektrodlarası tutumlar hesabına yaranan cərəyanla, lampanın balonundakı qalığ qaz atomlarının elektronların təsiri ilə ionlaşması nəticəsində yaranan müsbət ionların tor dövrəsindəki cərəyanı ilə və həmçinin, torun özündən termoelektron emissiyası nəticəsində elektron çıxması, tor səthindən elektronların fotoeffekt nəticəsində emissiyası və sair kimi proseslərlə əlaqədardır. Qeyd edək ki, müxtəlif hallarda bu göstərdiyimiz səbəblərin rolu müxtəlif olur. Yekun tor cərəyanının tor gərginliyindən asılılığı mürəkkəb olub, qeyri-xətti xarakter daşıyır. Triodun tor cərəyanı torun mənfi potensiallarında  $10^{-7}$ – $10^{-9}$  A tərtibində olur ki, bu da tor dövrəsi müqavimətinin təqribən  $10^7$ – $10^9$

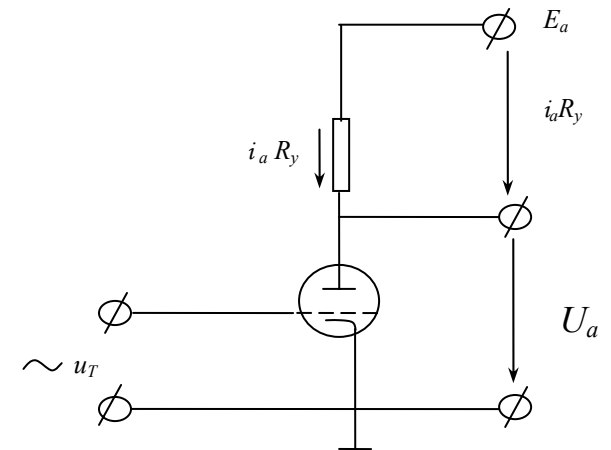
Om qiymətinə uyğundur.

Tor cərəyanının olması əlverişli olmayan hallarda tora sabit mənfi sürüşdürücü gərginlik ( $U_{ot}$ ) verilir. Bu gərginliyin qiyməti elə seçilir ki, lampanın iş rejimində dəyişən ( $u_t$ ) tor gərginliklərində sürüşdürücü gərginlik öz mənfi qiymətini saxlasın. Buna müxtəlif yollarla nail olmaq olar (bu üsullardan biri § 8.2-də göstərilmişdir).

Alçaqtezlikli dəyişən siqnallarda triodun diferensial giriş müqaviməti torun mənfi sabit potensiallarında sabit cərəyan halındakına nəzərən təqribən bir tərtib böyük ola bilər.

Tor potensialının sıfır və ondan böyük qiymətlərində tor cərəyanı kəskin artır və buna uyğun olaraq giriş dövrəsinin müqaviməti azalır.

Triodun öyrəndiyimiz parametrləri onun statik rejiminə aid idi. Real sxemlərdə triodun dövrəsinə dəyişən siqnallar verilir, anod dövrəsinə isə yük müqaviməti qoşulur ki, bu da lampanın giriş müqavimətinə, giriş tutumuna və ümumiyyətlə, hər bir elektrod dövrəsində cərəyanla gərginlik arasındakı asılılıqlara təsir edir.



**Şәkil 5.9.** Triodun dövrəyə daxil edilməsi sxemi.

Bu rejim triodun dinamik rejimi (nisbətən alçaq tezliklərdə isə kvazistatik rejimi) adlanır. Triodun statik xarakteristikalarından dinamik xarakteristikalarına keçidi şəkil 5.10-

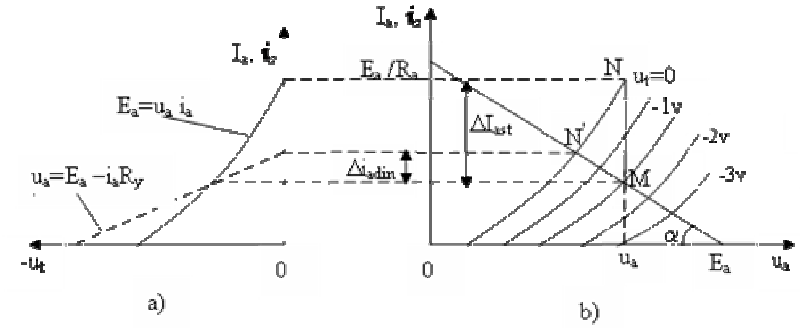
da verilmiş sadə sxem əsasında araşdıraraq.Yük müqaviməti  $R_y$  rezistor olduqda katod-anod aralığında gərginlik düşgüsü

$$u_a = E_a - i_a R_y \quad (5.18)$$

olar. Bu tənlik işçi rejimin əsas tənliyi adlanır. Buradan

$$i_a = \frac{E_a}{R_y} - \frac{1}{R_y} u_a \quad (5.19)$$

yaza bilərik ki, bu da düz xəttin tənliyidir. Onu  $i_a$  və  $u_a$  koordinat sistemində iki nöqtəsini tapmaqla quraq:  $i_a = 0$  olduqda  $u_a = E_a$ ,  $u_a = 0$  olduqda  $i_a = E_a / R_y$  olur (şəkil 5.10, b). Düz xəttin absis oxuna nəzərən meyl bucağının qiyməti  $tg\alpha = 1 / R_y$  bərabərliyindən təyin olunur. Aydındır ki,  $R_y = 0$  olduqda xarakteristika absis oxuna perpendikulyar olur.  $R_y = \infty$  olduqda isə  $\alpha = 0$  olur. Yük müqavimətinin sabit qiymətində  $E_a$ -nın dəyişməsi düz xətti özünə paralel olaraq sürüşdürür (meyl bucağı dəyişmir). Beləliklə, düz xəttin vəziyyəti mənbənin e.h.q. və yük müqaviməti ilə təyin olunur. Bu düz xətt y ü k l ə m ə x a r a k t e r i s t i k a s ı adlanır. Şəkil 5.10 b-də triodun statik xarakteristikalar ailəsi verilmişdir. Bu xarakteristikaların yükləmə xarakteristikası ilə kəsişmə nöqtələri lampanın dinamik rejimində  $i_a, u_a, u_t$  parametrlərini təyin edir. Tor gərginliyi dəyişdikcə həm anod cərəyanı, həm də anod gərginliyi dəyişir; işçi nöqtə bir anod xarakteristikasından digərinə keçir (şəkil 5.10, b-də işçi nöqtə M-dən N'-ə keçir).



**Şəkil 5.10.** Anod dövrəsində yük müqaviməti olaraq rezistor götürülmüş triodun dinamik xarakteristikasının qurulması: a- tor xarakteristikası, b- anod xarakteristikası.

Triodun dinamik anod- tor xarakteristikasının dikliyi

$$S_{din} = \Delta i_a / \Delta u_t \quad (5.20)$$

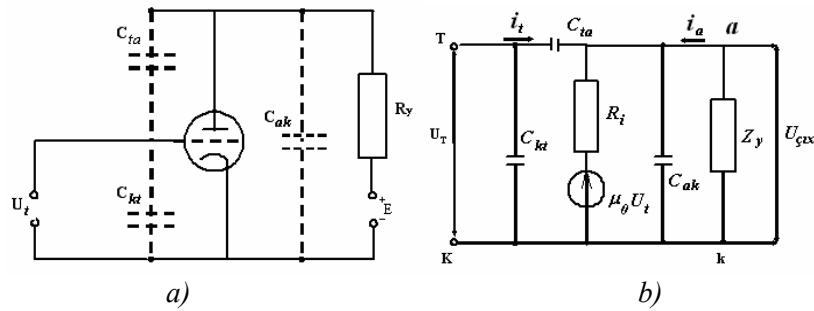
kimi təyin edilir. Şəkildən görüldüyü kimi, dinamik rejimdə anod cərəyanının dəyişməsi ( $\Delta i_{adin}$ ) ədədi qiymətcə  $MN'$ -in ordinat oxu üzrə proyeksiyasına bərabərdir. Statik rejimdə isə  $\Delta I_{ast}$  anod cərəyanının dəyişməsi  $MN$  -in ordinat oxu üzrə proyeksiyasına bərabərdir.  $\Delta i_{adin} < \Delta I_{ast}$  olduğundan dinamik diklik statik diklikdən həmişə kiçik olur ( $S_{din} < S_{st}$ ).

Qeyd edək ki, biz bu vaxta qədər triod lampasını nisbətən alcaq tezlikli giriş siqnalları verilən hallarda araşdırırdıq. Lakin yüksək tezliklərdə lampanın iş rejiminə reaktiv parametrlər – elektrodların və onların çıxışlarının induktivlikləri və elektrodlararası tutumları güclü təsir edir. İnduktivliyin lampanın işinə təsiri ancaq ifrat yüksək tezliklərdə özünü göstərir. Elektrodlararası tutum isə səs tezliyindən başlayaraq təsir edir. Bu tutumun qiyməti  $10^{-3} - 10 pF$  tərtibində olur.

Elektrodlararası tutumların təsirini bir qədər ətraflı araşdırmaq. Triodların praktiki tətbiqində (məsələn, ümumi katodlu gücləndirici

kaskad sxemində onun katod – tor aralığında əmələ gələn  $C_{kt}$  tutumun, katod – anod aralığında əmələ gələn  $C_{ak}$  tutumun və tor – anod arasındakı  $C_{at}$  tutumun təsirini nəzərə almaq lazımdır.

$C_{kt}$ ,  $C_{ak}$  və  $C_{ta}$  tutumları uyğun olaraq giriş tutumu, çıxış tutumu və keçid tutumu adlanır. Bu tutumların hər üçü lampanın iş rejiminə mənfi təsir etdiyindən bunlara parazit tutumlar deyirlər. Giriş tutumu giriş siqnalını, çıxış tutumu isə çıxış siqnalını şuntlayır.  $C_k = C_{ta}$  keçid tutumu lampanın çıxış dövrəsini giriş dövrəsi ilə əlaqələndirir (şəkil 5.11).



Şəkil 5.11. Elektrodlararası tutumlar nəzərə alınmış triod (a) və onun ekvivalent sxemi (b).

Dinamik rejimdə lampanın giriş tutumunda tor – katod arasında əmələ gələn  $C_{kt}$  tutumla yanaşı, anod – tor aralığında əmələ gələn  $C_{ta}$  keçid tutumunun da təsirini nəzərə almaq lazımdır. Göstərmək olar ki, dinamik rejimdə yekun giriş tutumu aşağıdakı kimidir:

$$C_{g.din} = C_{kt} + (1 + K_u)C_{ta} \quad (5.35)$$

Deməli, bu rejimdə giriş tutumu  $C_{kt}$  -yə nəzərən  $(1 + K_u)C_{ta}$  qədər artır. ÜK gücləndirici kaskad üçün  $K_u \gg 1$  olduğundan  $C_{g.din}$

tutumu kifayət qədər böyük olur ki, bu da gücləndirilən siqnalın tezlik diapazonunu məhdudlaşdırır. (5.35) ifadəsindən görüldüyü kimi, elektrodlararası tutumlardan ən zərərli keçid tutumudur, çünki onun giriş tutumuna təsiri  $K_u$  artdıqca daha böyük olur.

Qeyd edək ki, triod lampalarından siqnalları gücləndirmək üçün istifadə edildiyi kimi, praktikada rəqsləri generasiya etmək üçün də geniş istifadə olunur.

### §5.3. Çoxelektrodlu lampalar

§5.2-də nəzərdən keçirdiyimiz triod lampasının bir sıra çatışmayan cəhətləri də vardır:

1) Triodun daxili müqaviməti çox da böyük olmadığından bir tərəfdən onun statik gücləndirmə əmsalı ( $\mu_0 = SR_i$ ) böyük deyil, digər tərəfdən isə anod dövrəsində yük müqaviməti olaraq paralel rəqs konturundan istifadə edildikdə (məsələn, yüksək tezlik gücləndiricilərində) onu şuntlayaraq konturun rezonans xassələrini pozur;

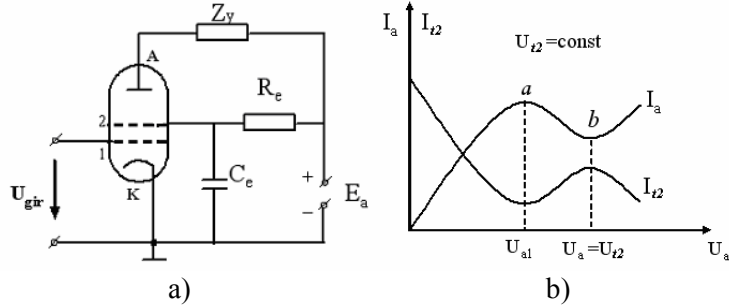
2) Triodun  $C_{ta}$  keçid tutumunun nisbətən böyük qiymətə malik olması ondan radiosiqnalları gücləndirmək məqsədilə istifadə etməyi məhdudlaşdırır; bu tutum lampadan keçən cərəyan və idarəedici gərginlik arasında faza sürüşməsi yaradır ki, bu da lampanın yüksək tezliklərdə işləməsini çətinləşdirir. Bu çətinliyi keçid tutumunu azaltmaqla aradan qaldırmaq olar. Buna isə elektrodlar arasındakı məsafəni artırmaqla və tor-anod aralığına əlavə elektrod daxil etməklə nail olmaq olar;

3) Triodda ancaq bir tor olduğundan, elektron selini ancaq bir dəyişən gərginlik vasitəsilə idarə etmək olur. Lakin çoxelektrodlu lampalara keçməklə onların girişlərinə eyni zamanda bir neçə dəyişən gərginliklər verib onlardan keçən cərəyanları idarə etmək və beləliklə, lampanın müxtəlif funksiyalar yerinə yetirməsinə nail olmaq olur (məsələn, cəmləyicilərdə, EHM-da, tezlik vurucularında, tezlik çeviricilərində və s. belə lampalardan istifadə oluna bilər).

Göstərilən çatışmazlıqları aradan qaldırmaq üçün idarəedici torla anod aralığına əlavə bir tor da daxil edilir. Bu torun vəzifəsi anodun katoda elektrostatik təsirini ekranlamaq olduğundan, ekranlayıcı

tor adlanır. Ekranlayıcı torun sıxlığını dəyişməklə onun ekranlayıcı təsirini idarə etmək mümkün olur. Lampanın  $D$  ümumi nüfuzluğu artır:  $D = D_1 D_2$ .

Bu yolla alınan lampa dörd elektrodlu elektron lampası, yaxud tetrod adlanır. Şəkil 5.12 – də tetrod lampasının dövrəyə daxil edilmə sxemi göstərilmişdir.



Şəkil 5.12. Tetrod lampasının dövrəyə daxil edilmə sxemi (a), anod və ekranlayıcı tor cərəyanlarının anod gərginliyindən asılılığı (b).

Tetrodda anod gərginliyinin dəyişməsinin anod cərəyanına təsiri trioddakına nəzərən zəifdir və buna görə də statik gücləndirmə əmsali böyükdür. Tetrodda tor xarakteristikasının dikliyi demək olar ki, dəyişmir. Ekranlayıcı toru olan lampalarda  $\mu_0$  və  $R_i$  parametrlərinin eyni zamanda artmasında  $S$  dikliyi güclü dəyişir. Qeyd edək ki, ekranlayıcı tora müsbət sabit gərginlik verməklə lampanın xarakteristikalarını yaxşılaşdırmaq mümkündür.

Ekranlayıcı torun potensialı anod potensialının 40-50% -nə bərabər götürülür. Ekranlayıcı torun daxil edilməsi anod və idarəedici tor aralığındakı elektrostatik sahəni zəiflədir. Bu onunla əlaqədardır ki, anod tərəfindən yaradılan sahənin qüvvə xətlərinin bir hissəsi ekranlayıcı tora qapanır. Aydındır ki, sabit potensiallar fərqiində elektrodlar arasında elektrostatik sahənin zəifləməsi onlar arasında tutumun azalmasına uyğundur.

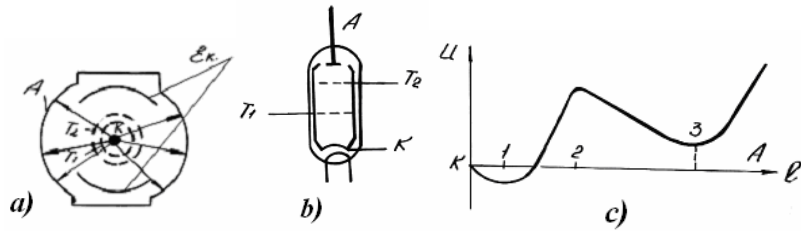
Ekranlayıcı tor daxil edilmiş lampalarda keçid tutumunun qiyməti  $0,01 \text{ pF}$  – a qədər azala bilər.

Keçid tutumunun azalması ilə (5.35) düsturundan görüldüyü kimi, ekvivalent giriş tutumu da azalır; buna görə də belə lampalar

yaxşı tezlik xarakteristikalarına malikdir.

Tetrodda müsbət potensiala malik ekranlayıcı torun varlığı bu lampa üçün xarakterik  $d i n a t r o n$  effekti adlanan effektin yaranmasına səbəb olur. Bu hadisəni anod və ekranlayıcı tor cərəyanlarının anod gərginliyindən asılılığı qrafiki (şəkil 5.12, b) əsasında izah edək.  $U_a = 0$  və  $U_{t2} = \text{const}$  olduqda ekranlayıcı tor dövrəsindən maksimum  $I_{t2 \text{ max}}$  cərəyanı keçər. Bu halda  $I_a = 0$  olur. Sonra isə  $U_a$  gərginliyi artdıqca  $I_a$  cərəyanı artır və uyğun olaraq  $I_{t2}$  cərəyanı azalır. Qeyd edək ki, tetrodun statik rejimində həmişə  $U_{t2} < U_a$  seçilir. Lakin dinamik rejimində lampanın  $U_a = E_a - i_a R_y$  düsturu ilə təyin olunan anod gərginlik düşgüsü bu ifadədə ikinci həddin artması hesabına kiçilir və  $U_{t2} < U_a$  şərti pozulur. Anod gərginliyinin müəyyən bir  $U_{a1}$  qiymətində ( $U_{a1} \approx 10 - 20 \text{ Volur}$ ) anoda düşən elektronların enerjiləri anodun səthindən ikinci elektron emissiyası hadisəsi hesabına elektronları çıxarmağa kifayət edir.  $U_{t2} > U_a$  olduqda bu elektronlar ekranlayıcı torun səthinə düşür və bunun nəticəsində anod cərəyanı azalır (xarakteristikanın ab hissəsi). Tor cərəyanı isə uyğun olaraq artır. İkinci elektron emissiyası nəticəsində anodun səthindən elektronların çıxması hesabına anod və tor xarakteristikalarının bu cür pozulması (şəkil 5.12, b) dinatron effekti adlanır. Bu vəziyyət  $U_{a2} = U_{t2}$  olana qədər davam edir. Nəhayət,  $U_a > U_{t2}$  olduqda elektronları anoda doğru sürətləndirən sahə artdığından anod cərəyanı yenidən artmağa, tor cərəyanı isə azalmağa başlayır və dinatron effekti zəifləyir. Dinatron effektinin olması və xarakteristikasının böyük qeyri – xəttliliyi tetrodun əsas çatışmazlığıdır və onun geniş tətbiqini məhdudlaşdırır. Tetrodun VAX-da mənfi müqavimətə malik hissəsinin olması, sönməyən elektrik rəqslərinin generasiya edilməsi üçün istifadə etməyə imkan verir. Arzuolunmaz dinatron effektini iki yolla aradan qaldırmaq olar: 1) anodla ekranlayıcı tor aralığında mənfi həcmli yüklər yaratmaqla; 2) ekranlayıcı torla anod aralığına əlavə bir elektrod – üçüncü tor daxil etməklə.

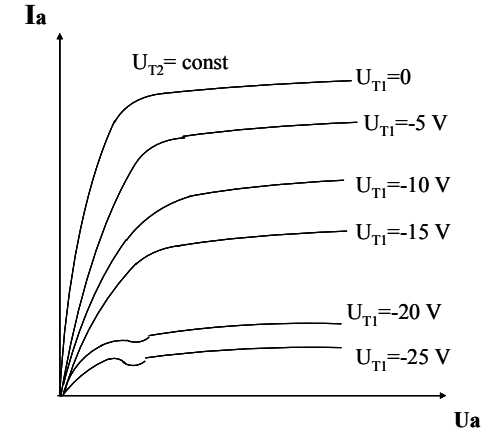
**Ş ü a l ı t e t r o d .** Bu lampada dinatron effektini aradan qaldırmaq üçün birinci üsuldan istifadə olunur. Tetrodun elektrodlarına xüsusi forma verərək onları müəyyən şəkildə yerləşdirməklə anod – ekranlayıcı tor aralığında konsentrasiyası kifayət qədər böyük olan həcmi yüklər yaradılır. Bunun üçün idarəedici və ekranlayıcı torlar eyni addımda sarınır və elə yerləşdirilir ki, elektronlar bunların aralığından sıx dəstə (şüa) şəklində keçərək anodun ətrafında həcmi yüklər əmələ gətirməsini və anodun yaxınlığında potensialın minimumunun artmasını təmin etsin (şəkil 5.13). Belə lampa ş ü a l ı t e t r o d adlanır.



**Şəkil 5.13.** Şüalı tetrodun en kəsiyi (a), şərti işarəsi (b) və elektrodlar arasında potensialın paylanması (c).

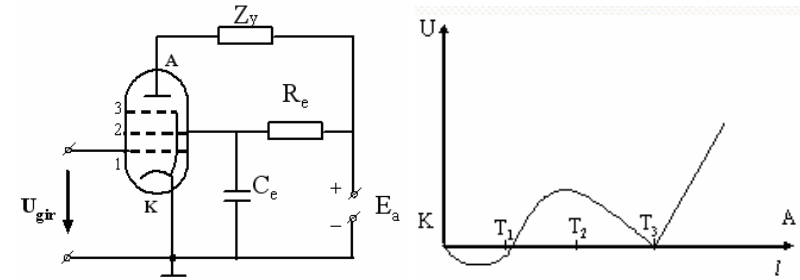
Adi tetroddan fərqli olaraq şüalı tetrodda ekranlayıcı tor – anod aralığında dinatron effektini zəiflədən  $U_a$  potensial çəpəri yaranır. İkinci elektron emissiyası hesabına anoddan çıxan elektronlara tormozlayıcı təsir edən potensial çəpərə anod və ekranlayıcı tor arasındakı məsafəni artırmaqla da nail olmaq olar.

Şüalı tetrodun statik anod xarakteristikaları ailəsi şəkil 5.14 – də göstərilmişdir.



**Şəkil 5.14.** Şüalı tetrodun statik anod xarakteristikaları.

**P e n t o d .** Dinatron effektini aradan qaldıran ikinci üsulda anodla ekranlayıcı tor aralığına antidinatron və ya qoruyucu tor adlanan elektrod daxil edilir. Belə beşelektrodlu lampa pentod adlanır. Qoruyucu tor, bir qayda olaraq, katodla birləşdirilir. Bu tor anoda nəzərən mənfi potensiala malik olduğundan, ikinci elektron emissiyası nəticəsində yaranan elektronları yenidən anoda qaytarır və beləliklə, dinatron effektini aradan qaldırır.

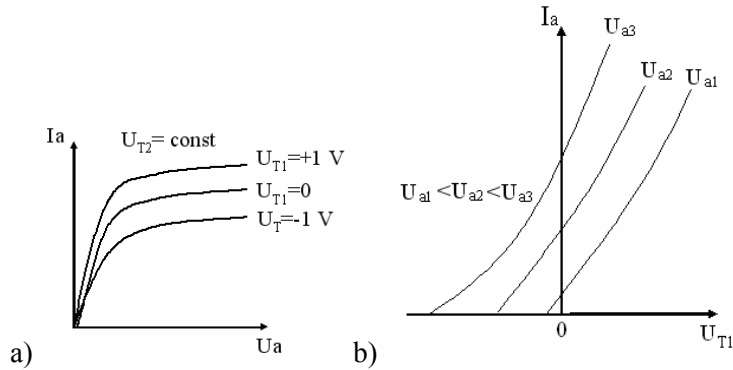


**Şəkil 5.15.** Pentod lampasının dövrəyə daxilədmə sxemi (a), elektrodlar arasında potensialın paylanması (b).

Şəkil 5.15-də pentod lampasının dövrəyə daxilədmə sxemi və elektrodlar arasında potensialın paylanması göstərilmişdir. Şəkildə yük müqaviməti anod dövrəsinə qoşulmuşdur.  $R_e$  rezistoru vasitəsilə

lampanın ekranlayıcı toruna  $E_a$  mənbəyindən anod gərginliyindən kiçik olan gərginlik verilir. C kondensatoru ekranlayıcı tora düşən yükləri yerə verərək torun potensialını sabit saxlamaq üçündür. Şəkil 5.16-də pentodun statik anod və tor xarakteristikaları verilmişdir.

Tezlik xassələrinə görə pentodlar üç qrupa ayrılır: alçaqtezlikli, yüksək tezlikli və geniş tezlik zolaqlı pentodlar. Alçaqtezlikli pentodları gücləndirici qurğuların axırncı kaskadlarında gücün artırılmasında və ilkin kaskadlarda səs tezlikli siqnalların gücləndirilməsində istifadə olunur. Alçaqtezlikli pentodlarda yük müqaviməti üçün optimal qiymət  $R_y \approx 0,1R_i$  seçilir.

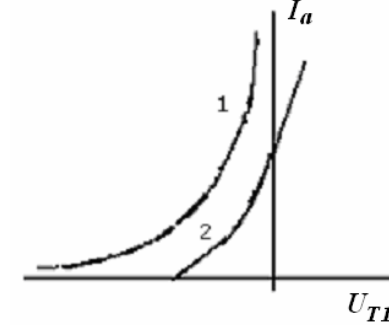


Şəkil 5.16. Pentodun statik anod (a) və tor xarakteristikaları (b).

Yüksək tezliklər oblastında pentod lampalarında sıxlığı böyük olan ekranlayıcı torlardan istifadə etməklə lampanın  $C_{Ta}$  keçid tutumunu əhəmiyyətli dərəcədə azaltmaq (0,003 pF-a qədər),  $R_i$  daxili müqavimətini artırmaq (təxminən bir neçə milyon Om-a qədər) və buna görə də  $\mu_0$  statik gücləndirmə əmsalını xeyli artırmaq (təxminən bir neçə minə qədər) mümkün olur. Belə pentodlardan rezonans gücləndiricilərində yüksək tezlikli siqnalları gücləndirmək üçün istifadə edilir.

Yüksək tezlik gücləndiricilərində siqnalların gücləndirilməsini çox vaxt avtomatik tənzim etmək lazım gəlir. Bu məqsədlə dəyişən diklikli tor xarakteristikalarına malik lampalardan istifadə edilir. Belə

lampalar həmçinin uzadılmış xarakteristikalı lampalar da adlanır. Bu məqsədlə lampanın idarəedici toru dəyişən addımla sarınır. Bu yolla lampanın tor xarakteristikasının dikliyini  $S = 0,1 - 5mA/V$  intervalında dəyişdirmək olur. Şəkil 5.17-də uzadılmış və qısa xarakteristikalı pentod lampaların tor xarakteristikaları göstərilmişdir.



Şəkil 5.17. Pentodun uzadılmış (1 əyrisi) və qısa (2 əyrisi) tor xarakteristikaları.

Gücləndirmə sxemlərində işlədilən pentod lampasının işi triod lampası əsasında §7.2-də baxılan gücləndirici kaskadların işinə oxşardır. Pentod üçün  $R_i \gg Z_y$  şərti ödənildiyindən (7.16) və (7.10) ifadələrindən cərəyana və gərginliyə görə gücləndirmə əmsalları daha sadə şəkllə düşür:

$$K_i = SR_i; \quad K_u = SZ_y \quad (5.36)$$

Anod cərəyanını bir – birindən asılı olmayan bir neçə mənbədən verilən gərginliklər vasitəsilə idarə etmək məqsədilə heptod və ya pentoqrid (beş torlu) elektron lampalarından istifadə edilir.

Yuxarıda göstərilən elektron lampaları ilə yanaşı, radioelektron sxemlərini daha yığcam hazırlamaq məqsədilə bir balonun içərisində bir neçə lampa yığılır. Bunlar mürəkkəb lampalar adlanır. Belə lampalara misal olaraq ikiqat diod, ikiqat triod, diod – pentod, triod – pentod və s. lampaları göstərmək olar.

Elektron lampalarını tətbiq sahələrinə görə aşağıdakı qruplara ayırmaq olar:

Düzləndirici lampalar – bu məqsədlə əsasən diod lampalarından istifadə edilir.

Qəbuledici – gücləndirici lampalar – alçaq və yüksək tezliklərdə gücləndirmədə, detektətmədə və tezlik çeviricilərində istifadə olunur. Detektətmədə əsasən dioddan, gücləndirmədə triod və pentoddan, tezlik çeviricilərindən isə pentod və heptodlardan istifadə edilir.

Generator lampaları – güclü elektromaqnit rəqsləri generasiya etmək məqsədilə işlədilir. Bunlar xüsusi konstruksiyalı triod, tetrod və pentod lampalarıdır.

Böyük güclü gücləndirici lampalar – radioverici qurğularda alçaq tezlikli modullaşdırıcı siqnalları gücləndirmək üçün istifadə edilir. Bu məqsədlə triod və tetrod lampaları işlədilir.

İfrat yüksək tezlikli (İYT) siqnalların generasiyasında və gücləndirilməsində istifadə olunan xüsusi konstruksiyalı elektrovakuum cihazları – buraya klistronlar, maqnetronlar, qaçan dalğa lampaları və s. daxildir.

#### § 5.4. Elektron – şüa boruları

Katodundan çıxan elektron seli elektrik və ya maqnit sahəsinin təsiri ilə nazik dəstə (şüa) şəklinə salınan elektron cihazları elektron-şüa boruları adlanır. Bu növ cihazlara elektron ossiloqraflarında işlədilən elektron-şüa boruları, televiziya boruları (kineskoplar) və s. daxildir.

Elektron - şüa borularında şüanı təşkil edən elektronlar borunun daxili səthinə çəkilmiş lüminofor maddənin atomlarını həyəcanlandırır və bu atomlar normal hala qayıtdıqda işıq kvantları şüalandırır. Nəticədə ekranda elektron dəstəsinin hərəkət etdiyi trayektoriya boyunca işıqlı iz alınır. Bu iz elektron dəstəsinin idarə edən gərginlik və ya cərəyanın zamana görə dəyişilməsini xarakterizə edir. Elektron-şüa borularını elektron dəstəsinin yaradılması və idarə edilməsi üçün tətbiq olunan sahənin növünə görə iki qrupa ayırmaq olar; şüanın fokuslanması və idarə olunması üçün elektrostatik sahədən istifadə olunan borular və elektromaqnit fokuslandırma və idarəetməyə malik borular. Burada elektrostatik sahədən istifadə olunan borular haqqında qısa məlumat verilir. Belə elektron – şüa

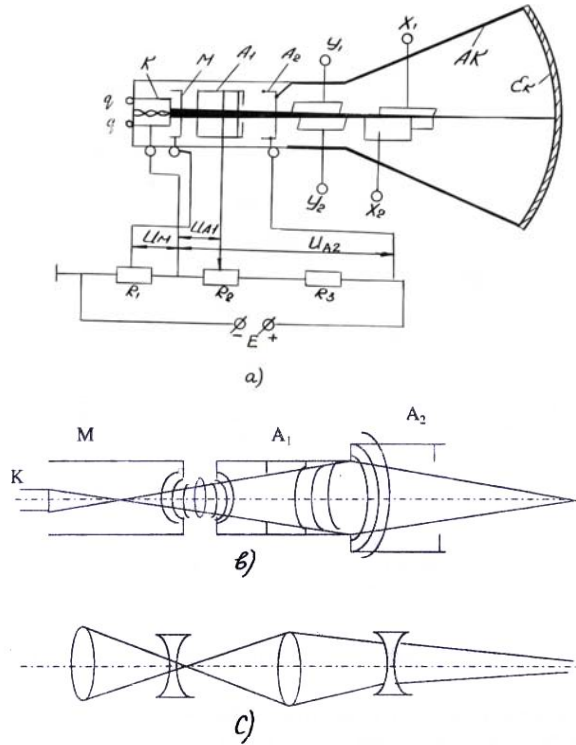
borusunun sxemi şəkil 5.18, a-da göstərilmişdir.

Boru, içərisində yüksək vakuum ( $P \approx 10^{-6} - 10^{-7}$  Pa.) yaradılmış şüşə balondan ibarətdir. Onun daxilində K – katod, M – modulyator (idarəedici elektrod), və elektron dəstəsinin (şüanı) sürətləndirmək və fokuslamaq üçün işlədilən anodlar, elektron dəstəsinin idarə edən qarşılıqlı perpendikulyar müstəvilərdə yerləşmiş iki cüt üfüqi və şaquli istiqamətlərdə meyletdirici X və Y lövhələri yerləşdirilmişdir. Borunun lüminoforla örtülmüş  $E_k$  konusvarı hissəsi onun lüminessensiyaedici ekranıdır. Ekran üzərinə yığılan elektronları kənar etmək məqsədilə borunun ekrana yaxın hissəsi cərəyan keçirən qrafit təbəqə – akvadaqla (AK) örtülür (əks halda ekran bu elektronlar hesabına çox yüksək gərginliyə qədər yüklənə bilər). Bu təbəqə ilkin elektronların təsiri ilə ekrandan ikinci elektron emissiyası nəticəsində çıxan elektronları da yerə ötürərək ekranın yüklənməsinin qarşısını alır.

Elektron mənbəyi olaraq, adətən, qızdırılan oksid katodu işlədilir.  $A_1$  anodu fokuslayıcı,  $A_2$  anodu sürətləndirici funksiyaları yerinə yetirir. Modulyatora verilən gərginliyi dəyişməklə elektron dəstəsinin intensivliyini (ekranda ləkənin parlaqlığını) tənzim etmək olur. Katod, onu əhatə edən M modulyatoru,  $A_1$  və  $A_2$  anodlar sisteminə birlikdə elektron proyektoru və ya elektron «topu» deyirlər. Bu sistemdə elektronlar sürətləndirilir və fokuslandırılır. Projektorda elektrostatik sahənin fokuslayıcı təsiri şəkil 5.18, b-də göstərilmişdir. Elektrodlar arasında yaradılan elektrostatik sahə iki elektron linzası əmələ gətirir. Bu linzaların optik analoqu (iki optik linza) şəkil 5.18, c-də verilmişdir.

Birinci elektron linzası M- modulyatoru ilə  $A_1$ - anodu arasındakı sahə ilə yaradılır. Bu linza katoddan çıxan elektronlar dəstəsinin birinci fokusuna toplayır. Burada katod ucunun kiçildilmiş xəyalı alınır. İkinci linza  $A_1$  və  $A_2$  anodları arasındakı sahə tərəfindən yaradılır. Bu linza elektronların birinci fokusdan sonra dağılan istiqamətdə olan trayektoriyalarını yenidən sındırır və onları ekran üzərində ikinci fokusda toplayır. Şəkildən görüldüyü kimi, öz qabarıqlığı ilə katoda doğru yönələn ekvipotensial səthlərin elektron trayektoriyalarına təsiri, iki tərəfi qabarıq linzanın işıq şüalarına göstərdiyi təsir kimidir. Ekvipotensial səthlərin katoda öz çöküklüyü ilə yönəldiyi hissədə onların səpici təsiri iki tərəfi çökük optik linzanın təsirinə bənzəyir.

Sahənin konfigurasiyası elə seçilir ki, linzalar sisteminin toplayıcı təsiri səpici təsirindən üstün olsun.



**Şəkil 5.18.** Elektron-şüa borusunun sxemi (a), boruda şüanın yolu (b) və onun optik analoqu (c).

Anodların potensiallarını tənzimləməklə elektron dəstəsinin bir yerə toplanma dərəcəsini və ekranda işıqlı ləkənin ən yaxşı fokuslanmasını almaq olar. A<sub>2</sub> - nin katoda nəzərən potensialı eyni zamanda elektron dəstəsinin son sürətini təyin edir. Elektron – şüa borularında birinci anodun potensialı  $U_1 \approx 250 - 500V$ , ikinci anodunkusa  $U_2 \approx 1000 - 2000V$  tərtibində götürülür.

Elektron – şüa borularının əsas parametrlərindən biri onun

həssaslığıdır. Həssaslıq – meyletdirici gərginliyin 1V dəyişməsində işıq ləkəsinin ekranda millimetrlərlə ifadə olunan yerdəyişmə məsafəsi ilə təyin olunur:  $j=L/U$  (mm/V).

Elektron – şüa borusunun həssaslığını artırmaq üçün meyletdirici lövhələrin konfigurasiyasını və ölçülərini dəyişmək lazımdır. Elektron-şüa borularının ekranı üçün lüminefor kimi sink sulfid, sinklə kadmium ərintiləri, sink silikat (villemitt), mis, gümüş və digər metal aşqarları ilə aktivləşdirilmiş kalsium və kadmium volframatları tətbiq olunur. Lüminefor, şüalanmanın tələb olunan rəngi, işıq vermə və elektron dəstəsinin təsiri kəsildikdən sonra xəyalın işıqlanma müddəti (sonradan işıqlanma müddəti) nəzərə alınmaqla seçilir. Məsələn, vizual müşahidə üçün sarı – yaşıl işıqlanmaya malik lümineforlardan istifadə etmək əlverişlidir (göz belə şüalanmaya ən çox həssasdır). Mavi işıq, fotoemulsiyaya daha aktiv təsir etdiyindən, prosesin fotosəklini almaq üçün mavi işıqlanmaya malik ekranlardan istifadə olunur.

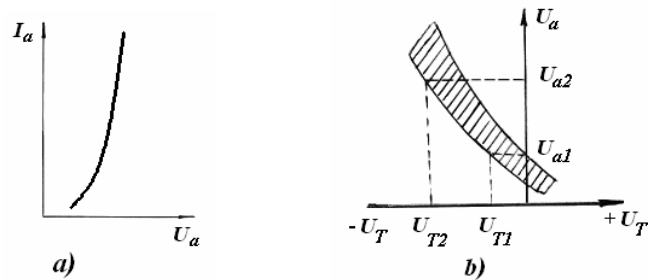
## § 5.6. İon cihazları

İş prinsipi qazlarda və yaxud civə buxarlarında baş verən müxtəlif növ elektrik boşalmalarında gedən proseslərə əsaslanan cihazlar qaz boşalmalı cihazlar, yaxud ion cihazları adlanır. İon cihazlarında adətən, təsirsiz qazlar və onların qarışıqlarından, həmçinin civə buxarından və hidrogendən istifadə edilir. İon cihazlarının çoxlu növləri vardır. Bu cihazlarda alovuz (səyriyən), qövs, qığılcım və tacşəkilli boşalmalardan istifadə olunur. Qazla doldurulmuş ikielektrodlu lampadan keçən cərəyanın onun elektrodları arasındakı potensial fərqi qədər asılılığı mürəkkəb xarakterə malikdir (şəkil 5.19).

Belə statik VAX-1 e.h.q. mənbəyi, aktiv müqavimət və ion cihazı ardıcıl qoşulmuş dövrədə müqaviməti dəyişməklə almaq olar. Xarakteristikada aşağıdakı xarakterik oblasları ayırmaq olar: O<sub>a</sub> – hissəsində cərəyan çox kiçik qiymətə ( $10^{-15} - 10^{-12}A$ ) malikdir və bu hissə qeyri-müstəqil boşalmaya uyğundur. Gərginlik  $U_{al}$  alışma potensialına çatdıqda lampada alovuz (səyriyən) boşalma baş verir; cihazda gərginlik düşgüsü azalır, cərəyan isə  $10^{-3} - 10^{-1}A$ -ə qədər artır (xarakteristikanın bc hissəsi). Gərginlik və cərəyan müəyyən



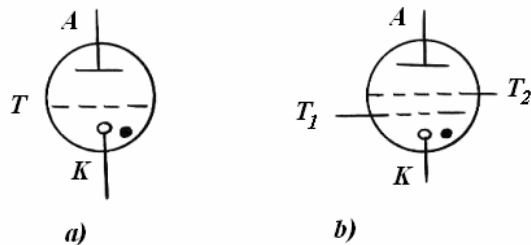




**Şəkil 5.21.** Tiratronun VAX (a) və işə salınma (b) xarakteristikaları.

Praktikada soyuq katodlu alovsuz qazboşalmalı tiratronlardan da istifadə edilir ki, bu ion cihazlarında bir və ya bir neçə idarəedici tor vasitəsilə boşalmanın başlanma anı idarə edilir. Cihazın balonu bir neçə yüz Pa təzyiqlə malik neon və arqon qazlarının qarışığı ilə doldurulur.

Tiratronlar alovsuz boşalmanın başlanma anının idarə olunması üsuluna görə iki qrupa ayrılır: cərəyanla idarə olunan tiratronlar və elektrostatik sahə ilə idarə olunan tiratronlar. Soyuq katodlu tiratronların şərti işarələri şəkil 5.22-də göstərimişdir.



**Şəkil 5.22.** Soyuq katodlu üçelektrodlu (a) və dördelektrodlu (b) tiratronların şərti işarələri.

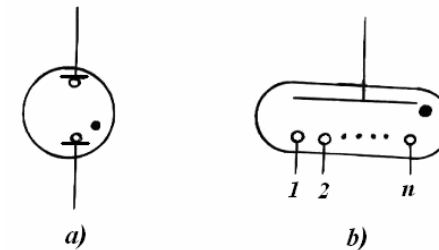
Cərəyanla idarə olunan tiratronlarda katod-anod aralığında boşalmanın  $U_b$  baş vermə gərginliyi katod-tor arasında yaradılmış boşalmaya uyğun cərəyandan asılı olur. Bu cərəyan böyük olduqca  $U_b$  kiçilir.

Boşalma anının elektrostatik yolla idarə olunması çoxelektrodlu tiratronlarda tətbiq edilir. Şəkil 5.22, b-də TX4B tipli soyuq katoda, iki tora və anoda malik dördelektrodlu tiratronun şərti işarəsi göstərilmişdir.

İdarəedici gərginliyin kiçik qiymətə malik olması və giriş müqavimətinin böyük olması kimi mühüm xassələrə malik çoxelektrodlu alovsuz boşalmalı ion cihazları kiçik sabit cərəyanların ( $10^{-10}$  -  $10^{-11}$  A) ölçülməsində və bir çox başqa sahələrdə geniş tətbiq edilir.

Soyuq katodlu ion cihazlarının bir qrupunu da s i q n a l l a m p a l a r ı təşkil edir (şəkil 5. 23).

Bu cihazlar iki elektrodan ibarət olub, elektrik siqnallarının görünən işıqla müşahidə olunmasına imkan verir. Cihazlarda əsasən qırmızı işıqlanma verən neon qazından (bu cihazlar neon lampaları da adlanır), bəzən də narıncı – qırmızı işıq verən az miqdarda arqon daxil edilmiş neon – helium qarışığından istifadə edilir. Siqnal lampaları kiçiktezlikli relaksasiya rəqslərinin generasiya edilməsində, vaxt relələrində, elektrik siqnallarının işıqla müşahidə olunmasında və s. sahələrdə istifadə edilir.

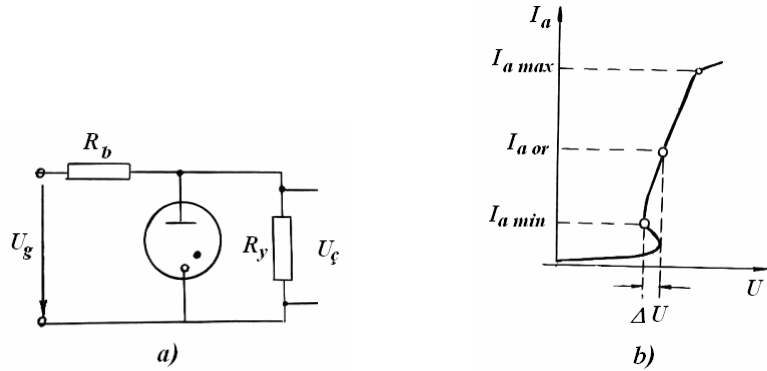


**Şəkil 5.23.** Siqnal lampaları (a) və rəqəm indikatorlarının (b) şərti işarələri.

Siqnal lampalarının xüsusi bir qrupu r ə q ə m i n d i k a t o r l a r ı d ır (şəkil 5.23, b). Bunlara dekatronlar da deyirlər. Bu cihazların katodları müəyyən rəqəmlər, işarələr, hərfilər və s. şəkildə hazırlanır. Katodlardan biri ilə anod arasında alovsuz boşalma baş verdikdə katodun yaxınlığında onun şəklini təkrarlayan işıqlanma oblastı yaranır. Xarici çevirici qurğu vasitəsilə boşalmanı başqa elektrodlar arasında yaratmaqla, müxtəlif rəqəmlər və ya işarələr almaq olur. Belə cihazlar elektrik və digər fiziki

kəmiyyətlərin rəqəm şəklində vizual müşahidə olunmasına imkan yaradır.

Müstəqil alovuz boşalmada gərginlik düşgüsünün sabit qalmasından gərginliyin stabilizasiyasında istifadə edilir. Belə cihazlar qaz boşalmalı stabilizatorlardır. Stabilizatorlar parametrik gərginlik stabilizatorlarının əsas elementidir. Şəkil 5.24–də parametrik stabilizatorun sxemi və onun volt-ampere xarakteristikası verilmişdir.

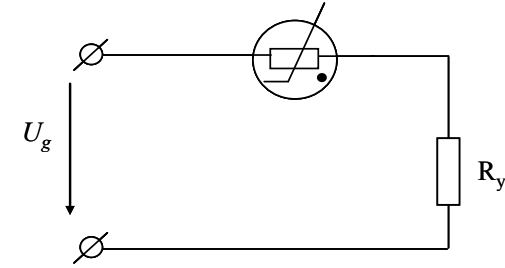


Şəkil 5.24. Qazboşalmalı stabilizatorun sxemi (a) və stabilizatorun VAX-1 (b).

Stabilizator qazın növü və elektrodların materialı ilə seçilir ki, normal katod düşgüsü rejimində stabilizatorun sıxaclarındakı gərginlik tələb olunan stabilizasiya gərginliyə bərabər olsun. Qeyd edək ki, elektron texnikasında parametrik gərginlik stabilizatoru ilə yanaşı daha mürəkkəb stabilizatorlar – elektron kompensasiya stabilizatorları sxemləri də mövcuddur.

Praktikada cərəyanın stabilizasiyası üçün baretter adlanan cihazdan istifadə olunur. Cərəyan stabilizatorları mənbəyin gərginliyi, yaxud yük müqaviməti dəyişdikdə yükə keçən cərəyanı sabit saxlamağa imkan verən cihazlardır. Baretter hidrogen qazı ilə doldurulmuş şüşə balonun içərisində yerləşdirilən dəmir və ya volfram telindən ibarətdir. Baretterin şərti işarəsi və dövrəyə qoşulma sxemi şəkil 5.25 – də göstərilmişdir.

Şəkildən görüldüyü kimi, baretter dövrəyə  $R_y$  müqaviməti ilə ardıcıl qoşulur. Giriş gərginliyinin hər hansı bir səbəbə görə artması dövrədən keçən cərəyanın artmasına səbəb olur ki, bu da uyğun olaraq baretter müqavimətinin artmasına gətirir və nəticədə yük müqavimətindən keçən cərəyan sabit qalır. Baretterdə telin ölçüləri və hidrogenin təzyiqi ilə seçilir ki, telin qızması nəticəsində müqavimətin artımı, cihazda gərginlik düşgüsünün artması ilə mütənasib olsun.



Şəkil 5.25. Baretterin dövrəyə qoşulma sxemi.

Belə olduqda baretterlə ardıcıl qoşulmuş yük müqavimətindən keçən cərəyan sabit qalır. Baretterdə dəmir və ya volfram telindən istifadə olunması bu metallar üçün müqavimətin temperatur əmsalının kifayət qədər böyük olması ilə əlaqədardır. Balonun hidrogenlə doldurulması isə bu qazın böyük istilik keçirmə xassəsinə malik olması ilə bağlıdır. Cihazda hidrogenin təzyiqi  $5 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^4$  Pa intervalında götürülür. Baretterlər elektron lampalarının közərmə telini qidalandıran dövrlərdə geniş tətbiq edilir.

### § 5.6. Elektrovakuum və ion cihazlarının markalanması

Keçmiş SSRİ-də istehsal olunan elektrovakuum cihazları üçün dörd elementdən ibarət markalanma (nişanlanma) sistemi qəbul edilmişdir. **Qəbuledici-gücləndirici elektron lampalarının markalanmasında:**

**Birinci element** – katodu qızdırmaq üçün lazım gələn voltlarla ifadə olunmuş gərginliyin yuvarlaqlaşdırılmış qiymətini göstərən ədəddir.

Elektron – şüa borularında isə birinci element ekranın diametrini və ya diaqonalını (sm-lə) göstərir.

İ k i n c i e l e m e n t – cihazın növünü göstərən hərfdir: D- diod, X- ikiqat diod, Ü- kenotron, S – triod, N- ikiqat triod, G – tetrod, P – çıxış kaskadlarında işlədilən güclü pentod və şüalı tetrod, J, K– uyğun olaraq qısa və uzadılmış tor xarakteristikalı yüksək tezliklərdə işlədilən pentodlar, B –diod – pentod, F – triod – pentod, R – ikiqat tetrod və pentod, V – ikinci elektron emissiyalı lampa, A – heptod və ya pentoqid.

Elektron – şüa borularında ikinci element iki hərfdən ibarətdir. LO– elektron dəstəsi elektrostatik sahə vasitəsilə idarə olunan elektron – şüa boruları, LM – elektron dəstəsi elektromaqnit sahə ilə idarə olunan elektron - şüa boruları.

Ü ç ü n c ü e l e m e n t – verilmiş növ cihazın istehsalına uyğun sıra nömrəsini göstərən ədəddir.

D ö r d ü n c ü e l e m e n t – cihazın konstruktiv hazırlanma xarakterini göstərən hərfdir: S – şüşə örtüklü, diametri 22,5 mm-dən böyük, P – şüşə örtüklü, miniatür (barmaq şəkilli), diametri 19 – 22,5 mm, A, B, Q – şüşə örtüklü, ifrat miniatür (diametrləri uyğun olaraq 5 – 8, 8 – 10,2 və 10,2 mm-dən böyük olan), N – metal – keramik örtüklü miniatür və ifrat miniatür, K – keramik örtüklü. Qeyd edək ki, metal örtüklü lampalarda dördüncü element yazılmır.

Elektron – şüa borularında dördüncü element lümineforun növünü göstərən hərfdir.

Bu elementlərdən başqa, lampanın xüsusi xassələrini göstərən əlavə element – hərf daxil edilir: V – yüksək etibarlı və mexaniki dözümlü, KV – yüksək etibarlı və uzunömürlü, İ – impuls rejimində işləyən və s.

Misal üçün, bir neçə elektrovakuum cihazının markalanmasını oxuyaq: 6D6B – katodu qızdırmaq üçün lazım gələn gərginlik 6,3 V olan, ifrat miniatür diod lampası, 6N18P – katoduna 6,3 V gərginlik verilən, 18-ci istehsal nömrəli, balonu şüşədən hazırlanmış, miniatür ikiqat triod, 6K4 – katoduna 6,3 V gərginlik verilən, metal örtüyə malik, uzadılmış xarakteristikalı yüksək tezlikli pentod, 5LO55B – ekranının diametri 5 sm olan, elektron dəstəsi elektrostatik sahə ilə idarə olunan və impuls rejimində işləyən elektron – şüa borusu.

**İon cihazlarının markalanması** üç elementdən ibarətdir:

B i r i n c i e l e m e n t – ion cihazının növünü göstərən iki hərf, SN – neon qazı ilə doldurulmuş siqnal lampaları, İN- içərisində neon qazı olan indikator lampaları, SQ-qazboşalmalı stabiltron, VQ-düzləndirici qazatron, TX – soyuq katodlu tiratron, TQ -közərdilən katodlu tiratron.

İ k i n c i e l e m e n t – verilmiş növ cihazın istehsalına uyğun sıra nömrəsini göstərən ədəddir.

Ü ç ü n c ü e l e m e n t – ion cihazının konstruktiv hazırlanmasını göstərən hərf olub, elektron cihazlarının markalanmasında dördüncü elementlə eynidir.

Misal üçün bir neçə ion cihazının markalanmasını oxuyaq: SQ4P – örtüyü şüşədən hazırlanmış, miniatür, qazboşalmalı stabiltron, TX4B – örtüyü şüşədən hazırlanmış, ifrat miniatür, soyuq katodlu tiratron və s.

## VI FƏSİL

### YARIMKEÇİRİCİ CİHAZLAR

Yarımkeçirici cihazlar müasir radioelektron qurğuların əsas element bazasını təşkil edir. Bunlar kiçik ölçü və kütləyə malik olması, közərdilmə dövrlərinin lazım olmaması və etibarlılığı ilə elektrovakuum cihazlarından əhəmiyyətli dərəcədə fərqlənir. Bu cihazlar sinfinə müxtəlif yarımkeçirici diodlar, tranzistorlar, tiristorlar və s. daxildir. Bunların iş prinsipi yarımkeçiricilərdə baş verən elektrofiziki proseslərə əsaslanır. Hazırda istifadə olunan yarımkeçirici cihazlar, əsas etibarilə silisium (Si), germanium (Ge) selen (Se) və s. kimi elementar yarımkeçirici materiallardan və qalium arsenid (GaAs), silisium karbid (SiC), kadmium sulfid (CdS) və s. kimyəvi birləşmələrdən hazırlanır. Yarımkeçiricilər, məlum olduğu kimi, başqa materiallardan elektrik keçiriciliyi, kristalların energetik halı, elektrik xassələrinin temperatur, şüalanma və digər xarici təsirlərdən özünəməxsus asılılığı ilə fərqlənir. Yarımkeçirici materialların elektrofiziki xassələrini dəyişməklə onların əsasında hazırlanmış cihazlarda elektrik cərəyanını idarə etmək olur.

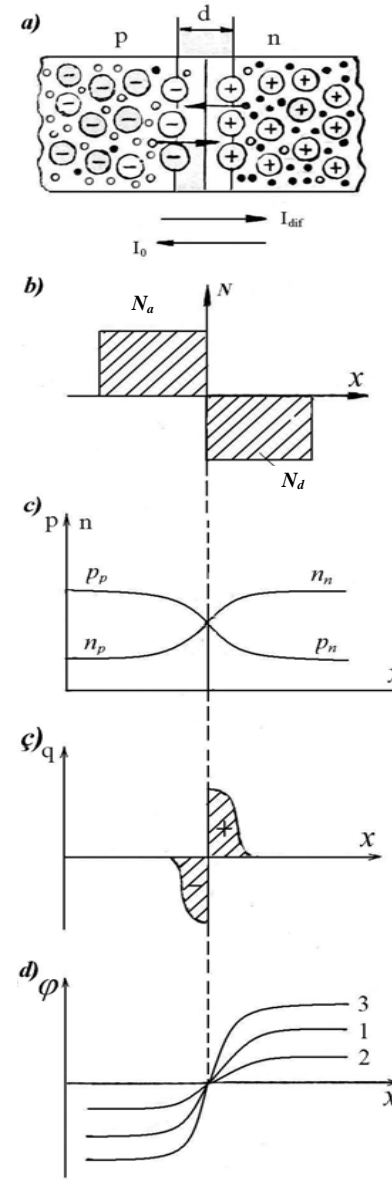
Qeyd etmək lazımdır ki, yarımkeçirici cihazların bir sıra üstünlükləri ilə yanaşı, bəzi çatışmayan cəhətləri də vardır. Bunlara misal olaraq cihazın parametrlərinin temperaturdan asılı olmasını, kiçik giriş müqavimətlərə malik olmalarını, hazırlanma texnologiyasının mürəkkəbliyini və s. göstərmək olar. Elektron lampalarında isə göstərilən nöqsanlar, demək olar ki, mövcud deyil. Odur ki, yarımkeçirici cihazlarını elektrovakuum cihazlarına qarşı qoymaq lazım deyil; bu iki sinif cihazların hərəsinin öz tətbiq sahələri vardır və bunlar müəyyən mənada bir-birini tamamlayır.

Bu fəsildə müxtəlif növ yarımkeçirici cihazların iş prinsiplərinə, əsas parametrlərinə və eləcə də onların elm və texnikada tətbiqinin bəzi xüsusiyyətlərinə baxılacaqdır.

#### § 6.1. Elektron-deşik keçidi

Əksər yarımkeçirici cihazların və inteqral mikrosxemlərin əsasını elektron – deşik keçidi təşkil edir.

Elektron-deşik, yaxud  $p-n$  keçidi yarımkeçirici kristalın biri



Şəkil 6.1.  $p-n$  keçidi və onun xarakteristikaları

elektron ( $n$ -tip), digəri isə deşik keçiriciliyinə ( $p$ -tip) malik olan iki oblast arasındakı nazik kontakt təbəqəsinə deyilir. Belə təbəqələri, ilkin materialları seçmək və bu materialları müxtəlif texnoloji üsullarla işləməklə və onlara başqa elementin aşqar atomlarını daxil etməklə əldə edirlər. Aşqarları materiallara bir neçə üsulla daxil etmək olar: bir element parçasını digər element parçası ilə birlikdə əridib bitişdirmə prosesində aşqar atomlarının diffuziyası ilə; termik işlənilməsi prosesində aşqar atomlarının əsas maddənin kristal quruluşuna diffuziyası ilə və s.

$p-n$  keçidi aşqar atomlarının konsentrasiyasına görə simmetrik və geyri-simmetrik, kəskin və müntəzəm ola bilər. Belə keçidlər eyni növ materiallar arasında (monokeçid) və eləcə də qadağan olunmuş zolağın eni eyni olmayan müxtəlif materiallar arasında (heterokeçid) yaradıla bilər.  $p-n$  keçidi bir sıra mühüm xassələrə malikdir: birtərəfli (unipolyar) elektrik keçiriciliyi, keçid tutumun qeyri-xətti qanunla dəyişməsi, elektrik cərəyanının müxtəlif xarici təsirlərdən – temperaturdan, şüalanmadan,

maqnit və elektrik sahələrindən asılı olması və i. a.

**p-n** keçidinə malik yarımkeçirici şəkil 6.1, *a*-da göstərilmişdir. Onun bir hissəsi donor aşqar atomları daxil edildiyindən elektron keçiriciliyinə (*n*-tip), digər hissəsi isə akseptor aşqar atomları ilə zənginləşdirildiyindən deşik (*p*-tip) keçiriciliyinə malikdir. Məsələn, Ge və Si kristallarında Sb, As elementləri donor, İn və Ga elementləri akseptor rolunu oynayır. Akseptor atomları əsas materialın (məsələn, Ge, Si) atomlarından elektronlar qəbul edərək mənfi ionlara, donor atomları isə elektron itirərək müsbət ionlara çevrilir. Şəkildə bu ionlar uyğun olaraq içərisində “ - ” və “ + ” işarələri olan dairələrlə göstərilmişdir. Əsas materialın atomları şəkildə göstərilməmişdir. *n*-tip yarımkeçiricidə əsas yükdaşıyıcıları olan elektronların (şəkildə kiçik qara dairələr) konsentrasiyası  $n_n$  və *p*-tip yarımkeçiricidə əsas yükdaşıyıcıları olan deşiklərin (şəkildə kiçik açıq dairələr) konsentrasiyası isə  $p_p$  olsun. *p* oblastında qeyri-əsas yükdaşıyıcıların konsentrasiyasını  $n_p$  və *n* oblastında geyri-əsas yükdaşıyıcıların konsentrasiyasını isə  $p_n$  ilə işarə edək. Aydındır ki, həmişə  $p_p \gg n_p$  və  $n_n \gg p_n$  olur.

*p* və *n* oblastların sərhədində aşqar atomların konsentrasiyaları kəskin dəyişən, simmetrik *p-n* keçidində baş verən fiziki prosesləri araşdıraraq (şəkil 6.1, *b*). Belə keçid yuxarıda göstərilən birinci üsulla, yəni iki müxtəlif keçiriciliyə malik materialları birlikdə əritməklə almaq olar. Simmetrik *p-n* keçidində  $N_a$  – akseptor və  $N_d$  – donor aşqar atomların konsentrasiyaları eyni olduğundan, bu oblastlarda əsas yükdaşıyıcıların konsentrasiyaları da bir-birinə bərabər olur, yəni  $n_n = p_p$ . *p* oblastında deşiklərin, *n* oblastında isə elektronların konsentrasiyaları çox olduğundan *p*-dən *n*-ə deşiklər, *n*-dən *p*-yə isə əksinə, elektronlar diffuziya olunmağa başlayır və istiqaməti deşiklərin hərəkəti istiqamətində olan diffuziya cərəyanı yaranır:  $\dot{I}_{dif} = \dot{I}_{p\ dif} + \dot{I}_{n\ dif}$ . Kontaktdan keçən əsas yükdaşıyıcılar onların keçdikləri oblastlarda qeyri-əsas yükdaşıyıcılara çevrilir və bu oblastlardakı əsas yükdaşıyıcılarla rekombinasiya olunur. Bu proseslər nəticəsində kristalın elektrik neytrallığı pozulur; *p* oblastının sərhədində kompensasiya olunmamış mənfi akseptor ionları, *n* oblastının sərhədində isə kompensasiya olunmamış müsbət donor ionları qalır. Bunlara bağlı həcmi yüklər deyirlər. *p-n* keçidinin sərhədində bu həcmi yüklər çox nazik ( $\approx 1$  mkm) qalınlıqlı yüklərin ikiqat təbəqəsini əmələ

gətirir. Bu təbəqədə yüklərin rekombinasiyası nəticəsində mütəhərrik yükdaşıyıcıların konsentrasiyası azalır, buna uyğun olaraq təbəqənin müqaviməti artır. Yükdaşıyıcılarla “yoxsullaşmış” bu təbəqəyə **bağlayıcı təbəqə** deyilir.

*p* və *n* oblastlarının kontaktında həcmi yüklərin ikiqat təbəqəsi keçiddə potensial çəpər adlanan  $\varphi$  potensiallar fərgini yaradır (şəkil 6.1, *d*-də *I* əyrisi). Bu potensiallar fərqinin yaratdığı elektrik sahəsinin intensivliyi əsas yükdaşıyıcıların hərəkətinin əksinə, qeyri-əsas yükdaşıyıcıların isə hərəkəti istiqamətində yönəlmiş olur. Tarazlıq halında potensial çəpərin hündürlüyü (kontakt potensiallar fərqi) elə olur ki, bu əsas və qeyri-əsas yükdaşıyıcıların yaratdıqları cərəyanların fərqi ilə təyin olunan *I* -tam cərəyan sifra bərabər olur.

*p-n* keçidin eni elə bu mənfi və müsbət həcmi yüklərin təşkil etdiyi təbəqələrin qalınlıqları cəminə bərabər olur. Puasson tənliyinə görə kəskin simmetrik *p-n* keçidinin eni:

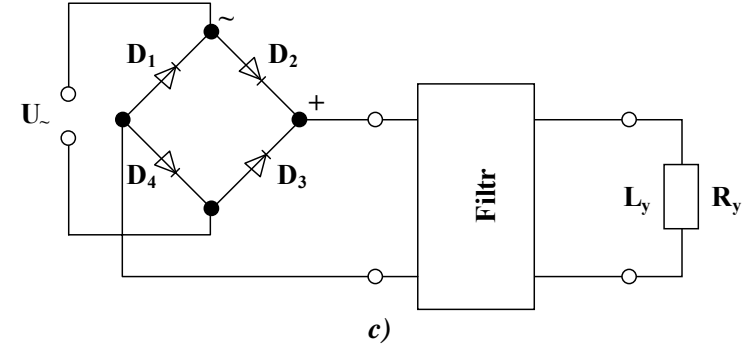
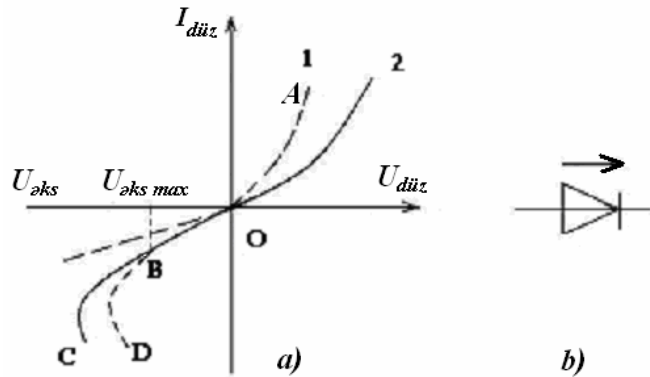
$$d = d_n + d_p \approx \left[ \frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_k}{q} \left( \frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) \right]^{1/2} \quad (6.1)$$

Burada  $d_p$  və  $d_n$  akseptor və donor ionlarının toplandığı kontaktətrafi təbəqələrin eni,  $\varepsilon_0 = 8,8510^{-12}$  F/m – elektrik sabiti,  $\varepsilon$  - yarımkeçirici maddənin dielektrik nüfuzluğu,  $U_k$  – kontakt potensiallar fərqi,  $N_a$  və  $N_d$  – uyğun olaraq akseptor və donor aşqarlarının konsentrasiyalarıdır.

Düsturdan göründüyü kimi, eyni bir *p-n* keçidi üçün bağlayıcı təbəqənin qalınlığı müxtəlif amillərdən asılıdır. Aşqarların konsentrasiyasını artırmaqla bu təbəqənin enini sonsuz azaltmaq olar. Kontakt potensiallar fərqinin yaratdığı elektrik sahəsi əsas yükdaşıyıcıların keçiddən keçməsinə tormozladığı halda, keçidin yaxınlığında əmələ gələn qeyri-əsas yükdaşıyıcıları sürətləndirərək, qonşu oblastlara keçirir. Beləliklə,  $n_p$  və  $p_n$  qeyri-əsas yükdaşıyıcıları əsas yüklərin diffuziya cərəyanının əksinə yönəlmiş  $\dot{I}_0$  dreyf cərəyanı yaradır. Bu cərəyan kristalın temperaturu ilə əlaqədar olduğundan **istilik**, yaxud **əks cərəyan** adlanır. Deməli, ümumi halda *p-n* keçidindən  $\dot{I} = \dot{I}_{dif} - \dot{I}_0$  olan cərəyan keçir. Xarici təsirlər olmadıqda diffuziya cərəyanı dreyf cərəyanı ilə tarazlaşır və *p-n* keçidindən keçən ümumi cərəyan  $\dot{I} = 0$  olur. Bu hal yüklərin **dinamik taraz**

z l ı q h a l ı n a u y ğ u n d u r .

İndi də  $p-n$  keçidinə malik yarımkeçirici kristala xarici e.h.q. mənbəyi qoşaq. Aydındır ki, xarici mənbədən verilən gərginliyin hamısı praktiki olaraq  $p-n$  keçidinə düşür; belə ki, keçidin müqaviməti kristalın qalan müqavimətinə nəzərən böyükdür. Xarici sabit gərginlik mənbəyini  $p-n$  keçidinə iki yolla – düz və əks istiqamətlərdə qoşmaq olar. Düz istiqamətdə qoşulmada yarımkeçirici kristalın  $p$ -oblastını mənbəyin müsbət qütübünə,  $n$ -oblastını isə mənfı qütübünə birləşdirmək lazımdır. Bu vaxt xarici elektrik sahəsi daxili sahənin əksinə yönəlmiş olduğundan onu zəiflədir, potensial çəpərin hündürlüyü və bağlayıcı təbəqənin enini azaldır (şəkil 6.1,ç-də 2 əyrisi),  $p$ -oblastından  $n$ -ə deşiklər,  $n$  oblastından  $p$ -yə isə elektronlar injeksiya olunur. Bu proses nəticəsində hər iki oblastda qeyri-əsas yükdaşıyıcıların konsentrasiyası kəskin artır. Nəticədə  $p-n$  keçidindən kifayət qədər böyük cərəyan keçir. Xarici gərginlik düz istiqamətdə qoşulduqda keçiddən keçən bu cərəyan  $d ü z c ə r ə y a n$  adlanır. Gərginlik artdıqca düz cərəyan eksponensial olaraq artır (şəkil 6.2, a-da VAX-ın  $OA$  hissəsi). Xarici gərginlik mənbəyinin mənfı qütübünü  $p$ -oblastına, müsbət qütübünü  $n$ -oblastına qoşduqda isə xarici elektrik sahəsinin istiqaməti  $p-n$  keçidinin daxili elektrik sahəsi isə üst-üstə düşür; potensial çəpərin hündürlüyü artır (şəkil 6.1, ç-də 3 əyrisi), bağlayıcı təbəqənin eni və uyğun olaraq onun müqaviməti artır. Nəticədə əsas yükdaşıyıcıların bir oblastdan digər oblasta keçməsi, demək olar ki, kəsilir.  $p-n$  keçidindən keçən əks cərəyan keyli kiçik olur (şəkil 6.2, a-da VAX-ın  $OB$  hissəsi).



**Şəkil 6.2.** İdeal  $p-n$  keçidinin (1 əyrisi) və düzləndirici diodun (2 əyrisi) volt-ampər xarakteristikaları (a), düzləndirici (b) diodun işarəsi, körpü sxemli düzləndirici (c).

Beləliklə,  $p-n$  keçidin VAX qeyri-xətti olub, asimmetrik xarakter daşıyır, başqa sözlə, keçid bir istiqamətli keçiricilik xassəsinə malikdir. Ümumi halda ideal  $p-n$  keçidinin VAX-ı aşağıdakı analitik funksiya ilə approksimasiya etmək olar:

$$I = I_0 \left( e^{eU/kT} - 1 \right) \quad (6.2)$$

Burada  $U$  – keçidə tətbiq olunan xarici gərginlik,  $I_0$  – keçiddən keçən əks cərəyan,  $T$  – temperaturdur.

Keçidə gərginlik düz istiqamətdə verildikdə, yəni  $U > 0$  olduqda (6.2) ifadəsində  $U$  artdıqca eksponensial hədd sürətlə artır ( $e^{eU/kT} \gg 1$ ) və keçiddən  $I = I_0 e^{eU/kT}$  olan düz cərəyan keçir. Əks gərginliklərdə, yəni  $U < 0$  olduqda  $U$  artdıqca eksponensial hədd sıfıra yaxınlaşır və  $p-n$  keçidindən keçən cərəyan praktiki olaraq əks cərəyana bərabər olur ( $I = -I_0$ ).

$p-n$  keçidinin tutumu.  $p-n$  keçidli yarımkeçirici kristala lövhələri  $p$  və  $n$  oblastlarından təşkil olunmuş kondensator kimi baxmaq olar.  $p-n$  keçidi b a r y e r t u t u m u və d i f f u z i y a t u t u m u adlanan tutumlara malikdir. Baryer tutumu  $p$  və  $n$  oblastlarının kontaktında ikiqat təbəqənin yaranması ilə əlaqədardır:  $C_b = dq/du$ , burada  $q$  – kontaktın bir tərəfindəki həcmi

yükdür (şəkil 6.1, c). Kəskin p-n keçidi üçün baryer tutumu müstəvi kondensatorun tutumunu kimi təyin etmək olar. Keçidin eni üçün olan (6.1) ifadəni nəzərə alaraq yazmaq olar:

$$C_b = \varepsilon \varepsilon_0 S / d = S \sqrt{\frac{\varepsilon \varepsilon_0 q}{2(U_k - U)} \frac{N_a N_d}{N_a + N_d}}. \quad (6.3)$$

Burada  $S$  – keçidin sahəsi,  $U_k$  – kontakt potensiallar fərqi,  $U$  – keçidə tətbiq olunan gərginlikdir.

$p$ - $n$  keçidinin baryer tutumundan dəyişən tutumlu kondensatorlar hazırlamaq üçün istifadə edilir.

$p$ - $n$  keçidinin diffuziya tutumu – xarici gərginlik mənbəyini keçidə düz istiqamətdə qoşduqda, yəni  $U > 0$  olduqda əmələ gəlir; keçiddə injeksiya olunan yükdaşıyıcıların kontaktın hər iki tərəfində təxminən diffuziya uzunluğuna bərabər olan məsafədə toplanması baş verir. Beləliklə,  $C_{dir} = dq_{inj}/du_d$ , burada  $dq_{inj}$  – injeksiya olunan yüklərin artımı,  $du_d$  isə düz istiqamətdə tətbiq olunan gərginlik artımıdır. Diffuziya tutumu düz cərəyanın qiymətindən və xarici gərginliyin tezliyindən asılı olur; cərəyan artdıqca artır, gərginliyin tezliyi artdıqca isə azalır. Alçaq tezliklərdə və böyük cərəyanlarda bu tutumun qiyməti 1000 pF-a qədər arta bilər. Bu halda o, baryer tutumundan böyük olur; yüksək tezliklərdə isə diffuziya tutumu baryer tutumundan kiçik də ola bilər.

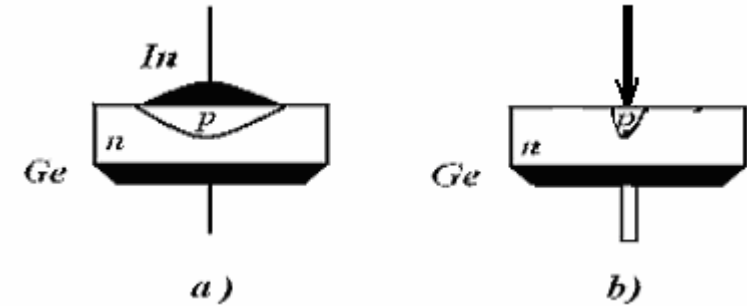
## § 6.2. Yarımkəçirici diodlar

Bir  $p$ - $n$  keçidindən ibarət olan cihaz yarımkəçirici diod adlanır. Diodların iş prinsipi  $p$ - $n$  keçidinin xassələrinə əsaslanmışdır. Diodlar bir-birindən istifadə olunan yarımkəçirici materialına,  $p$ - $n$  keçidinin xarakterinə, hazırlanma texnologiyasına, konstruksiyasına, gücünə, yerinə yetirdiyi funksiyalarına və başqa əlamətlərinə görə fərqlənir.

Hazırda sənaye tərəfindən bir sıra diod növləri buraxılır: düzləndirici diodlar, impuls diodları, stabiltronlar, tunel diodları, varikaplar və s. Diodları hazırlamaq üçün ilkin material olaraq, əsas etibarilə üç və beş valentli elementlərdən ibarət aşqarlar daxil edilmiş silisium (Si) və ya germaniumdan (Ge) və eləcə də qalium-arsenid (GaAs) kimi birləşmələrdən istifadə olunur.

$p$ - $n$  keçidin hazırlanma texnologiyasına görə diodlar iki hissəyə ayrılır: müstəvi və nöqtəvi diodlar. Müstəvi diodlar əritmə və diffuziya yolu ilə hazırlanır (şəkil 6.3, a). Belə diodlardan, onları təşkil edən keçidin sahəsi kifayət qədər böyük olduğundan, böyük cərəyanları düzləndirmək üçün istifadə olunur. Müstəvi diodların işləməsi yuxarıdan tezliyin  $10^7$  Hz qiyməti ilə məhdudlanır.

Nöqtəvi diodlarda  $n$ -tip keçiricilyə malik germanium və ya silisium kristalının  $p$ -tip keçiriciliyi yaradan aşqarlarla zənginləşdirilmiş volfram teli ilə kontaktından istifadə edilir (şəkil 6.3, b). Diodun elektrik formalaşmasından, yəni bu sistemdən müəyyən müddət cərəyan impulsu keçdikdən sonra telin yarımkəçirici ilə kontaktının ətrafında  $p$ -tip keçiricilyə malik kiçik bir oblast yaranır.



Şəkil 6.3. Müstəvi (a) və nöqtəvi (b) diodların quruluşu.

Nöqtəvi diodlarda  $p$ - $n$  keçidinin tutumu kiçik olduğundan bunlardan daha yüksək tezliklərdə ( $10^{11}$  Hz və ondan yüksək) istifadə etmək olar. Lakin  $p$ - $n$  keçidinin sahəsinin azalması nəticəsində belə diodların gücü də azalır. Nöqtəvi diodlardan əsasən, rəqslərin detektə edilməsində istifadə olunur.

Düzləndirici diodlar –  $p$ - $n$  keçidinin birtərəfli keçiricilik xassəsinə əsaslanan cihazlar olub, dəyişən cərəyanları sabit cərəyanə çevirmək üçün tətbiq edilir. Belə diodlara praktikada çox vaxt ventiler deyirlər. Şəkil 6.2, b-də düzləndirici diodun şərti işarəsi, c-də diodun düzləndirici sxemlərdə tətbiqi göstərilmişdir, burada ox diodun cərəyanının buraxma istiqamətini göstərir.

Hazırda sənaye tərəfindən müxtəlif növ düzləndirici diodlar



buraxılır. İlk vaxtlarda hazırlanan növlərə mis 1-oksit və selen ventilləri daxildir. Yeni növ ventillərə isə texnikada geniş istifadə olunan germanium və silisium ventilləri aiddir.

Düzləndirici diodlar dəyişən gərginliyi sabit gərginliyə çevirmək üçün tətbiq edilir. Belə sxemlər düzləndiricilər adlanır. Sadə düzləndiricinin sxemi amplitud detektoru sxemi ilə üst-üstə düşür (şəkil 9.15). Lakin belə sxemlərdə gərginlik və cərəyan döyüntüləri (pulsasiyaları) çox olduğundan praktikada onlardan az istifadə olunur. Şəkil 6.2.-də düzləndiricinin daha mürəkkəb sxemi göstərilmişdir. Belə sxemdə düzləndirici diodlar elə birləşdirilir ki, dəyişən gərginliyin istənilən yarımperiodunda  $R_y$  – yük müqavimətindən cərəyan bir istiqamətdə keçsin. Giriş gərginliyinin müsbət yarımperiodlarında cərəyan  $D_2$  diodu,  $R_y$  – yük müqaviməti və  $D_3$  diodundan keçir. Bu cür dördəlementli sxemdə hər bir dioda  $U_{max}$ -a bərabər əks gərginlik təsir edir. İki diodlu orta nöqtəli sxemlərdə isə bu gərginlik  $2 U_{max}$ -a bərabər olur.

Düzləndirici sxemlərində gərginlik və cərəyan döyüntülərinin səviyyəsini azaltmaq məqsədilə bir qayda olaraq, LC və RC tipli alçaqtezlikli filtrlərdən istifadə edilir.

Germanium müstəvi diodları hazırlamaq üçün ilkin material olaraq  $n$ -tip germanium yarımkeçirici və germanium ilə toxunma sərhədində əridilərək ona bitişdirilən III qrup metal (məsələn, indium) seçilir. Ərimə, sonra da yenidən kristallaşma zamanı indium atomları, germanium kristal qəfəsinin sərhəd zonasına nüfuz edərək  $p$ -tip keçiriciliyə malik yarımkeçirici təbəqə yaranır. İlk germanium kristalı isə  $n$ -tip keçiriciliyini saxlayır (şəkil 6.3, *a*) və bunların kontaktında  $p$ - $n$  keçidi yaranır. Xarici dövrə ilə birləşdirmək üçün sistemə kontaktlar lehirlənir.

Silisium diodları hazırlamaq üçün ilkin material olaraq  $n$ -tip silisium və onunla əridilib birləşdirilən alüminium götürülür. Alüminium atomlarının silisiumun sərhəd təbəqəsinə nüfuz etməsi nəticəsində  $p$ -tip keçiriciliyə malik təbəqə əmələ gəlir, kristalın alüminium atomlarının diffuziya olunmayan hissəsi isə  $n$ -tip keçiriciliyini saxlayır.

Düzləndirici diodun VAX-nın düz istiqamətində verilən gərginliyə uyğun olan hissəsi ideal  $p$ - $n$  keçidinin uyğun xarakteristikasından bir qədər aşağıda yerləşir (şəkil 6.2, *a*). Bu fərq kristalın  $p$  və  $n$  oblastlarında gərginlik düşgüsü ilə əlaqədardır. Bu

gərginlik düşgüsü kristalın ölçüləri və ondan keçən cərəyan böyük olduqca böyük olur. Kristaldakı gərginlik düşgüsünü nəzərə alıqda real diod üçün VAX aşağıdakı şəkil alır:

$$I = I_0 \left( e^{\frac{U - Ir}{kT}} - 1 \right) \quad (6.4)$$

burada  $(U - Ir)$  – keçidə düşən gərginlik,  $r$  – yarımkeçirici kristalın müqaviməti,  $I_0$  – əks cərəyandır. Əks gərginliklər oblastında yarımkeçirici kristalın həcmində gərginlik düşgüsünü nəzərə almamaq olar.

Xarakteristikanın əks gərginliklərə uyğun hissəsinin uzun olması dioddan daha böyük qiymətə malik düzləndirilmiş gərginlik götürmək mümkün olduğunu göstərir. Gərginliyin düz istiqamətində xarakteristikanın dikliyinin böyük olması isə düzləndirilən cərəyanın böyük qiymətə malik olmasını və diod tərəfindən düzləndirilmənin effektivliyini göstərir.

Əks gərginliyin müəyyən qiymətindən başlayaraq dioddan keçən  $I_0$  əks cərəyan əvvəl tədricən, sonra isə kəskin artır (şəkil 6.2, *a*-da xarakteristikanın BC və BD hissələri), yəni diodun deşilməsi baş verir. Əks cərəyanın kəskin artmağa başladığı əks gərginlik ( $U_{aks\ maks}$ ), maksimum yol verilən gərginlik hesab olunur. Diodun deşilməsi aşağıdakı fiziki proseslərlə əlaqədardır: tunel effekti, zərbə nəticəsində ionlaşma, istilik hesabına yarımkeçirici kristalın quruluşunun dəyişməsi. Bu fiziki proseslərə uyğun olaraq: tunel, selşəkili və istilik deşilmə növləri vardır.

T u n e l d e ş i l m ə s i –  $n$  oblastının keçiricilik və  $p$  oblastının valent zolaqlarında olan elektronların müəyyən hissəsinin  $p$ - $n$  keçidindən tunel effekti nəticəsində keçməsi ilə əlaqədardır. Bu prosesin ehtimalı bağlayıcı təbəqənin eni az və uyğun olaraq bu təbəqədə elektrik sahəsinin intensivliyi böyük olduqca çox olur.

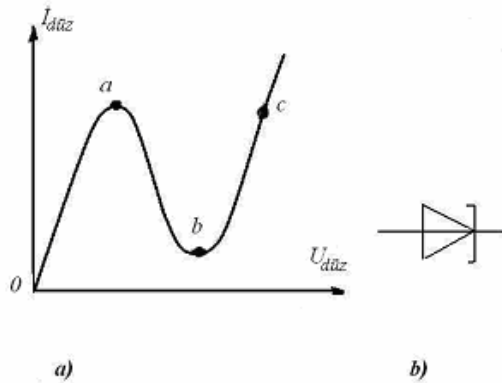
S e l ş ə k i l l i d e ş i l m ə - güclü elektrik sahəsinin ( $E \approx 10^7$  V/m) təsiri ilə qeyri-əsas yükdaşıyıcıların sürətlənərək zərbə nəticəsində kristalın atomlarını ionlaşdırması ilə əlaqədardır. Bu vaxt əmələ qələn yeni elektronlar qonşu atomlarla toqquşaraq bunları da ionlaşdırır və beləliklə, ionlaşma prosesi sel şəkildə davam edir.



$dU_{st}/U_{st}dT$  100%, ( $\alpha_t$  - ətraf mühitin temperaturunun bir dərəcə dəyişməsində stabiləşdirilən gərginliyin nisbi dəyişilməsini göstərir) və gərginliyə görə stabiləşdirmə əmsalıdır.  $K_{st}$  - stabiləşdirmə əmsalı  $K_{st} = \frac{\Delta U_g / U_g}{\Delta U_y / U_y}$  giriş gərginliyin nisbi dəyişməsinin yük

müqavimətində gərginliyin nisbi dəyişməsinə nisbəti ilə təyin olunur. Müasir stabiltronların stabiləşdirdiyi gərginlik 1–1000 V,  $I_{st.min} \approx 1-10$  mA,  $I_{st.maks} \approx 50-2000$  mA,  $R_d \approx 0,5-200$  Om intervalında dəyişir.

**T u n e l d i o d l a r ı** – düz istiqamətdə verilən gərginlikdə VAX-da mənfi diferensial müqavimətli hissəsi olan diodlardır (şəkil 6.5). Tunnel diodu xüsusi müqaviməti çox kiçik ( $10^{-3} - 10^{-4}$  Omsm) olan cırılmış yarımkeçiricilər əsasında hazırlanır. Bunun üçün yarımkeçirici kristalın həm  $p$ , həm də  $n$  oblastlarına çoxlu sayda aşqar atomları ( $10^{19} - 10^{20} \text{ sm}^{-3}$ ) daxil etmək lazımdır. Nəticədə  $p-n$  keçidinin eni olduqca azalır ( $\approx 0,01$  mkm). Bu isə keçidin daxilində elektrik sahə intensivliyinin təxminən  $10^7 - 10^8$  V/m-ə qədər artmasına səbəb olur.



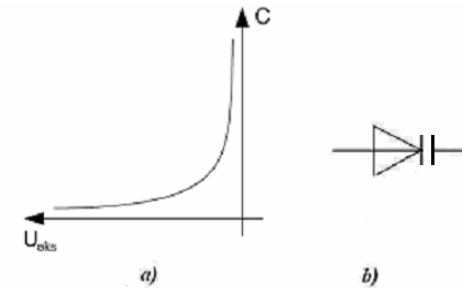
**Şəkil 6.5.** Tunnel diodunun VAX (a) və şərti işarəsi (b).

$p-n$  keçidində yaranan bu məxsusi elektrik sahəsi yükdaşıyıcıların bir oblastdan digərinə tunnel effekti nəticəsində keçməsinə təmin edir.

Keçidə tətbiq olunan xarici elektrik sahəsinin istiqaməti bağlayıcı təbəqədə daxili elektrik sahəsi ilə üst-üstə düşdükdə (indiyə kimi baxdığımız diodlarda bu hal əks gərginliklərdə baş verirdi)

diodlardan tunnel effekti nəticəsində kifayət qədər böyük cərəyan keçir. Xarici gərginlik düz istiqamətdə verildikdə, yəni xarici sahə keçiddə yaranan məxsusi elektrik sahəsi ilə əks istiqamətdə olduqda, gərginliyin müəyyən qiymətindən sonra tunnel effekti hesabına yaranan cərəyan zəifləyir və sonra tamamilə kəsilir (şəkil 6.5, *a*-da VAX-ın *ab* hissəsi). Lakin gərginliyin bu qiymətində  $p-n$  keçidindən müəyyən injeksiya cərəyanı keçməkdə davam edir və o, gərginlik artıqca artmağa başlayır (VAX-in *bc* hissəsi). Nəticədə tunnel diodu spesifik xarakterli VAX-a malik olur (şəkil 6.5, *a*). Bu xarakteristikanın əsas cəhəti onda mənfi müqavimətli *ab* hissəsinin olmasıdır. Tunnel diodunun bu xassəsindən rəqsləri generasiya etmək və onları gücləndirmək məqsədilə istifadə edilir. Tunnel diodu həm də çox kiçik ətalətə malikdir ki, bu da onlardan çox geniş tezliklər diapazonunda böyük sürətli çeviricilər kimi istifadə etməyə imkan verir. Belə diodlarda iki dayanıqlı hal mümkün olduğundan onlar elektron hesablama texnikasında geniş tətbiq olunur. Tunnel diodunun şərti işarəsi şəkil 6.5, *b*-də göstərilmişdir.

**V a r i k a p l a r** –  $p-n$  keçidindən idarə olunan tutum kimi istifadə edilən diodlardır. Varikapların iş prinsipi  $p-n$  keçidinin baryer tutumunun əks gərginliklə tərs mütənasib asılı olması xassəsinə əsaslanmışdır (bax: (6.3) düsturu). Şəkil 6.6-da varikapın tutumunun əks gərginliklərdən asılılığı və onun şərti işarəsi göstərilmişdir. Varikapın tutumu bir neçə on pikofaraddan (yüksək tezliklərdə), bir neçə min pikofarada (alçaq tezliklərdə) kimi dəyişə bilər. Keyfiyyətliyi 10 – 100 intervalında olur.



**Şəkil 6.6.** Varikapın tutumunun əks gərginlikdən asılılığı (a) və varikapın şərti işarəsi (b).

Varikaplar yüksək tezlik generatorlarının tərkib hissəsi olan konturların məxsusi tezliklərini avtomatik dəyişmək, paramaqrnit gücləndiricilərdə dəyişən tutum kimi və s. məqsədlər üçün istifadə olunur. Varikaplar paramaqrnit gücləndiricilərində, tezlik çeviricilərində, tezliyi avtomatik dəyişən sxemlərdə (bu halda onlara varaktorlar deyirlər) və s. tətbiq olunur.

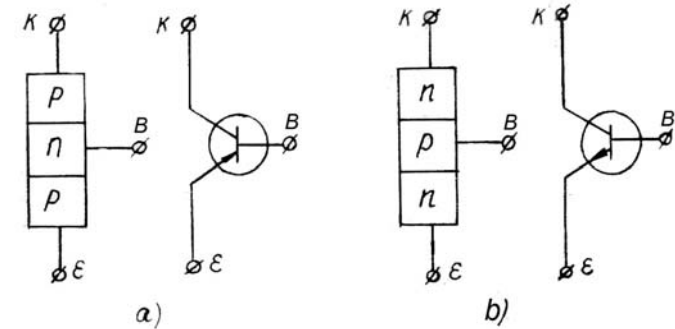
Qeyd etmək lazımdır ki, yuxarıda nəzərdən keçirdiyimiz diodlardan başqa, xassələri onların səthinə düşən işıq selindən asılı olan bir sıra xüsusi diodlar da mövcuddur. Bunlara misal olaraq fotodiodları, yarımkeçirici lazerləri və s. göstərmək olar.

### §6.3. Bipolyar tranzistorlar

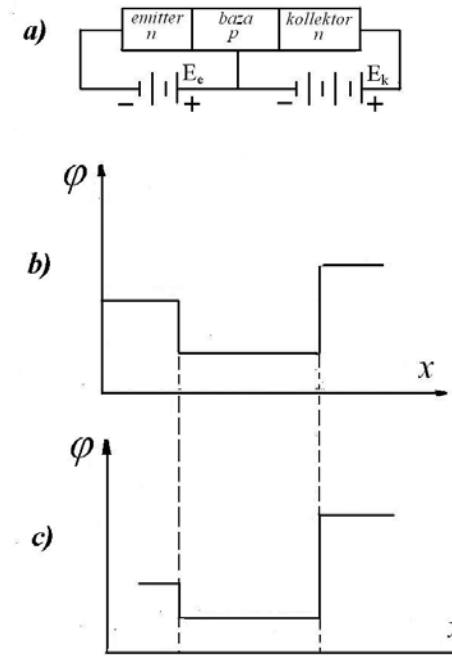
İki elektron-deşik keçidindən ibarət olan yarımkeçirici cihaz **t r a n z i s t o r** adlanır. Tranzistor sözü transfer (ötürücü) və resistor (müqavimət) kimi iki ingilis sözündən əmələ gəlmişdir. Tranzistor üçelektrodlu lampanın – triodun yarımkeçirici analoqudur. O, daxilində müxtəlif növ keçiriciliyə malik oblastlar yaradılmış yarımkeçirici kristallardan təşkil olunur. Bu kristalın aralıq oblastı deşik keçiriciliyinə və iki kənar oblastları isə elektron keçiriciliyinə malikdirsə, buna *n-p-n* tip; əksinə, orta oblastı elektron və iki kənar oblastları isə deşik keçiriciliyinə malikdirsə, buna *p-n-p* tip tranzistorlar deyilir. Orta oblast baza, kənar oblastlar isə emitter və kollektor adlanır. Şəkil 6.7-də bu cihazların sxematik quruluşu və şərti işarələri göstərilmişdir. Emitterlə baza arasında əmələ gələn birinci *p-n* keçidi emitter keçidi adlanır və xarici e.h.q. mənbəyinə düz istiqamətdə qoşulur. Baza ilə kollektor arasında yaranan ikinci *p-n* keçidi isə kollektor keçidi adlanır və mənbəyə əks istiqamətdə qoşulur.

*n-p-n* tip tranzistorun iş prinsipinə baxaq. Bu növ tranzistoru triod lampası ilə müqayisə etmək daha əlverişlidir. Belə ki, hər iki halda cərəyanın daşınmasında əsas rol oynayan elektronlardır. Tranzistora gərginlik verilmədikdə onun hər iki *p-n* keçidində ikiqat yüklənmiş təbəqələrin yaranması nəticəsində əsas yükdaşıyıcıların hərəkətinə mane olan potensiallar fərqi (potensial çəpəri) əmələ gəlir (şəkil 6.8, b). Əgər emitter dövrəsinə gərginliyi düz, kollektor

dövrəsinə isə əks istiqamətlərdə qoşsaq, kontakt potensiallar fərqi emitter keçidində azalar, kollektor keçidində isə artar (şəkil 6.8, c). Adətən, tranzistor hazırlanıqda emitterin keçiriciliyi bazanın keçiriciliyindən, bazanın isə kollektorun keçiriciliyindən böyük götürülür. Buna, uyğun oblastlarda əsas yükdaşıyıcıların konsentrasiyasını dəyişməklə nail olunur.



Şəkil 6.7. a) *p-n-p* tip, b) *n-p-n* tip bipolyar tranzistorların sxematik quruluşu və şərti işarələri.



Şəkil 6.8. *n-p-n* tip tranzistor (a) və onda potensialın paylanması (b,c)

Emitter dövrəsinə  $E_e$  gərginlik mənbəyi qoşulduqda *p-n* emitter keçidində əsas yükdaşıyıcıların qarşılıqlı hərəkəti başlanır: *n* oblastından *p*-yə elektronlar, *p* oblastından *n*-ə deşiklər injeksiya olunur. *n* oblastında elektronların konsentrasiyası *p* oblastında deşiklərin konsentrasiyasından xeyli çox olduğundan, elektronların çox az hissəsi keçiddə deşiklərlə rekombinasiya olunur, əksər hissəsi isə bazaya keçir. Bu elektronlar bazada qeyri-

əsas yükdaşıyıcılar rolunu oynayır. Bazanın qalınlığı çox kiçik (4-5 mkm) olduğundan, elektronların çox hissəsi dəşiklərlə rekombinasiya olmağa imkan tapmır və kollektor keçidinin sürətləndirici sahəsinə düşür. Bu sahə bazanın əsas yükdaşıyıcıları – deşiklər üçün bağlayıcı, ondakı qeyri-əsas yükdaşıyıcılar olan elektronlar üçün isə buraxma istiqamətində yönəlmiş olur. Kollektor keçidində elektronların konsentrasiyası artır, buna uyğun olaraq keçidin müqaviməti azalır və nəticədə, kollektor cərəyanının qiyməti artır. Praktiki olaraq kollektor cərəyanı emitter cərəyanı tərtibində olur. Baza dövrəsində yaranan cərəyan qiymətə çox kiçik olur. Baxılan tranzistorlarda keçiricilik hər iki növ yükdaşıyıcıların – elektronlar və deşiklərin hesabına yarandığından, belə tranzistorlar *bipolyar tranzistorlar* adlanır.

Tranzistoru xarakterizə edən əsas parametrlər baza və emitter cərəyanlarına görə gücləndirmə əmsalıdır. Baza cərəyanına görə gücləndirmə əmsalı  $\beta$ , sabit  $U_{ek}$ -emitter-kollektor gərginliyində kollektor cərəyanı artımının baza cərəyanı artımına nisbəti kimi təyin edilir:

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b} \right|_{U_{ek} = const} \quad (6.5)$$

Müasir tranzistorlarda  $\beta$  həmişə vahiddən böyük olub, 10-300 intervalında qiymətlər alır. Emitter cərəyanına görə gücləndirmə əmsalı -  $\alpha$ ,  $U_{kb} = const$  olduqda kollektor cərəyanı artımının bu artımı yaranan emitter cərəyanı artımına nisbəti kimi təyin olunur:

$$\alpha = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_e} \right|_{U_{kb} = const} \quad (6.6)$$

Praktiki olaraq  $\alpha = 0,95-0,99$  intervalında dəyişir. Tranzistorlarda

$$\Delta I_e = \Delta I_k + \Delta I_b \quad (6.7)$$

olduğunu (6.5) və (6.6) ifadələrində nəzərə alıb, bu iki əmsal arasında aşağıdakı əlaqəni yaratmaq olar:

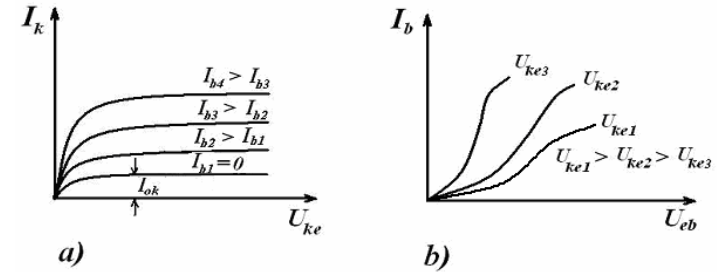
$$\beta = \alpha / (1 - \alpha), \text{ yaxud } \alpha = \beta / (1 + \beta). \quad (6.8)$$

p-n-p tranzistorun iş prinsipi *n-p-n* tip tranzistorda olduğu kimidir. Bu halda yalnız xarici mənbələrin qütblərinin yerini dəyişmək lazımdır. Bu halda emitterdən bazaya elektronlar deyil, deşiklər injeksiya olunur.

Tranzistorun dövrlərindən keçən cərəyanlar onun elektrodlarına verilən gərginliklərdən asılıdır. Sabit gərginliklərdə bu asılılıqlar tranzistorun *statik xarakteristikaları* adlanır. Tranzistorun statik xarakteristikalarını, elektron lampalarında olduğu kimi, təcrübi yolla çıxarmaq olar. Kollektor cərəyanı eyni zamanda iki dəyişəndən – kollektorun emitterə nəzərən potensialından və baza cərəyanından asılıdır:

$$I_k = f(U_{ke}, I_b)$$

$I_k(U_{ke})$  xarakteristikasını  $I_b = const$  qiymətlərində təcrübi yolla almaq olar. Baza cərəyanının müxtəlif qiymətlərində bu asılılıqlar tranzistorun *çıxış və ya kollektor xarakteristikaları* adlanır (şəkil 6.9, a).



Şəkil 6.9. Bipolyar tranzistorun statik çıxış (a) və giriş (b) xarakteristikaları.

$I_b$  baza cərəyanı isə eyni zamanda emitter-baza və kollektor-emitter potensiallarının funksiyasıdır:

$$I_b = f(U_{be}, U_{ke}).$$

$U_{ke} = const$  olmaqla alınan  $I_b(U_{be})$  asılılıqlar tranzistorun giriş

və ya baza xarakteristikaları adlanır (şəkil 6.9 b).

Çıxış xarakteristikalarında cərəyanın  $U_{ke}$  potensialından zəif asılı olması kollektor dövrəsinin böyük differensial müqavimətə malik olmasını göstərir. Kollektor cərəyanı baza cərəyanından əsaslı dərəcədə asılıdır.

Baza xarakteristikalarından görüldüyü kimi,  $I_b$  cərəyanının  $U_{eb}$  potensialından asılılığı kifayət qədər güclüdür və bu, giriş dövrəsinin diferensial müqavimətinin kollektor dövrəsinin müqavimətinə nisbətən kiçik olması ilə əlaqədardır.

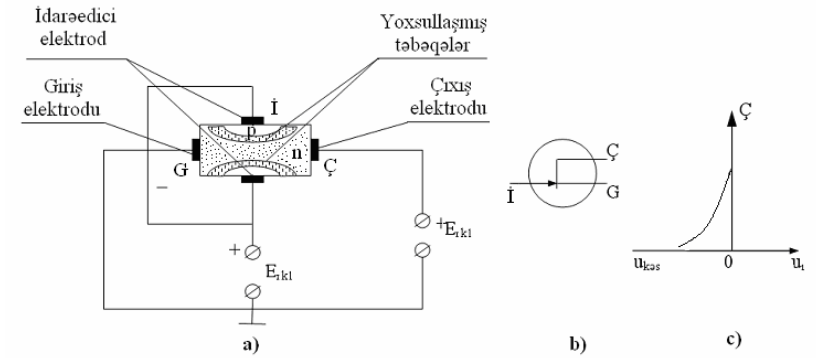
Nəzərdən keçirdiyimiz bipolyar tranzistorlarda çıxış dövrəsinin girişə əks təsiri nəzərə çarpacaq qədər böyükdür. Bu, tranzistorun quruluşu ilə əlaqədardır. Tranzistorlar daxil olan dövrələri tədqiq edərkən, bu faktla hesablaşmaq lazımdır.

#### § 6.4. Sahə tranzistorları

Yarımkəçirici təbəqədən axan cərəyanı ona perpendikulyar istiqamətdə yönəlmiş elektrik sahəsi ilə idarə etməyə imkan verən yarımkəçirici cihazlar sahə tranzistorları adlanır. Belə cihazların işində yalnız bir işarəli yükdaşıyıcılar (elektronlar, yaxud deşiklər) iştirak etdiyindən, bəzən sahə tranzistorlarına unipolyar tranzistorlar da deyilir. Aralarından cərəyan keçən elektrodlar giriş (istok) və çıxış (stok) elektrodları, üçüncü elektrod isə idarəedici elektrod (zatvor) adlanır (şəkil 6.10, a). Sahə tranzistorları iki qrupa bölünür: idarəolunan p-n keçidli və izoləedilmiş idarəedici elektrodlu tranzistorlar.

İdarəolunan p-n keçidli sahə tranzistorunun iş prinsipi keçid müqavimətinin tətbiq olunan gərginlikdən asılılığına əsaslanır. Tranzistorda əsas yükdaşıyıcılar elektronlar olduqda buna n-kanallı, deşiklər olduqda isə p-kanallı tranzistor deyilir. Şəkil 6.10 – da göstərilmiş sahə tranzistorlarında girişdən çıxışa cərəyan n-kanalla axır. Bu kanal idarəedici elektrodun p oblastı ilə p-n keçidini təşkil edir. Tranzistorun p-tip idarəedici elektrodu ilə n-tip giriş elektrodu arasına gərginlik əks istiqamətdə tətbiq olunduqda bağlayıcı təbəqənin eni artır, cərəyan kanalı daralır və n-kanaldan axan cərəyan azalır. İdarəedici elektrodun müəyyən  $U_{kas}$

gərginliyində tranzistorun girişindən çıxışına axan cərəyan tamamilə kəsilir (şəkil 6.10, b).



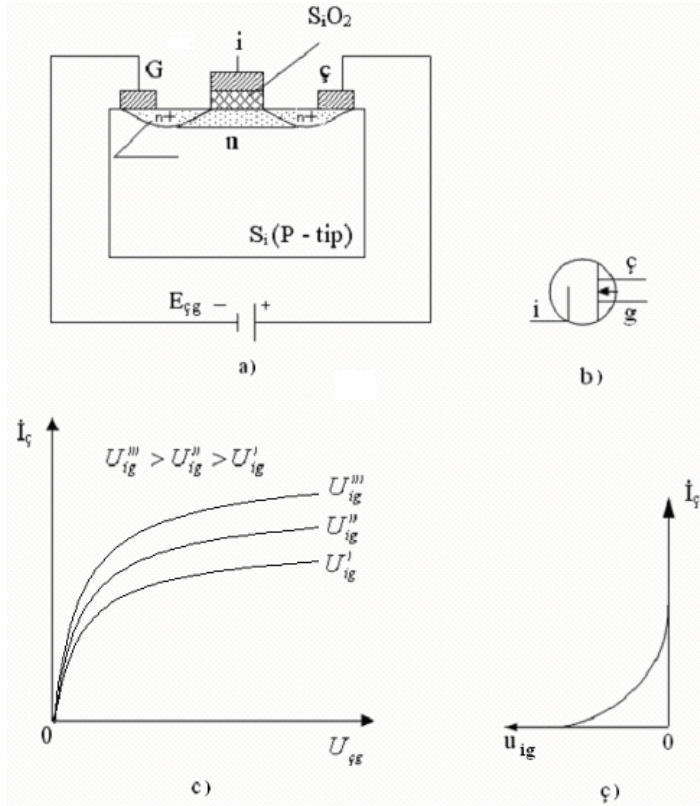
Şəkil 6.10. İdarəolunan p-n keçidli sahə tranzistorunun quruluşu (a), şərti işarəsi (b) və keçid xarakteristikası (c).

Keçidə gərginlik düz istiqamətdə verildikdə kanaldan keçən cərəyan artır. Beləliklə, idarəedici elektrodun gərginliyini dəyişməklə kanalın müqavimətini və uyğun olaraq ondan keçən cərəyanı idarə etmək olur ki, bu da müəyyən şərtlər daxilində sahə tranzistorundan gücləndirici kimi istifadə etməyə imkan verir.

İzoləedilmiş idarəedici elektrodlu n-kanallı sahə tranzistorunun quruluşu şəkil 6.11, a-da göstərilmişdir. İdarəedici elektrodkeçirici kanaldan  $SiO_2$ ,  $SiO_2 - Al_2O_3$ ,  $SiO_2 - Si_3N_4$  və s. nazik ( $0,05 - 0,2 mkm$ ) dielektrik təbəqələri ilə izolə edilir. Dielektrik təbəqəsi olaraq altlıq materialın oksidindən istifadə olunduqda bu cür sahə tranzistorları metal-oksid-yarımkəçirici (MOY) tranzistorlar adlanır. İdarəedici elektrod, dielektrik təbəqəsi və yarımkəçiricidəki cərəyan kanalı kondensator təşkil edir. Kanaldan axan cərəyan bu kondensatora tətbiq olunmuş gərginliklə, başqa sözlə, idarəedici elektrodla tranzistorun giriş elektrodu arasına verilən gərginliklə idarə edilir.

Sahə tranzistorunun gücləndirmə xassələri ümumi giriş elektrodlu sxem üçün alınmış statik çıxış xarakteristikalar ailəsi ilə

tam təyin olunur. Giriş və çıxış elektrodlarına verilən  $U_{g\phi}$  gərginliyinin kiçik qiymətlərində sahə tranzistoru idarəolunan rezistor rejimində, böyük qiymətlərində isə cərəyanın məhdudlanması rejimində işləyir.  $U_{g\phi} = const$  olduqda  $I_{\phi} = f(U_{ig})$  asılılığı statik keçid xarakteristikası adlanır.



Şəkil 6.11. İzolə edilmiş idarəedici elektrodlu n – kanallı sahə tranzistorunun quruluşu (a), şərti işarəsi (b) və statik xarakteristikaları (c, ç).

Sahə tranzistorunun əsas parametrləri bunlardır:

$$S = \left. \frac{\partial I_{\phi}}{\partial U_{ig}} \right|_{U_{g,\phi} = const} \quad - \text{ keçid xarakteristikasının dikliyi};$$

$$R_i = \left. \frac{\partial U_{\phi}}{\partial I_i} \right|_{U_i = const} \quad - \text{ diferensial daxili müqaviməti};$$

$$r_g = \left. \frac{\partial U_{ig}}{\partial I_i} \right|_{U_{\phi} = const} \quad - \text{ diferensial giriş müqaviməti};$$

$$\mu_0 = \left. \frac{\partial U_{\phi}}{\partial U_{ig}} \right|_{I_g = const} \quad - \text{ statik gücləndirmə əmsalı}.$$

Bu parametrlər bir-biri ilə triod lampasında olduğu kimi  $\mu_0 = SR_i$  münasibəti ilə bağlıdır. Sahə tranzistorları  $\approx 10^9 Hs$  və daha yüksək tezliklərdə işləyə bilər. Sahə tranzistorlarında küylərin səviyyəsi digər yarımkeçirici cihazlara nisbətən azdır.

İdarəolunan p – n keçidli sahə tranzistorunun giriş müqaviməti  $10^6 - 10^9$  Om, izolə edilmiş idarəedici elektrodlu tranzistorun giriş müqaviməti isə daha böyük  $10^9 - 10^{15}$  Om tərtibində olur.

### § 6.5. Çoxkeçidli yarımkeçirici cihazlar. Tiristorlar

Əsasını bir p – n keçid təşkil edən yarımkeçirici diodlar və iki p – n keçidli tranzistorlarla yanaşı, bir neçə p – n keçidli yarımkeçirici cihazlar da mövcuddur. Belə cihazlar üçün ümumi cəhət onların VAX – da mənfə müqavimətli hissənin olmasıdır. Bu isə onlardan açar rejimində işləyən çevirici cihazlar kimi istifadə etməyə imkan verir. Belə açar rejimində işləyən çoxkeçidli cihazlardan praktikada ən çox istifadə olunanı t i r i s t o r l a r d ı r. Bunlar p – n – p – n sturukturlu dörd təbəqədən, başqa sözlə üç p – n keçidindən təşkil olunmuşdur. Tiristorlar, əsasən, silisiumdan hazırlanır. Tiristorlar quruluş və iş prinsiplərinə görə müxtəlifdir: dinistorlar, trinistorlar və simistorlar.

İdarə olunmayan tiristor d i n i s t o r (şəkil.6.12) adlanır. Adi





variantdakından fərqli olaraq  $I_m$  cərəyanının qiyməti az olacaqdır. Buna görə də cihazın az müqavimətli vəziyyətdən yüksək müqavimətli hala qayıtmağı üçün tətbiq olunmuş gərginliyin cüzi dəyişməsi kifayətdir. Dinistora üçüncü elektrod əlavə etməklə onun karakteristikalarını daha asanlıqla idarə etmək olur.

**T r i n i s t o r** ən geniş tətbiq olunan yarımkeçirici çoxtəbəqəli sturukturlardan biridir. Buna bəzən idarə olunan diod da deyilir (şəkil 6.16). İdarəedici elektrodun potensialını dəyişməklə  $p-n$  keçidinin dəşilmə gərginliyini dəyişmək və uyğun olaraq kollektor keçidinin müqavimətini dəyişmək olar. Bu isə nəticədə cihazdan keçən ümumi cərəyanı idarə etməyə imkan verir. Hazırda sənaye tərəfindən buraxılan tiristorlar  $1mA$ -dən  $10kA$ -ə qədər cərəyanları idarə etməyə imkan verir. Bunlarda işçi gərginlik  $1V$ -dan bir neçə kilovolta kimi dəyişə bilər. Tiristorların çevirmə müddəti bir neçə mikrosaniyəyə qədər ola bilər. Tənzimləyici diod rejimində onun f.i.ə. 99%-ə çatır.

### § 6.6. Yarımkeçirici cihazların təsnifatı və markalanması

Hazırda dünyada konstruksiyası, xarakteristikləri, parametrləri və yerinə yetirdiyi funksional vəzifələri bir-birindən fərqlənən müxtəlif yarımkeçirici cihazlar buraxılır. Yarımkeçirici cihazları bir sıra əlamətlərinə görə təsnifata ayırmaq olar. Hazırlandığı ilkin materiala görə onlar əsasən iki qrupa ayrılır: germanium və silisium yarımkeçirici cihazlar. Germaniumdan hazırlanan cihazlar  $-60^{\circ}S$ -dən  $+(70-85)^{\circ}S$ -yə, silisiumdan hazırlananlar isə  $-50^{\circ}S$ -dən  $+(120-150)^{\circ}S$ -yə qədər temperatur diapazonlarında işləyə bilər.

Funksional vəzifələrinə görə diodları aşağıdakı qruplara ayırmaq olar: düzləndirici, universal və impuls diodları, stabiltronlar, varikaplar, İYT diodları, çevirici və tezlik artırıcı diodlar, tunel diodları, fotodiodlar və s. Diodlar gücə görə aşağıdakı üç qrupa bölünür: kiçik güclü (düzləndirilən cərəyan  $0.3 A$ -ə qədər), orta güclü ( $0.3 - 10 A$ ), böyük güclü ( $10 A$ -dan çox) diodlar.

Tranzistorlar, adətən, gücə və işçi tezlik diapazonlarına görə qruplara bölünür. Gücə görə tranzistorlar kiçik ( $0.3 Vt$ -a qədər), orta

( $0.3 - 1.5 Vt$ ) və böyük ( $1.5 Vt$ -dan çox) güclü olur.

Tezlik diapazonlarına görə tranzistorlar dörd qrupa bölünür: alçaq ( $3 MHS$ -ə qədər), orta ( $3 - 30 MHS$ ), yüksək ( $30 - 300 MHS$ ) və ifrat yüksək ( $300 MHS$ -dən yüksək) tezliklərdə işləyən tranzistorlar.

Yarımkeçirici cihazların çoxlu sayda növlərinin mövcud olması onların markalanmasını çətinləşdirir. Bu cihazların markalanma sistemi də, elektron lampalarında olduğu kimi, bir neçə dəfə dəyişmişdir.

1964-cü ilə qədər keçmiş SSRİ-də istehsal olunan cihazlar üç elementlə işarə olunur:

**B i r i n c i e l e m e n t** – cihazın növünü göstərən hərf ; **D** – diod, **P** – tranzistor.

**İ k i n c i e l e m e n t** – cihazın istehsalının sıra nömrəsini göstərən rəqəmdir. Bu element diodlar üçün cədvəl 6.1-də, tranzistorlar üçün cədvəl 6.2-də göstərilirdiyi kimi seçilir.

**Ü ç ü n c ü e l e m e n t** – verilmiş növdən olan cihazların müxtəlif variantlarını göstərən hərfdir. Təkmilləşdirilmiş tranzistorlarda bu elementlərin qabağında **M** hərfi yazılır. Məsələn, bu sistemdə bir neçə yarımkeçirici cihazın markalanmasını oxuyaq: **D7J** – bu, **J** variantından olan, germaniumdan hazırlanmış kiçikgüclü nöqtəvi diod, **MP42A** – **A** variantından olan alçaqtezlikli təkmilləşdirilmiş tranzistordur və s.

1964-cü ildən sonra istehsal olunan yarımkeçirici cihazlar hərf və rəqəmlərdən ibarət dörd elementlə işarə olunur:

**B i r i n c i e l e m e n t** – cihazın hazırlandığı ilkin materialı göstərən hərf , yaxud rəqəm: germanium – **Q** , yaxud **1**; silisium – **K** , yaxud **2**, arsenid-qallium – **A**, yaxud **3**.

**Cədvəl 6.1**

Diodların növləri	Ge	Si
nöqtəvi	1 – 100	101 - 200
müstəvi	301 -400	201 – 300
Stabiltronlar	801	900
Varikaplar	901	1000
Düzləndirici sütunlar	1001	1100

**İ k i n c i e l e m e n t** – verilmiş cihazın növünü təyin edən hərf: bipolyar tranzistorlar – **T**, sahə tranzistorları - **P**, düzləndirici diodlar – **D**, İYT - diodları – **A**, varikaplar – **B**, stabiltronlar – **C**,

tunel diodları – İ, diod tiristorları (dinistorları) – N, triod (idarəolunan) tiristorları - U.

Ü ç ü n c ü e l e m e n t – üç rəqəmdən ibarət olan ədəddir: bunlardan birinci rəqəm 1-dən 9-a kimi dəyişir və cihazın əsas parametrlərini (gücü, tezliyi, cərəyanı və s.) və vəzifələrini müəyyən edir. 1 – alçaqtezlikli, 2 – orta tezlikli, 3 – yüksəktezlikli kiçik güclü tranzistorlar, 4...6 – uyğun olaraq alçaq, orta və yüksəktezlikli böyük güclü tranzistorlar. Bu rəqəmlər diodlar üçün isə belədir: 1 – kiçik güclü düzləndirici diodlar, varikaplar, stabilitrionlar, fotodiodlar, tunel diodları, 2 – orta güclü düzləndirici diodlar, 4 – universal diodlar, 5 – impuls diodları və s. Üçüncü elementin qalan iki rəqəmli ədədi 01-dən 99-a kimi dəyişir və cihazın istehsal nömrəsini göstərir.

D ö r d ü n c ü e l e m e n t – cihazın verilmiş növünün müxtəlif variantlarını göstərən hərfdir.

**Cədvəl 6.2**

Tezlik	Güc, Vt	Ge	Si
Alçaqtezlikli tranzistorlar $\leq 5$ MHz	$> 0.25$ $< 0.25$	1 – 99 201 – 299	101 – 199 301 – 399
Yüksəktezlikli tranzistorlar $\geq 5$ MHz	$< 0.25$ $> 0.25$	401 – 499 501 – 599	601 – 699 701 – 799

Misal üçün, yeni sistemdə bir neçə yarımkeçirici cihazın markalanmasını oxuyaq: 2D503A – bu, A variantından olan, silisiumdan hazırlanmış, istehsal nömrəsi 03 olan impuls diodudur; QT308V – bu, B variantından olan, germaniumdan hazırlanan, istehsal nömrəsi 08 olan, kiçik güclü, alçaqtezlikli tranzistordur və s.

### § 6.7. İnteqral mikrosxemlər

Müasir texnikanın sürətli inkişafı elektronikanın, xüsusilə mikroelektronikanın, son illərdə qazandığı nailiyyətlərlə sıx əlaqədardır. Praktikada geniş istifadə olunan elektron hesablama maşınları, elektron idarəediciləri sistemlər, sənaye avtomatları, robotlar, raket və kosmik qurğuları və digər müasir elektron qurğuları və komplekslərinin tərkibinə yüz minlərlə radioelektron elementləri daxildir. Bununla əlaqədar olaraq elektron elementlərinin ölçü, çəki və sərf etdiyi gücün azaldılması, eyni zamanda işləmə müddəti və etibarlılığının artırılması

mühüm və vacib məsələlərdən biridir. Bu məsələni elektron qurğularının mikrominiatürləşdirilməsi yolu ilə həll etmək olar. Qeyd etmək yerinə düşər ki, birinci mikrosxem hələ 1958-ci ildə C.Kilbi (ABS) tərəfindən hazırlanmışdır. O, bu işə görə xeyli gec, 2000-ci ildə Nobel mükafatı almışdır.

Elektronikada qurğuların miniatürləşdirilməsinin ən sadə yolu müəyyən funksional sxemin bütün elementlərini – örtüksüz aktiv elementləri və nazik təbəqələr halında olan passiv elementləri müəyyən qayda ilə eyni bir örtük altında quraşdırmaqdan ibarətdir. Bunlara *m o d u l* və ya *m i k r o m o d u l* sxemlər deyilir.

Mikromodullarda  $1 \text{ sm}^3$ -də 5-dən 20-yə qədər element yerləşdirmək mümkündür. Bu isə verilmiş funksional sxemin həcmi adi elektron lampaları əsasında yığılmış sxemə nisbətən 300-1000 dəfə azaltmağa imkan verir. Lakin bu sxemlərin yığılması baha başa gəldiyindən praktikada modul sxemlər az tətbiq olunur.

Son illərdə fizika, kimya, metallurgiya və başqa sahələrdə qazanılan elmi nailiyyətlər əsasında *a l t l i q* adlandırılan materialın vahid səthində, yaxud yarımkeçirici kristalın vahid həcmində bir neçə min və daha çox, bir-biri ilə elektrik əlaqəsində olan aktiv və passiv elementlərdən təşkil olunan və müəyyən funksional vəzifəni tam yerinə yetirə bilən mikrosxemlər yığmaq mümkün olmuşdur. Belə sxemlər *i n t e q r a l m i k r o s x e m l ər* (İMS) adlanır. Materialın vahid səthində və ya həcmində yerləşdirilən elementlərin sayı onların *i n t e q r a s i y a d ər ə c ə s i n i* müəyyən edir. Eyni bir yarımkeçirici kristal əsasında hazırlanan İMS-ə tərkibində 10-a qədər element olduqda kiçik inteqrasiyalı mikrosxem, 10-100 element olduqda orta inteqrasiyalı, 100-1000 element olduqda böyük inteqrasiyalı inteqral mikrosxem (BİS), 1000-dən çox element olduqda isə ifrat böyük inteqrasiyalı mikrosxemlər (İBİS) deyirlər. Belə sxemlərin kütləsi bir neçə qramdan çox olmur.  $1 \text{ sm}^3$ -də  $10^3$ – $10^4$  element yerləşdirmək mümkündür. Sxemlərin işləmə müddəti  $10^3$ – $10^4$  saat tərtibindədir. İMS-lərin kiçik ölçülü olmaları adi yarımkeçirici sxemlərə nisbətən daha kiçik ətalətə malik olmağa və yüksək tezliklərdə işləməyə imkan verir. Qeyd edək ki, adi elektron lampalarla yığılmış müəyyən bir funksional vəzifəni icra edən radioelektron qurğu inteqral mikrosxemlərlə hazırlanıqda onun çəkisini və həcmi təxminən  $10^4$  dəfə azaltmaq olar.

İMS hazırlanma texnologiyasında elektron elementləri

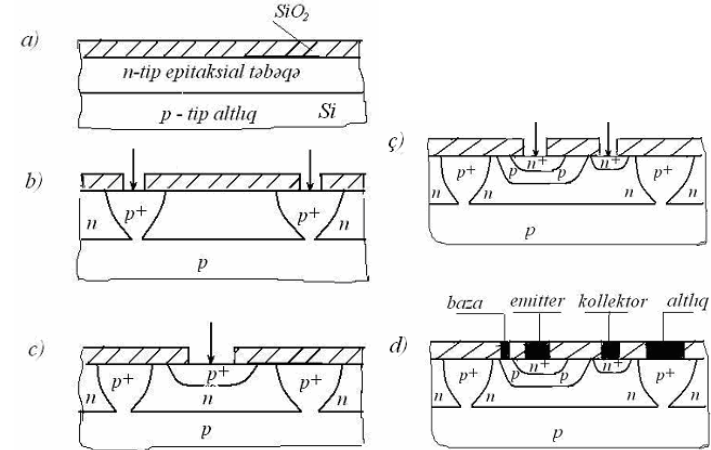
hazırlamaqla yanaşı, eyni zamanda onlar arasında elektrik əlaqəsi də yaradılır və sxem vahid ayrılmaz bir sistem kimi eyni bir örtüklə örtülür. Belə texnologiya *inteqral texnologiya* adlanır. Hazırlanma texnologiyasına görə mikrosxemlərin bir neçə növləri vardır: monolit (yarımkeçirici), hibrid, naziktəbəqəli və s.

*Monolit (yarımkeçirici) inteqral mikrosxem* in elementləri yarımkeçirici kristalın həm həcmində, həm də səthində yaradılır, yəni inteqral mikrosxem bir yarımkeçirici monokristalında hazırlanmış passiv (rezistorlar, kondensatorlar, induktiv elementləri) və aktiv (məsələn, müxtəlif növ tranzistorlar) elementlərdən ibarətdir. Hazırda monolit inteqral sxemlərin hazırlanmasında əsasən Si, Ge, GaAs, yaxud GaP monokristallardan istifadə olunur. Buna görə də bəzən monolit sxemə yarımkeçirici mikrosxem də deyilir. Hər bir monolit inteqral mikrosxemin sahəsi təxminən  $1 \text{ mm}^2$ , aktiv və passiv elementlərinin sayı isə onlarla və hətta yüzlərdədir. İnteqral mikrosxemin hər bir elementinin ölçüsü  $1-10 \text{ mkm}$  tərtibindədir. Mikrosxemdəki elementlər arasında elektrik əlaqəsi qismən kristalın daxilində, qismən də xaricində naqillərlə, yaxud bir qayda olaraq, səthə buxarlandırma yolu ilə alınan keçirici təbəqələrlə yaradılır. Monolit inteqral mikrosxemlərin əsas üstünlüyü onlarda çoxlu sayda yüksək keyfiyyətli aktiv elementlərin hazırlanmasını və onların yaxşı mühafizəsini təmin edən müvafiq texnologiyanın sadəliyidir.

Məsələn, Si monokristalında hazırlanan monolit inteqral mikrosxemin hazırlanma texnologiyası ilə bir qədər ətraflı tanış olaq. Hər şeydən əvvəl, onu qeyd edək ki, monolit İMS planar texnologiya ilə hazırlanır, yəni, bir texnoloji prosesdə bir neçə yüz mikrosxem alınır. Texnoloji proses isə yüzdən artıq əməliyyatdan ibarət olur. Şəkil 6.14-də monolit (yarımkeçirici) İMS-də n-p-n tip tranzistorun planar texnologiya ilə hazırlanmasının ardıcıl mərhələləri göstərilmişdir. p-tip silisium lövhəsi üzərinə n-tip epitaksial təbəqə çəkib, onu  $\text{SiO}_2$  oksid təbəqəsi ilə örtürlər.

Sonra, bu mühafizəedici oksid təbəqəsindən kimyəvi yollarla lazımi yerlərdə pəncərələr açıb,  $p^+$  - tip aşqarlar diffuziya etdirilir. Aşqarlar n-tip keçiriciliyə malik təbəqəyə nüfuz edərək onda  $p^+$  -n keçidi yaradır ki, bunun da nəticəsində epitaksial təbəqədə müəyyən izolə olunmuş adacıq ayrılır (Şəkil 6.14, b). Belə izolə olunmuş adacıqlarda yarımkeçirici mikrosxemin elementləri: tranzistorlar, diodlar, rezistorlar və s. formalaşdırılır. Bu cür adacıqda,

məsələn, tranzistor almaq üçün  $p^+$  aşqarı daxil edərək, baza oblastı yaradılır. Adacığın özü isə tranzistorun kollektor oblastını təşkil edir (Şəkil 6.14, c). Sonrakı əməliyyatda  $n^+$  aşqarları diffuziya etdirərək emitter oblastı və kollektor kontaktı yaradılır. Nəhayət, termik buxarlandırma yolu ilə alimium təbəqələri çökdürülərək baza, emitter, kollektor və altlıq kontaktları hazırlanır (Şəkil 6.14, d).



**Şəkil 6.14.** Monolit (yarımkeçirici) inteqral mikrosxemlərdə n-p-n tip tranzistorun hazırlanmasının bəzi mərhələləri:

- üstünə epitaksial təbəqə çəkilmiş və silisium oksidi ilə mühafizə edilmiş silisium altlığı, b) diod izolyasiyası almaq üçün  $p^+$ -tip aşqarların diffuziyası, c) bazanı formalaşdırmaq üçün  $p^+$ -tip aşqarların diffuziyası, d) emitter və kollektor kontaktı almaq üçün  $n^+$ -tip aşqarların diffuziyası, e) baza, emitter, kollektor və altlığa metal kontaktlar çəkilmiş tranzistor.

Buna oxşar olaraq diod da hazırlamaq olar. Lakin, çox vaxt diod elə tranzistorun özündən alınır. Kollektor və bazanı qısa qapayaraq emitter diodu adlanan diod, emitter və bazanı qısa qapamaqla kollektor diodu adlanan diod yaratmaq olar.

Monolit inteqral mikrosxemlərin üstünlükləri ilə yanaşı çatışmayan cəhətləri də vardır. Məsələn, monolit inteqral mikrosxem hazırlanıqda kristal daxilində yaradılan passiv elementlər çox yüksək keyfiyyətli olmur. Lakin, bu qüsura baxmayaraq, hazırda monolit inteqral mikrosxemlər radioelektron qurğularının ölçülərinin

kiçildilməsi sayəsində mikroelektronikanın ən perspektiv vasitələrindən sayılır.

Hibrid inteqral mikrosxem şüşə, keramika və digər dielektrik altlıqlar üzərində alınmış nazik təbəqəli passiv və onların üzərinə asılı vəziyyətdə lehimlənən aktiv diskret elementlərdən ibarətdir. Qeyd etmək lazımdır ki, belə sxemlərdə nazik təbəqə halında alına bilməyən xüsusi miniatur şəkildə hazırlanan bəzi passiv elementlər, məsələn, transformator, drossel, böyük tutumlu kondensator və s. də aktiv elementlər kimi nazik təbəqəli passiv elementlərə lehimləyə bilər. Hibrid inteqral mikrosxemlərin monolit inteqral mikrosxemlərdən üstünlüyü passiv elementlərlə əlaqədardır. Hibrid mikrosxemin passiv elementləri parametrlərinə görə monolit sxemlərinə nisbətən dəqiq hazırlanır. Hibrid mikrosxemlərdə istifadə olunan nazik təbəqəli passiv elementlər monolit sxemlərdə diffuziya ilə hazırlanan elementlərə nisbətən radiasiyaya daha davamlıdır. Monolit inteqral mikrosxemlərə nisbətən hibrid inteqral sxemlərin ölçüləri böyük, etibarlılıq dərəcəsi isə azdır. Hibrid İMS də  $1 \text{ sm}^3$ -də 60-100 aktiv və passiv element yerləşdirmək mümkündür.

Nazik təbəqəli inteqral mikrosxemlərin bütün elementləri (aktiv və passiv) vahid altlıq üzərinə müxtəlif nazik təbəqələr çəkməklə hazırlanır. Təbiidir ki, nazik təbəqəli inteqral mikrosxemlərin ölçüləri haqqında danışdığımız bütün inteqral mikrosxemlərinə nisbətən kiçik ola bilər. Lakin dayanıqlı nazik təbəqəli inteqral sxemlərin yaradılması çox çətin texnoloji məsələlərdən biridir.

Haqqında danışılan inteqral mikrosxemlər əsasında mikroelektronikada funksional sxemlər, optoelektron inteqral sxemlər, böyük inteqral sxemlər və s. sxemlər də düzəldilir.

Keçmiş SSRİ-də inteqral mikrosxemlər də adi yarımkeçirici cihazlar kimi markalanır:

Birinci element - İMS-in konstruktiv-texnoloji hazırlanması variantını göstərən rəqəmdir. 1,5,7 – monolit (yarımkeçirici), 2,4,6,8 – hibrid, 3 – digər sxemlər (nazik təbəqəli və s.).

İkinci element – verilmiş seriyadan olan İMS-in istehsalının sıra nömrəsini göstərən iki rəqəmli (0-dan 99-a qədər) ədəddir. Birinci və ikinci elementlər birlikdə İMS-in seriyasını göstərir.

Üçüncü element – İMS-in funksional vəzifəsini

göstərən iki hərfdən ibarətdir. Bunlardan birinci hərf sxemin sinfini, ikinci hərf isə qrupunu müəyyən edir. Məsələn, ДА – amplitud detektoru, МА – amplitud modulyatoru, ПС – tezlik çeviricisi, УБ – yüksək tezlik gücləndiricisi, УТ – sabit cərəyan gücləndiricisi, ГЛ – xətti dəyişən gərginlikli generator, ГС – harmonik rəqs generatoru, ЛН – məntiq elementi, ТР – РС triggeri, ФЕ – zolaqlı filtr, ИР – registr və s.

Dördüncü element – sxemin verilmiş seriyadan olan funksional əlamətlərinə görə fərqlənən müxtəlif variantları göstərən rəqəmdir (0-dan 9-a kimi).

1974-cü ilə qədər istehsal olunan İMS-də seriyanın nömrəsini göstərən üçrəqəmli ədəddən birincisi hərflərdən təşkil olunmuş üçüncü elementdən əvvəl qoyulub. Məsələn, 1УТ153 (153-cü seriyadan olan monolit sabit cərəyan gücləndiricisidir). 1974-cü ildən başlayaraq bu sxem 153 УТ1 kimi markalanır. Qeyd etmək lazımdır ki, radioelektron qurğularında geniş tətbiq olunan İMS-in qarşısında K hərfi qoyulur. Məsələn, K2УС181 – geniş tətbiq olunan 181-ci seriyalı harmonik siqnal gücləndiricinin hibrid inteqral mikrosxemidir.

Beşinci element - İMS-in hər hansı bir parametrinə görə fərqlənməsini göstərən hərfdir.

### **§6.8. Nanotexnologiya haqqında qısa məlumat. Nanoelektron elementləri**

Nanoelektronika – elm və texnikanın keçən əsrin 80-ci illərində yaranmış yeni sahəsi olub, materiyanın çox kiçik ölçülərində (onlarla nanometr;  $1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ m}$ ) atom və molekulyar səviyyəsində manipulyasiyası (dəyişdirilməsi) ilə məşğul olan bir elmdir. Bu elm son zamanlarda bərk cisimlər fizikasında, kvant elektronikasında, fiziki kimyada və yarımkeçiricilər elektronikasına texnoloqiyasında baş verən nailiyyətlərə əsaslanaraq formalaşmışdır. Nanotexnologiya hər şeyi kökündən dəyişməyə qadirdir; hesablama texnikasından başlamış tibb və hərbi elmlərə kimi.

Hazırda nanofizikada bir-birindən fərqli iki istiqamət mövcuddur. Birinci istiqamət materialşünaslıqdır və hazırda bu sahə çox böyük sürətlə inkişaf edərək artıq praktiki nəticələr verməyə başlamışdır. Nanostruktur metalların möhkəmliyini adi metallara

nisbətən 1,5-2 dəfə, bəzi hallarda isə hətta 3 dəfə, bərkliyini 50-70 dəfə, korroziyaya qarşı davamlığını 10-12 dəfə artırmaq mümkün olmuşdur. İ k i n c i istiqamət isə şərti olaraq «mezoskopika» adlanır. Bu termin «makro» və «mikro» arasında ortalıq deməkdir. Burada nanoölçülü hissəciklərin xassələrinə baxılır. Bu hissəciklər atomlar kimi diskret spektrə malik olduğundan bunlara süni atomlar da deyirlər. Nanohissəciciyin üzərinə elektron düşdükdə və ya ondan elektron qopduqda cərəyana görə «Kulon bloklanması» deyilən effekt baş verir ki, bu da bir elektronla dövrəni açıb bağlamağın mümkünlüyünü yaradır. Hazırda bu effekt əsasında bir elektronla işləyən tranzistor mövcuddur. Belə cihazın hazırlanmasının mümkünlüyü nəzəri olaraq 1958-ci ildə Yaponiya alimi L.İsaki tərəfindən göstərilmiş, 1986-cı ildə rus alimləri K.K.Lixaçov və D.V.Averin tərəfindən həyata keçirilmişdir.

Məlum olduğu kimi, hazırda inteqral mikrosxem texnologiyası ölçüləri 0,13-0,10 mkm-dən kiçik olan elementləri hazırlamağa imkan vermir. Bu müəyyən səbəblərlə—mikroskopik həçmlərdə aşqarların paylanması statik xarakterə malik olması, mikrosxemlərin hazırlanma texnologiyasının, xüsusilə litoqrafiyanın imkanları və s. ilə bağlıdır.

Müasir mikroelektronikada bir kristalda  $10^8$  element, kompüterlərin maqnit disketlərinin yaddaşında yüzrlərlə gıqa bayt informasiya yerləşdirmək mümkündür. Kompüterlər saniyədə  $10^8$  əməliyyat apara bilər; işçi tezlik isə  $10^{12}$  Hs-ə kimi yüksəlmişdir.

Nanosistemlərdə  $1\text{sm}^3$ -də  $10^{15}$  element yerləşdirmək mümkündür. Bu, insan beynindəki neyronların sayından  $10^6$  dəfə çoxdur. Nanotexnologiya ilə yığılan kompüterlərin yaddaşını yüzrlərlə tera bayt ( $1\text{tera}=10^{12}$ ) səviyyəsinə qaldırmaq mümkündür. Belə böyük yaddaşa malik kompüterlərin praktiki olaraq yaradılması çox da uzaq deyil. Belə ki, 1993-cü ildə artıq kompüterlərin ürəyi olan «YOX-VƏ», «YOX-YAXUD» kimi nanoelektron rəqəm açarları hazırlamaq mümkün olmuşdur. Belə strukturların ölçüləri  $\sim 10\text{nm}$ , işçi tezliyi  $\sim 10^{12}$  Hs-dir. Hazırda Si, İnP, CdSe və b. kimi qeyri-üzvü materiallardan ölçüləri nanometr tərtibində olan  $10^3$ - $10^5$  atomdan ibarət nəhəng molekullar yaratmaq mümkün olmuşdur. Belə toplulara «kvant nöqtələri» deyirlər. Bunların əsasında nanoelektron elementlərinin hazırlanması yaxın gələcəyin işidir.

Nanoelektron elementlərinin əsasında «bioçiplərin»

yaradılmasının mümkünlüyü də artıq realdır. Bunlar süni intellektin yaradılmasının açarıdır. Belə sxemlər neyronabənzər elementlər üzərində qurulacaqdır.

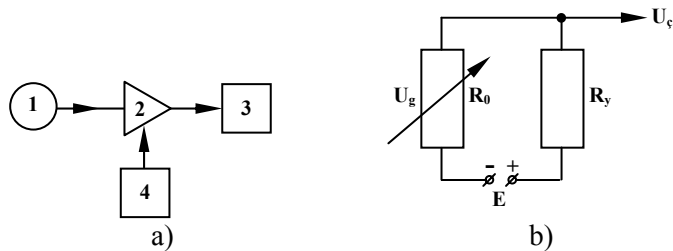
Nanostrukturulu molekulyar robotlar insan üçün şəxsi həkim rolunu oynaya bilər. Bunlar insan orqanizmində daimi yaşayaraq onda baş verən nasazlıqları aradan qaldırmaqla, hüceyrələrin qocalmasının qarşısını alaraq ömrünü uzatmağa qadirdir.

## VII FƏSİL

### ELEKTRON GÜCLƏNDİRİCİLƏRİ

#### §7.1 Gücləndiricilərin təsnifatı və əsas xarakteristikaları

Elektrovakuum və ya yarımkəçirici cihazların köməyi ilə sabit cərəyan mənbəyinin enerjisi hesabına elektrik siqnallarının gərginlik və cərəyan amplitudlarını, eləcə də siqnalların gücünü artırmaq üçün istifadə olunan qurğulara elektron gücləndiriciləri deyilir. Gücləndiricilərin struktur sxemi şəkil 7.1 a-da göstərilmişdir. Sxemdə 1-siqnal mənbəyindən 2-elektron cihazının girişinə elektrik rəqsləri verilir. Gücləndiricinin çıxışına qoşulmuş 3-yük müqavimətində, müəyyən şərtlər daxilində, 4-sabit enerji mənbəyi hesabına gücləndirilmiş siqnallar alınır. Burada elektron cihazı idarəolunan qeyri-xətti müqavimət rolunu oynayır (şəkil 7.1b).



Şəkil 7.1. a) Gücləndiricinin struktur sxemi:

1-giriş (siqnal mənbəyi), 2-gücləndirici elektron cihazı,

3-gücləndiricinin yükü, 4-enerji mənbəyi.

b) Gücləndiricinin ekvivalent sxemi.

Elektron gücləndiricilərini bir neçə əlamətlərinə görə təsnifata ayırmaq olar:

gücləndirici elementlərin növlərinə görə-tranzistorlu, lampalı, inteqral mikrosxemli və s. gücləndiricilər;

kaskadlar arasında rabitə növlərinə görə - tutum-rezistor, transformator, qalvanik və s. rabitəli gücləndiricilər;

yük müqavimətinin xarakterinə görə - rezistorlu, transformatorlu

və i. a.;

gücləndirilən siqnalların tezlik oblastlarına görə - enlizolaqlı və darzolaqlı gücləndiricilər.

Funksional vəzifələrinə görə – gərginlik, cərəyan və güc gücləndiriciləri mövcuddur.

Enlizolaqlı gücləndiricilərə – alçaqtezlikli gücləndiricilər, impuls və videosiqnal gücləndiriciləri daxildir. Darzolaqlı gücləndiricilərə isə yüksək tezlikli gücləndiricilər, ifrat yüksək tezlikli gücləndiricilər və optik diapazonda işləyən kvant gücləndiricilərini və s. aid etmək olar. Enlizolaqlı gücləndiricilərin yük müqaviməti rezonans xarakterli olmadığından bunlar bəzən aperiodik, darzolaqlı gücləndiricilərdə isə yük müqaviməti rezonansa gətirilə bilən rəqs konturları olduğundan rezonans gücləndiriciləri adlanır.

Elektron gücləndiricilərin əsas xarakteristikaları və parametrləri aşağıdakılardır:

**Ötürmə əmsalı**  $\dot{K}$ . Siqnallar gərginlik və cərəyanla görə gücləndirilərkən onların həm amplitudu, həm də fazası dəyişdiyindən (bax §2.3) gərginlik və cərəyanla görə ötürmə əmsalları kompleks kəmiyyətlərdir, yəni

$$\dot{K}_u = K_u e^{j\varphi}; \quad \dot{K}_i = K_i e^{j\varphi}. \quad (7.1)$$

Gücləndiricilərdə kompleks ötürmə əmsalının modulu  $K$ -gücləndirmə əmsalı adlanır. Həmişə  $K > 1$  olur. Gücləndiricinin funksional vəzifəsindən asılı olaraq verilmiş tezlikdə gərginliyə görə ötürmə əmsalı

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{m.u}(\omega)}{\dot{U}_{m.g}(\omega)}, \quad (7.2)$$

cərəyanla görə ötürmə əmsalı

$$\dot{K}_i = \frac{\dot{I}_{m.u}(\omega)}{\dot{I}_{m.g}(\omega)}, \quad (7.3)$$

gücə görə ötürmə əmsalı

$$K_p = \frac{P_u(\omega)}{P_g(\omega)} \quad (7.4)$$

kimi parametrlərdən istifadə olunur. Sıqnallar gücə görə gücləndirilərkən bir period ərzindəki orta güc təyin edildiyindən gücə görə ötürmə əmsalı  $K_p$  həmişə həqiqi kəmiyyətdir. Bir kaskadın gücləndirmə əmsalı kifayət olmadıqda bir neçə eyni kaskaddan (pillədən) təşkil edilən çoxkaskadlı gücləndiricilərdən istifadə olunur. Çoxkaskadlı gücləndiricinin ümumi gücləndirmə əmsalı ayrı-ayrı kaskadların gücləndirmə əmsallarının hasilinə bərabərdir.

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdots K_n \quad (7.5)$$

Praktikada çox vaxt gücləndirmə əmsalı nisbi vahidlərlə yox, desibellərlə (dB) təyin edilir:

$$K_p = 10 \lg \frac{P_u}{P_g} (dB)$$

Güc gərginlik və cərəyandan kvadratik asılı olduğundan gərginlik və cərəyana görə gücləndirmə əmsalları desibellərlə uyğun olaraq:

$$K_u = 10 \lg \frac{U_{m,u}^2}{U_{m,g}^2} = 20 \lg \frac{U_{m,u}}{U_{m,g}} (dB),$$

$$K_i = 10 \lg \frac{I_{m,u}^2}{I_{m,g}^2} = 20 \lg \frac{I_{m,u}}{I_{m,g}} (dB)$$

alınır. Gücləndirmə əmsalları desibellərlə ifadə olunduqda çoxkaskadlı gücləndiricinin ümumi gücləndirmə əmsalı ayrı-ayrı kaskadların gücləndirmə əmsallarının cəminə bərabərdir:

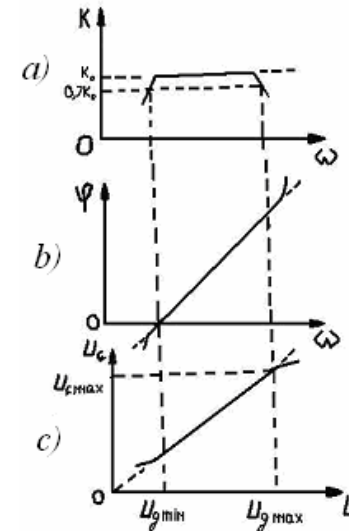
$$K(dB) = K_1(dB) + K_2(dB) + \dots + K_n(dB).$$

#### Amplitud-tezlik, faza-tezlik və amplitud xarakteristikaları.

Dördqütblülərdə göstərilədiyi kimi, kompleks ötürmə əmsalı əvəzinə adətən iki xarakteristikaya:  $K(\omega)$  – amplitud – tezlik (yaxud tezlik) və  $\varphi(\omega)$  – faza tezlik (yaxud faza) xarakteristikalarına ba-

xılır.  $K(\omega)$  və  $\varphi(\omega)$  asılılıqları (şəkil 7.2 a,b) gücləndirici sxemlərin tərkibində reaktiv elementlərin olması ilə əlaqədardır. İdeal gücləndiricilərdə bu asılılıqlar uyğun olaraq  $K(\omega) = \text{const}$  və  $\varphi(\omega) = a\omega$  olur.

Amplitud xarakteristikası – verilmiş tezlikdə gücləndiricinin çıxış sıqnalının amplitudunun giriş sıqnalın amplitudundan asılılığına  $U_{m,\zeta} = f(U_{m,g})$  deyilir (şəkil 7.2 c). İdeal



**Шякил 7.2.** Эцъляндириъинин тезлик (а), фаза (б) вя амплитуд (в) хярактеристикалары. Гырыг хятля – идеал, бцтвов хятля – реал эцъляндириъинин хярактеристикалары эюстярилмишдир.

gücləndiricidə çıxış sıqnalın amplitudu giriş sıqnalın amplitudu ilə mütənasibdir ( $U_{m,u} = K_u U_{m,g}$ ) və amplitud xarakteristikası koordinat başlanğıcından keçən düz xətt olur. Real gücləndiricilərdə isə bu asılılıq qeyri-xətti xarakteristikalara malik aktiv elementlərin, eləcə də reaktiv elementlərin və müxtəlif küylərin təsiri nəticəsində düz xətdən fərqli olur.

Belə gücləndiricilərdə amplitud xarakteristikası giriş gərginliyinin yalnız məhdud intervalında  $U_{m,g,\min} - U_{m,g,\max}$  xətti olaraq qalır. Giriş gərginliyinin bu intervalına gücləndiricinin *dinamik diapazonu* deyilir və aşağıdakı münasibətlə təyin olunur:

$$D = 20 \lg \frac{U_{m,g,\max}}{U_{m,g,\min}} (dB).$$

**Gücləndiricidə sıqnalların təhrifi.** Gücləndiricidə sıqnal güclənərkən onun ilkin forması dəyişir, yəni sıqnal təhrif olunur. Bu hadisə sxemin tərkibində reaktiv elementlərin olması ilə, eləcə də aktiv elementlərin qeyri-xətti VAX-a malik olması və onların

tərkibində əmələ gələn parazit tutumlarla əlaqədardır. Təhriflər iki cür olur: xətti təhriflər və qeyri-xətti təhriflər. Xətti təhriflər signala reaktiv elementlərin təsiri nəticəsində yaranan təhriflərdir. Bu növ təhriflərin xətti təhriflər adlandırılmasına səbəb onların yalnız xətti dövrlərdə mövcud olmaları ilə əlaqədardır. Xətti təhriflərə tezlik, faza və keçid təhrifləri aiddir.

Tezlik təhrifləri mürəkkəb signalın tərkibindəki harmonikalardan müxtəlif dərəcədə gücləndirilməsi nəticəsində yaranan təhriflərə deyilir. Bunun nəticəsində harmonikalardan nisbətləri dəyişir, yəni signal təhrif olunur. Məsələn, mürəkkəb səs tezlikli signalarda tezlik təhrifi nəticəsində səs təmri dəyişir. Yüksək tezlikli harmonikalardan zəif gücləndiriləndə səs boğuc, əksinə, alçaq tezlikli komponentlər zəif gücləndiriləndə isə cingilti alınır. Qeyd edək ki, sinusoidal rəqs tezlik təhriflərinə uğramır və gücləndiricidən keçərkən öz ilkin formasını dəyişmir. Tezlik təhrifləri tezliyə görə təhrif əmsalı  $M$  ilə xarakterizə olunur. Bu əmsalın alçaq və yüksək tezliklərdəki qiymətləri ( $M_a, M_y$ ) tezlik xarakteristikasından gücləndirmə əmsalının alçaq və yüksək tezliklərdəki gücləndirmə əmsallarının  $K_0$  orta tezliklərdəki gücləndirmə əmsalına nisbəti kimi təyin edilir:

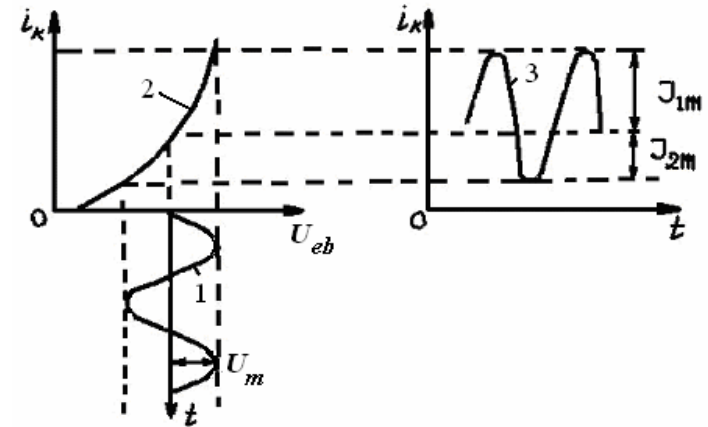
$$M_a = \frac{K_a}{K_0} 100\%, \quad M_y = \frac{K_y}{K_0} 100\%.$$

Faza təhrifləri – gücləndiricinin tərkibindəki reaktiv elementlərin təsiri ilə mürəkkəb signalın spektrindəki harmonikalardan arasında faza sürüşməsinin əmələ gəlməsi nəticəsində yaranan təhriflərə deyilir. Qeyd edək ki, faza sürüşməsi verilən signalın tezliyi ilə mütənəşib olaraq dəyişərsə, onda gücləndiricidən keçən signal fazaya görə təhrif olunmur. Səs tezlikli gücləndiricilərdə faza təhrifləri böyük rol oynamır, çünki insan qulağı mürəkkəb signalın komponentləri arasında əmələ gələn faza sürüşmələrini hiss edə bilmir. Lakin televiziya signalı gücləndiricilərində faza təhrifləri çox mühüm rol oynayır, belə ki, onlar televizor ekranında şəklə təhrif olunmasına səbəb olur. İmpuls gücləndiricilərində də faza təhriflərini nəzərə almaq lazımdır.

Keçid təhrifləri – gücləndirilən impulsların formasının

dəyişməsi ilə əlaqədardır. Bu cür təhriflərdə impulsların parametrləri: ön və arxa cəbhələrin diklikləri, impuls zirvəsinin formalaşması və s. dəyişir.

Qeyri-xətti təhriflər – mürəkkəb signalın spektral tərkibində yeni tezlikli komponentlərin əmələ gəlməsinə deyilir. Bu cür təhriflər gücləndiricinin tərkibində qeyri-xətti xarakteristikalara malik elementlərin (elektrovakuum, yarımkeçirici cihazlar, transformator və s.) olması və bu elementlərin iş rejimlərinin düzgün seçilməməsi ilə əlaqədardır. Şəkil 7.3-də qeyri-xətti təhriflərin əmələ gəlməsini izah edən qrafik göstərilmişdir. Harmonik giriş signalı (1 əyrisi),  $i_k = f(U_b)$  xarakteristikası (2 əyrisi) qeyri-xətti olan tranzistorun baza dövrəsinə verilir. Nəticədə çıxış cərəyanının (3 əyrisi) müsbət yarımperiodlarının amplitudları mənfi yarımperiodlarının amplitudlarından böyük olur ( $I_{1m} > I_{2m}$ ).



Şəkil 7.3. Qeyri-xətti təhriflərin yaranmasını izah edən qrafik.

Deməli, gücləndirilən signal çıxışda qeyri-sinusoidal signala çevrilir və onun spektral tərkibində yeni harmonikalardan əmələ gəlir. Bu isə signalın təhrif olunması deməkdir. Belə qeyri-xətti təhriflərin əmələ gəlməsi nəticəsində gücləndiricinin amplitud xarakteristikası gərginliyin müəyyən qiymətindən sonra xəttildən kənara çıxır (bax: 7.2, c).

Gücləndiricinin girişinə harmonik signal verildikdə onda yaranan qeyri-xətti təhrifləri kəmiyyətcə qiymətləndirmək üçün



$$\gamma = \frac{\sqrt{U_{2m}^2(2\omega) + U_{3m}^2(3\omega) + \dots + U_{nm}^2(n\omega)}}{U_{1m}(\omega)} \quad (7.6)$$

münasibəti ilə təyin olunan qeyri-xətti təhrif əmsalından (buna bəzən harmonikalar əmsalı, yaxud klirfaktor da deyilir) istifadə olunur. Burada  $U_{1m}(\omega)$  - çıxış gərginliyinin birinci harmonikası,  $U_{nm}(n\omega)$  isə yüksək harmonikalarıdır:  $n$  - harmonikanın nömrəsi,  $2\omega, 3\omega, \dots, n\omega$  - bu harmonikaların tezlikləridir.

Qeyri-xətti təhrif əmsalının qiyməti VAX-da işçi nöqtənin seçilməsindən asılıdır. Əgər işçi nöqtə xarakteristikanın düzxətli hissəsində olub, dinamik rejimdə bu oblastdan kənara çıxmırsa, qeyri-xətti təhrif əmsalı minimum olur. Belə iş rejimi A rejimi adlanır. Lakin bu rejimdə gücləndiricinin dövrəsindən kifayət qədər böyük sabit cərəyan keçir. Bu cərəyan informasiya daşımır və mənbəyin enerjisini faydasız sərf edir. Bu isə gücləndiricinin yük müqavimətinin qızmasına və faydalı iş əmsalının azalmasına səbəb olur. İtkiləri azaltmaq və f.i.ə-nı artırmaq məqsədilə işçi nöqtəni xarakteristikanın başlanğıcı (B rejimi) və hətta aktiv elementin bağlanması oblastlarına (C rejimi) keçirmək olar. Lakin bu hallarda qeyri-xətti təhriflər artır.

Qeyd etmək lazımdır ki, kiçik amplitudlu zəif siqnallar gücləndirilərkən, xarakteristikanın xətti hissəsindən istifadə olunduğundan, bu halda qeyri-xətti təhriflər çox az alınır və bu təhrifləri nəzərə almamaq olar. Praktikada, əsasən, bu rejimdə (A rejimində) işləyən gücləndiricilərdən istifadə edilir. Lakin yük müqavimətində kifayət qədər güc ayırmaq üçün istifadə olunan sonuncu kaskadlarda siqnallar xarakteristikanın qeyri-xətti hissələrini də əhatə etdiyindən (B və C rejimləri) bu hallarda kifayət qədər böyük qeyri-xətti təhriflər yaranır ki, bunlarla hesablaşmaq lazımdır.

**Gücləndiricinin işçi tezlik diapazonu** – elə tezlik oblastına deyilir ki, burada gücləndirmə əmsalı yol verilə bilən müəyyən qiymətlərdən kənara çıxmasın. Buraxma zolağına qoyulan tələblər gücləndiricinin tətbiq sahəsindən asılıdır. Məsələn, birinci növ radioqəbuledicilərdə işlədilən gücləndiricilərdə buraxma zolağı 50-10000 Hs tezlik diapazonunu təşkil etməlidirsə, adi telefon rabitəsində verilən danışmaq nitqini aydın eşitmək üçün 300-3000 Hs

diapazonu kifayətdir.

**Nominal çıxış gücü** – siqnalların təhrifinin verilmiş qiymətində gücləndiricinin yük müqavimətində ayrılı bilən maksimum gücdür.

**Faydalı iş əmsalı** – gücləndirici tərəfindən hasil edilən  $P_f$  faydalı gücün, onu qidalandıran mənbələrdən aldığı  $P_0$  tam gücə nisbəti ilə təyin olunur:

$$\eta = \frac{P_f}{P_0} 100\%$$

**Gücləndiricinin həssaslığı** – onun çıxışında nominal çıxış gücü yaradan giriş gərginliyi amplitudunun ən kiçik qiymətinə deyilir.

Təhrif olunmadan gücləndirilə bilən minimum giriş siqnalı elə siqnal hesab olunur ki, onun gücləndiricinin çıxışında yaratdığı gərginlik, çıxışdakı küylərə uyğun gərginliyə bərabər olsun, yəni:

$$U_{m.c} = K_0 U_{g.min} = U_{kuy.ç}$$

**Gücləndiricinin məxsusi küyləri** – onun girişinə siqnal verilmədikdə belə, çıxışında müəyyən gərginlik və ya cərəyan fluktuasiyası olması hesabına yaranır. Bu küylər kiçik amplitudlu faydalı siqnalları ümumi siqnallardan ayırmağa mane olur. Gücləndiricidə məxsusi küylər, əsasən iki səbəbdən əmələ gəlir. Birincisi, müxtəlif xarici küy mənbələrinin (sənaye obyektləri, atmosferdəki müxtəlif qaz boşalmaları, kosmik şüalanması, atmosferin istilik şüalanması və s.) yaratdıqları təsadüfi siqnalların faydalı siqnalla birlikdə gücləndiricinin girişinə daxil olmasıdır. Bu küylər xarici küylər adlanır və onları radioelektron qurğularını ekranlamaqla və küy mənbələrindən uzaqlaşdırmaqla aradan götürmək olur. İkincisi, gücləndiricilərdə məxsusi küylərin yaranmasına səbəb elektronların sxemin naqillərində daxili istilik hərəkətlərində olmaları və katoddan, yaxud emitterdən çıxan elektronların sürətlənmə və tormozlanma momentlərinin zamana görə təsadüfi paylanması ilə əlaqədardır. Elektronların xaoslu hərəkəti nəticəsində meydana çıxan istilik küyləri naqildə elektrik yüklərinin spontan olaraq fluktuasiyası və bu səbəbdən naqilin uçlarında potensiallar fərqi yaranması ilə əlaqədardır. Naqildə istilik küylərinin orta kvadratik gərginliyi Naykvist düsturu ilə təyin edilə bilər:

$$\overline{e^2} = 4kTR\Delta f$$

burada,  $k$ -Bolsman sabiti,  $R$ -naqilin müqaviməti,  $T$ -temperaturu və  $\Delta f$  -qeydedici qurğunun tezlik zolağının enidir.

Elektronların cihazların emitterindən emissiya olunmasının, yarımqeçirici cihazlarda isə bundan əlavə elektron-deşik cütünün rekombinasiya olunmasının təsadüfi xarakter daşması ilə əlaqədar meydana gələn küylərə bölünən küylər deyilir. Nisbətən alçaq tezliklərdə bu küylər sxemin naqillərində orta kvadratik cərəyanı  $(\Delta I)^2 \approx eI\Delta f$  olan fluktuasiyalar yaradır; burada  $e$ -elektronun yükü,  $I$ -cihazdan keçən cərəyanın orta qiyməti,  $\Delta f$  -gücləndiricinin buraxma zolağının enidir.

Küylərlə yanaşı, gücləndiricidə fon adlanan daxili maneələr də əmələ gəlir. Fon, gücləndiricinin çıxış dövrəsində düzləndirici qurğunun, xarici elektrik və maqnit sahələrinin və s. təsiri nəticəsində yaranan əlavə kənar gərginliyə deyilir.

Qeyd edək ki, radiosiqnalların gücləndirilməsində bu küylərin faydalı siqnallara təsirini minimuma endirmək lazımdır. Praktikada çox zəif siqnalları gücləndirmək üçün məxsusi küylərin səviyyəsi çox kiçik olan xüsusi gücləndiricilərdən istifadə edilir.

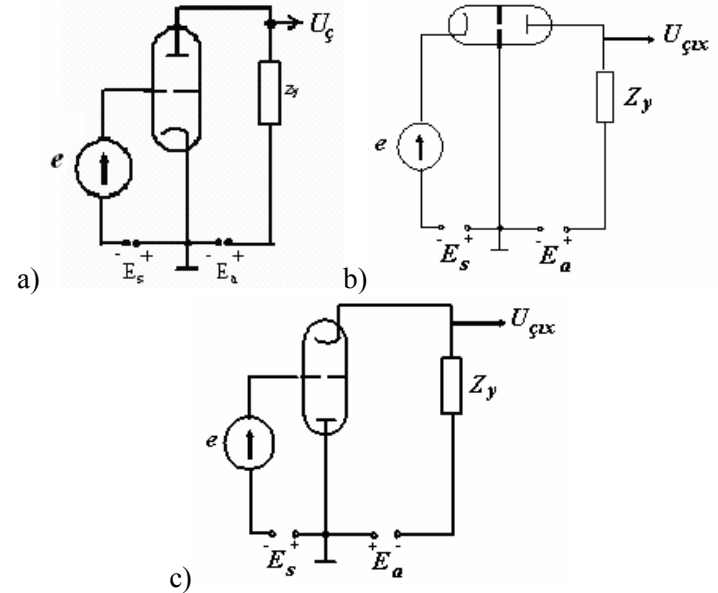
## § 7.2. Lampalı gücləndirici kaskadlar. Triodun ekvivalent sxemləri

Lampaların məsələn, triodun anod dövrəsinə rezistor qoşub, lampanın girişinə dəyişən siqnal versək, belə dövrədə gərginliyin, cərəyanın və gücün güclənməsinə nail olmaq olar. Bunlara lampalı gücləndirici kaskadlar deyilir.

Triod dəyişən cərəyan dövrəsinə üç müxtəlif yolla birləşdirilə bilər (şəkil 7.4.). Bu sxemlər bir-birindən siqnal mənbəyi və yük müqavimətinin triod dövrəsinin hansı hissəsinə qoşulması ilə fərqlənir.

Şəkil 7.4, a-da  $e$  – siqnal mənbəyi tor dövrəsinə, yük müqaviməti isə triodun anod dövrəsinə qoşulmuşdur. Katod bu halda giriş və çıxış dövrələri üçün dəyişən cərəyana görə ümumi elektrod olduğundan, belə sxem ümumi katodlu gücləndirici kaskad (ÜK) adlanır. ÜK kaskad həm gərginliyi, həm də cərəyanı gücləndirə bildiyindən radioelektronikada geniş tətbiq edilir. Belə

kaskadda siqnalın gücə görə gücləndirilməsi də baş verir, belə ki,  $K_p = K_i K_u$ . ÜK kaskadda çıxış gərginliyinin fazası giriş gərginliyinin fazasından  $\pi$  qədər fərqlənir. Bu səbəbdən ÜK kaskad faza inversiya (faza çevirici) kaskadı adlanır. Bu paragrafda ÜK kaskadın işini ətraflı təhlil edəcəyik.



Şəkil 7.4. Triodun dövrəyə qoşulması sxemləri:

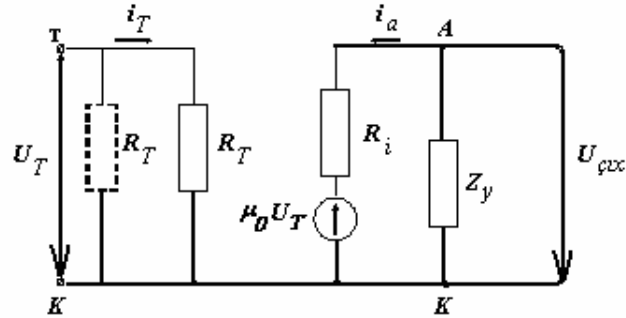
a- ümumi katodlu, b- ümumi torlu, c- ümumi anodlu kaskadlar.

Şəkil 7.4, b-də siqnal mənbəyi katod dövrəsinə, yük müqaviməti isə anod dövrəsinə daxil edilmişdir; tor isə triodun giriş və çıxış dövrələri üçün ümumidir. Belə kaskad ümumi torlu (ÜT) kaskad adlanır. Bu kaskadda siqnallar ancaq gərginliyə görə güclənir, cərəyana görə isə güclənmə yoxdur; belə ki,  $i_t < i_a$ . Çıxış gərginliyi giriş gərginliyi ilə eyni fazada olur. Kaskad kiçik giriş, kifayət qədər böyük çıxış müqavimətinə malikdir.

Şəkil 7.4, c-də siqnal mənbəyi tor dövrəsinə, yük müqaviməti isə katod dövrəsinə qoşulmuşdur. Anod bu halda giriş və çıxış dövrələri üçün ümumi elektrod olduğundan belə qoşulma sxemi ümumi anodlu (ÜA) kaskad adlanır. Belə kaskadda gərginliyə görə gücləndirmə

əmsalı  $K_u \leq 1$ , yəni çıxış gərginliyinin amplitudu giriş gərginliyinin amplituduna yaxın olur. Cərəyana görə gücləndirmə əmsalı isə  $K_i \gg 1$  olur. ÜA kaskadda çıxış gərginliyi ilə giriş gərginliyinin fazaları eynidir. Buna görə də belə kaskad tranzistorlu emitter təkrarlayıcısına oxşar olaraq katod təkrarlayıcısı adlanır. Katod təkrarlayıcısında siqnalların təhrif olunması, demək olar ki, yoxdur.

İndi də ümumi katodlu gücləndirici kaskadı daha ətraflı araşdırıraq. Triodun anod dövrəsinə yük qoşulmuş halda ÜK kaskadın ekvivalent sxemi aşağıdakı şəkildə olar (şəkil 7.5).



Şəkil 7.5. Ümumi katodlu gücləndirici kaskadın ekvivalent sxemi.

Bu sxemdə katod-tor aralığının  $r_T = \partial u_T / \partial i_T$  - dinamik giriş müqaviməti də nəzərə alınmışdır. Praktikada kaskadın iş rejimini stabilləşdirmək məqsədilə lampanın girişinə  $R_T \ll r_T$  olan xarici müqavimət qoşurlar.

Kaskadın gücləndirmə əmsalı, məlum olduğu kimi, aşağıdakı nisbətlə təyin olunur:

$$K_u = \frac{u_{m\text{çix}}}{u_{m\text{gir}}} = \frac{u_y}{u_T}$$

$Z_y$  yük müqaviməti lampanın anod dövrəsində olduqda lampadan keçən cərəyan dəyişərkən anod potensialı da dəyişir. (5.18) ifadəsinə əsasən  $E_a = \text{const}$  olduğundan  $i_a$  artdıqca  $u_a$  azalır, yəni  $\Delta u_a = -\Delta u_y$  olur. Kiçik amplitudlu siqnallar üçün gərginliklərin kiçik dəyişmələrini onların ani qiymətləri ilə əvəz etmək olar:

$$u_y = -u_a = -i_a Z_y \quad (7.7)$$

Deməli,

$$K_u = \frac{u_y}{u_T} = -\frac{i_a Z_y}{u_T} \quad (7.8)$$

Burada mənfi işarəsi çıxış siqnalı lampanın anodundan götürülən halda çıxış gərginliyinin giriş gərginliyinə nəzərən əks fazada olduğunu göstərir. Bu səbəbdən ÜK kaskad, yuxarıda qeyd etdiyimiz kimi, f a z a i n v e r s i y a kaskadı adlanır. (7.7) ifadəsini (5.14) – də nəzərə alaraq  $i_a$  - nı təyin edək:

$$i_a = S u_T - \frac{i_a Z_y}{R_i}$$

Buradan

$$i_a = \frac{R_i S u_T}{R_i + Z_y} = \frac{\mu_0 u_T}{R_i + Z_y} \quad (7.9)$$

Onda

$$K_u = \left| \frac{i_a Z_y}{u_T} \right| = \frac{\mu_0 Z_y}{R_i + Z_y} = \frac{\mu_0}{1 + R_i / Z_y} \quad (7.10)$$

Bu ifadədən göründüyü kimi,  $Z_y$  artdıqca  $K_u$  da artır.  $Z_y \rightarrow \infty$  olduqda  $K_u \rightarrow \mu_0$ ,  $Z_y \rightarrow 0$  olduqda isə  $K_u \rightarrow 0$  olur.

Nəzərdən keçirdiyimiz bu üç kaskadın hər birinə dördqütblü kimi baxaraq gücləndirici kaskadların əsas parametrlərini ( $K_u, K_i, Z_{\text{in}}, Z_{\text{çix}}$ ) təyin etmək olar.

Lampalı gücləndirici kaskadları araşdırmaq üçün adətən dördqütblülərin  $H_{ik}$  parametrləri tənliklər sistemindən istifadə olunur.

Xətti dördqütblünün  $H_{ik}$  əmsalları ilə yazılmış (2.31) tənliklərində kiçik amplitudlu harmonik dəyişən siqnallar üçün alçaq tezliklərdə kompleks kəmiyyətləri onların həqiqi ani qiymətləri ilə əvəz edərək tənlikləri aşağıdakı şəkildə yazmaq olar:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2, \quad i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (7.11)$$

Burada

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_{u_2=const}; h_{12} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_{i_1=const},$$

$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_{u_2=const}; h_{22} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_{i_1=const}.$$

Xüsusi halda ümumi katodlu gücləndirici kaskad üçün alçaq tezliklər oblastında (bu halda lampanın elektrodlararası tutumlarının təsiri nəzərə alınmaq olar)  $h_{ik}$  əmsallarını hesablayaq. Baxılan sxem (şəkil 7.4,a) üçün  $du_1 = du_u, di_1 = di_i, du_2 = du_a, di_2 = -di_a$  olduğunu nəzərə alsaq:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_T}{\partial i_T} \right|_{u_a=const} = r_T \quad (7.12)$$

$du_i$  və  $di_i$  praktiki olaraq  $di_a$  və  $du_a$ -dan asılı olmadığından:

$$h_{12} = \left. \frac{\partial u_T}{\partial u_a} \right|_{i_i=const} = 0,$$

$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_a}{\partial i_T} \right|_{u_a=const} = - \left. \frac{\partial i_a}{\partial u_T} \frac{\partial u_T}{\partial i_T} \right|_{u_a=const} = -S r_T, \quad (7.14)$$

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right|_{i_i=const} = - \frac{1}{R_i},$$

Burada  $R_i$  – lampanın diferensial daxili müqavimətidir. Buradan  $h_{ik}$  əmsalları üçün tapılan qiymətləri (2.47) – (2.51) ifadələrində nəzərə alaraq, ÜK kaskadın  $K_u, K_i, Z_{\text{вх}}, Z_{\text{вых}}$  parametrlərini tapaq:

$$K_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 - h_{22} Z_y} = - \frac{S R_i r_T}{R_i + Z_y} \quad (7.16)$$

$R_i \approx r_i$  qəbul etsək,

$$K_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{h_{21} Z_y}{h_{11} - |h| Z_y} = - \frac{S R_i Z_y}{R_i + Z_y} = - \frac{\mu_0}{1 + R_i / Z_y} \quad (7.17)$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{h_{11} - |h| Z_y}{1 - h_{22} Z_y} \approx R_i \quad (7.18)$$

$$Z_{\text{вых}} = - \frac{h_{11} + Z_y}{|h| + h_{22} Z_y} \approx R_y \quad (7.19)$$

Burada  $|h| = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ .

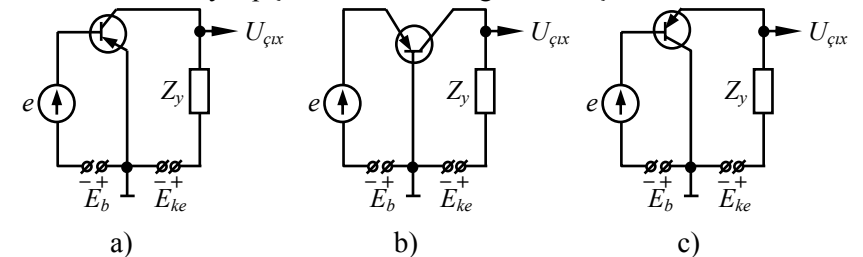
(7.17) ifadəsindən görüldüyü kimi, gərginliyə görə gücləndirmə əmsalının buradan tapılan qiyməti, lampanın ekvivalent sxemindən tapılan qiyməti ilə (7.10 düsturu) üst-üstə düşür.

Qeyd edək ki, gücləndirici kaskad sxemlərini biz bu vaxta qədər nisbətən alçaqtezlikli giriş siqnallar verilən hallarda araşdırırdıq.

### §7.3. Tranzistorlu gücləndirici kaskadlar. Alçaq tezliklərdə bipolyar tranzistorun ekvivalent sxemləri

VI fəsilə tranzistorların statik xarakteristikaları ilə tanış olduq. İndi də tranzistorun çıxışına  $R_y$  yük müqaviməti qoşub, girişinə dəyişən siqnal verərək onun işinə dinamik rejimdə baxaq.

Tranzistorlar da elektron lampaları kimi dəyişən cərəyan dövrəsinə əsasən üç üsulla qoşula bilər: ümumi emitterlə (ÜE), ümumi baza (ÜB) ilə və ümumi kollektorla (ÜK). Şəkil 7.6-da n-p-n tip tranzistorun dövrəyə qoşulması sxemləri göstərilmişdir.



Şəkil 7.6. Tranzistorun dövrəyə qoşulma sxemləri:  
a – ümumi emitterli, b – ümumi bazalı, c – ümumi kollektorlu.

Sxemlərin hər birində elektrodlardan biri giriş və çıxış dövrələri üçün dəyişən cərəyana görə ümumidir. Bu sxemlərin hər birində siqnalın gücə görə gücləndirilməsi baş verdiyindən, bunlara tranzistorlu gücləndirici kaskadlar deyilir.

Dinamik rejimdə gücləndirici kaskadın işinin optimal rejimini seçmək üçün kollektor dövrəsindən keçən cərəyanı təyin etmək lazımdır. Bunun üçün  $u_{ek} = E - i_k R_k$  tənliyi əsasında, elektron lampalarında olduğu kimi, statik xarakteristikaları üzərində y ü k l ə n m ə x ə t t i n i q u r m a q lazımdır. Kollektor dövrəsindən keçən  $i_k$  dəyişən cərəyanın verilən gərginliyə uyğun qiymətləri bu xəttin statik xarakteristikaları ilə kəsişmə nöqtələrinə görə təyin edilir. Qeyd edək ki, normal iş rejimi üçün həmişə  $i_k \leq I_k$  (burada  $I_k$  - statik rejimdə kollektor dövrəsində axan sabit cərəyandır) və  $i_k u_{ek} \leq P_{max}$  (burada  $P_{max}$  - tranzistorda yol verilən maksimum gücdür) olmalıdır. Tranzistorun normal iş rejiminə nail olmaq üçün sürüşdürücü gərginlik verilə bilən müxtəlif sxemlərin köməyi ilə baza cərəyanının müəyyən qiymətini sabit saxlamaq lazımdır.

Ümumi emitterli (ÜE) gücləndirici kaskadda həm gərginliyə, həm də cərəyana görə güclənmə mövcuddur. Kaskadın gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı

$$K_u = \frac{\Delta U_\zeta}{\Delta U_g} = \frac{\Delta U_{ek}}{|\Delta U_b|} \approx \frac{\Delta i_k R_y}{\Delta i_b R_g} = \beta \frac{R_y}{R_e} \quad (7.20)$$

Burada  $R_{g,e}$  ÜE kaskadın giriş müqaviməti,  $R_y$  yük müqavimətidir.  $R_y \gg R_{g,e}$  və  $\beta \gg 1$  olduğundan  $K_u \gg 1$ .

Sxemin cərəyana görə gücləndirmə əmsalı da vahiddən böyükdür:

$$K_i = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_b} = \beta \gg 1 \quad (7.21)$$

Gücə görə gücləndirmə əmsalı:

$$K_p = K_u K_i = \beta^2 \frac{R_y}{R_{ge}} \quad (7.22)$$

ÜE sxemdə siqnalların təhrifi nisbətən böyükdür. Çıxış və giriş siqnalları arasında faza sürüşməsi  $\varphi = \pi$  olduğundan belə sxem

faza inversiya kaskadı adlandırılır. Bu kaskadın  $R_\zeta$ -çıkış müqaviməti  $R_g$ -giriş müqavimətindən böyük olur ( $R_g \approx 100 \text{ Om}$ ,  $R_\zeta \approx 10 \text{ kOm}$ ).

Ümumi bazalı (ÜB) gücləndirici kaskadda ümumi elektrod bazadır. Giriş siqnalı emitter – baza dövrəsinə verilir, çıxış siqnalı isə kollektor – baza dövrəsindən götürülür. Sxemin giriş müqaviməti düz istiqamətdə qoşulmuş emitter keçidi ilə müəyyən olunur. Odur ki, belə sxemin giriş müqaviməti kiçik ( $R_g \approx 10 \text{ Om}$ ), çıxış müqaviməti isə böyük ( $R_\zeta \approx 100 \text{ kOm}$ ) olur.

$\Delta i_k \approx \Delta i_e$  olduğundan ÜB sxemdə cərəyana görə gücləndirmə yoxdur:

$$K_i = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_e} \Big|_{U_{kb}=\text{const}} = \alpha \quad (\alpha = 0,95 - 0,99)$$

Gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı ÜE sxemindəki kimi təyin edilir:

$$K_U = \frac{\Delta U_\zeta}{\Delta U_g} \approx \frac{\Delta i_k R_y}{\Delta i_b R_{gb}} = \alpha \frac{R_i}{R_{gb}} \quad (7.23)$$

Burada  $R_{g,b}$ -ÜB kaskadın giriş müqavimətidir.  $R_y \gg R_{g,b}$  olduğundan  $K_U \gg 1$  olur. Gücə görə gücləndirmə əmsalı isə

$$K_p = K_i K_u = \alpha^2 \frac{R_y}{R_{gb}} \quad (7.24)$$

ÜB sxemində siqnallar ÜE sxemə nəzərən az təhrif olunur. Çıxış siqnalı ilə giriş siqnalları arasında faza sürüşməsi yoxdur. Sxemin giriş müqaviməti kiçik olduğundan, bu sxem praktikada az yayılmışdır. Sxemdən, adətən, çıxış müqaviməti kiçik olan dövrələrdə siqnalları gücləndirmək üçün istifadə edilir.

Ümumi kollektorlu (ÜK) gücləndirici kaskadda ümumi elektrod olaraq kollektor götürülür. Sxemin girişini baza-kollektor, çıxışını isə kollektor-emitter dövrələri təşkil edir. Yük müqaviməti emitter dövrəsinə daxil edilir. ÜK sxemin cərəyana görə gücləndirmə

əmsalı, təxminən ÜE sxemin cərəyanı görə gücləndirmə əmsalına bərabərdir:

$$K_i = \frac{\Delta i_e}{\Delta i_b} = \frac{\Delta i_e}{\Delta i_e - \Delta i_k} = \frac{\Delta i_e}{\Delta i_e - \Delta i_e \alpha} = \frac{1}{1 - \alpha} \gg 1 \quad (7.25)$$

(7.25) ifadəsinin sürət və məxrəcini  $\alpha$  əmsalına vurub, burada

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ olduğunu nəzərə alsaq, } K_i = \frac{\beta}{\alpha} \approx \beta \gg 1 \text{ alırıq.}$$

ÜK sxemin əsas xüsusiyyətlərindən biri böyük giriş ( $R_g \approx 100k\Omega$ ) və kiçik çıxış ( $R_c \approx 100\Omega$  və bundan kiçik) müqavimətlərə malik olmasıdır. Bu səbəbdən sxemdə gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı həmişə vahiddən kiçikdir:

$$K_u = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_g} = \frac{\Delta i_e R_c}{\Delta i_k R_g} \approx \frac{R_c}{R_g} < 1 \quad (7.26)$$

Sxemin çıxış və giriş gərginlikləri arasında faza sürüşməsi yoxdur. Sxemdə, demək olar ki, siqnallar təhrif olunmur və çıxış siqnalı formaca giriş siqnalını təkrarlayır. Bu səbəbdən tranzistorlu ÜK sxemi, lampa variantında olan katod təkrarlayıcısına oxşar olaraq, *emitter təkrarlayıcısı* adlanır.

ÜK sxemindən kaskadlar arasında uzlaşma almaq üçün və həmçinin axırncı kaskadın böyük çıxış müqavimətini kiçik yük müqavimətləri ilə uyğunlaşdırmaq lazım gələn bütün hallarda istifadə oluna bilər.

Qeyd edək ki, göstərilən gücləndirici kaskadlardan hansının seçilməsi konkret məqsəddən asılıdır. Məsələn, ÜB və ÜE sxemlərindən gərginlik gücləndirici kimi istifadə etmək sərfəlidir. ÜE, yaxud ÜK sxemlər cərəyan gücləndiricisi kimi istifadə edilə bilər. Bu məqsəd üçün ÜB sxemi yaramır. ÜK sxemindən isə gərginlik gücləndiricisi kimi istifadə etmək olmaz.

Yuxarıda göstərilən gücləndirici kaskad sxemlərinin hər birinə xətti dördqütblü kimi baxmaq olar. §2.3-də qeyd edildiyi kimi, ixtiyari xətti dördqütblü harmonik dəyişən siqnallar halında aşağıdakı  $H_{ik}$

parametrlı tənliklər sistemi ilə xarakterizə etmək olar:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{H}_{11}\dot{I}_1 + \dot{H}_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= \dot{H}_{21}\dot{I}_1 + \dot{H}_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \quad (7.27)$$

Tənliklərin  $H_{ik}$  parametrləri işçi nöqtə ətrafında təyin olunan gərginlik və cərəyanın xüsusi törəmələri olub, dördqütblünün çıxışı açıq, girişi isə qısa qapanma rejimlərində hesablanan əmsallardır. Qeyd edildiyi kimi, kiçik amplitudlu dəyişən siqnallarda cərəyan və gərginliyin kompleks qiymətlərini onların ani qiymətləri ilə, nisbətən alçaq tezliklərdə isə  $H_{ik}$  kompleks parametrlərini bu parametrlərin  $h_{ik}$  həqiqi qiymətləri ilə əvəz etmək olar. Belə ki, kifayət qədər alçaq tezliklərdə tranzistorun müxtəlif keçidləri arasında və eləcə də sxemin özündə yaranan parazit tutumların təsirini nəzərə almamaq olar. Bu isə cərəyan və gərginlik arasında faza sürüşməsinin olmadığını, yəni bu kəmiyyətlərin bir-biri ilə həqiqi əmsallarla əlaqələndiyini göstərir. Bu şərtlər daxilində (7.27) tənliklər sistemini aşağıdakı kimi yazıla bilər:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2, \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \end{aligned} \quad (7.28)$$

$h_{ik}$  əmsalları tranzistorun dövrəyə daxil edilməsi sxemindən asılıdır.

Praktikada daha geniş yayılmış ümumi emitterli gücləndirici kaskad üçün (7.28) tənliklər sistemini aşağıdakı şəkildə yazıla bilər:

$$\begin{aligned} u_b &= h_{11e}i_b + h_{12e}u_k, \\ i_k &= h_{21e}i_b + h_{22e}u_k. \end{aligned} \quad (7.29)$$

ÜE kaskad üçün  $h_{ike}$  əmsallarını hesablaya bilərik. Bunun üçün bəzi əlavə şərtlər və parametrlər daxil edək. Dördqütblüdə cərəyanın əvvəllər qəbul etdiyimiz istiqamətlərinə uyğun olaraq  $\dot{I}_1 = i_b$ ,  $\dot{I}_2 = -i_k$  götürək. Baza ilə emitter arasındakı potensial fərqi, formal olaraq, baza və emitter materiallarındakı gərginlik düşüklərinin cəmi kimi göstərik:  $u_1 = u_{eb} = u_b + u_e$ . Kollektorla

emitter arasındakı gərginliyi də buna oxşar olaraq  $u_2 = u_{ek} = u_e + u_k$  kimi göstərmək olar. Emitter, baza və kollektorun diferensial müqavimətlərini uyğun olaraq aşağıdakı kimi təyin edək:

$$r_e = \frac{\partial u_e}{\partial i_e}; r_b = \frac{\partial u_b}{\partial i_b}; r_k = \frac{\partial u_k}{\partial i_k}.$$

(6.5) və (6.7) ifadələrini diferensial şəkildə yazaq:

$$di_e = di_k + di_b; \quad \beta = \frac{\partial i_k}{\partial i_b} \Big|_{u_{ek}=\text{const}}$$

İndi də  $h_{ik}$  əmsallarını hesablayaq.

$$\begin{aligned} h_{11e} &= \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \Big|_{u_2=\text{const}} = \left( \frac{\partial u_b}{\partial i_b} + \frac{\partial u_e}{\partial i_b} \right) \Big|_{u_{ek}=\text{const}} = r_b + \frac{\partial u_e}{\partial i_b} = r_b + \frac{\partial u_e}{\partial i_e} \frac{\partial i_e}{\partial i_b} = \\ &= r_b + r_e \frac{\partial i_e}{\partial i_b} = r_b + r_e \left( \frac{\partial i_k}{\partial i_b} + \frac{\partial i_b}{\partial i_b} \right) = r_b + r_e (1 + \beta) \end{aligned} \quad (7.30)$$

$$h_{12e} = \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \Big|_{i_1=\text{const}} = \frac{\partial u_{be}}{\partial u_2} \Big|_{i_b=\text{const}} = \left( \frac{\partial u_b}{\partial u_2} + \frac{\partial u_e}{\partial u_2} \right).$$

$\partial u_b, \partial u_2$ -dən asılı deyil və  $\frac{\partial u_b}{\partial u_2} = 0$  olur. Onda

$$\begin{aligned} h_{12e} &= \frac{\partial u_e}{\partial u_2} = \frac{1}{\frac{\partial u_e}{\partial u_e} + \frac{\partial u_k}{\partial u_e}} = \frac{1}{1 + \frac{\partial u_k}{\partial i_k} \frac{\partial i_k}{\partial u_e}} = \frac{1}{1 + r_k \frac{\partial i_k}{\partial u_e}} = \\ &= \frac{1}{1 + r_k \frac{\partial i_e}{\partial u_e}} = \frac{1}{1 + \frac{r_k}{r_e}} = \frac{r_e}{r_e + r_k} \end{aligned} \quad (7.31)$$

$$h_{21e} = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \Big|_{u_2=\text{const}} = - \frac{\partial i_k}{\partial i_b} \Big|_{u_{ek}=\text{const}} = -\beta \quad (7.32)$$

$$h_{22e} = \frac{\partial i_k}{\partial u_2} \Big|_{i_1=\text{const}} = - \frac{\partial i_k}{\partial (u_e + u_k)} = - \frac{1}{r_e + r_k} \quad (7.33)$$

$\beta \gg 1$  və  $r_e \ll r_k$  olduğunu nəzərə alıb, bu əmsalların ifadələrini sadələşdirək:

$$h_{11e} \approx r_b + \beta r_e, \quad h_{21e} = -\beta,$$

$$h_{12e} \approx r_e / r_k, \quad h_{22e} = -1 / r_k.$$

Ekvivalent generator üsulundan (bax:§2.3) istifadə edərək ÜE kaskadın ekvivalent sxemini quraq.

Dördqütblünün ekvivalent sxemlərini araşdırarkən giriş və çıxış dövrləri üçün ekvivalent müqavimət və ekvivalent e.h.q.-ləri üçün aşağıdakı ifadələri almışdıq (bax:2.36-2.39 düsturları):

$$\dot{Z}_{1e} = \dot{H}_{11}, \quad \dot{E}_{1e} = \dot{H}_{12} \dot{U}_2, \quad \dot{Z}_{2e} = -\frac{1}{\dot{H}_{22}}, \quad \dot{E}_{2e} = -\frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22}} \dot{I}_1.$$

$\dot{H}_{ik}$  əmsallarının yuxarıda ÜE kaskad üçün aldığımız həqiqi qiymətlərini və  $\dot{I}_1 = i_b$ ,  $\dot{U}_2 = u_k$  olduğunu bu ifadələrdə nəzərə alsaq;

$$\begin{aligned} Z_{1e} &= h_{11e} = r_b + (1 + \beta)r_e \approx r_b + \beta r_e, \\ E_{1e} &= h_{12e} U_2 = \frac{r_e U_2}{r_k + r_e} \approx \frac{r_e}{r_k} U_2, \\ Z_{2e} &= -1/h_{22e} = r_k + r_e \approx r_k, \\ E_{2e} &= -\frac{h_{21e}}{h_{22e}} i_1 = -\beta(r_k - r_e) i_1 \approx -\beta r_k i_1 \end{aligned} \quad (7.34)$$

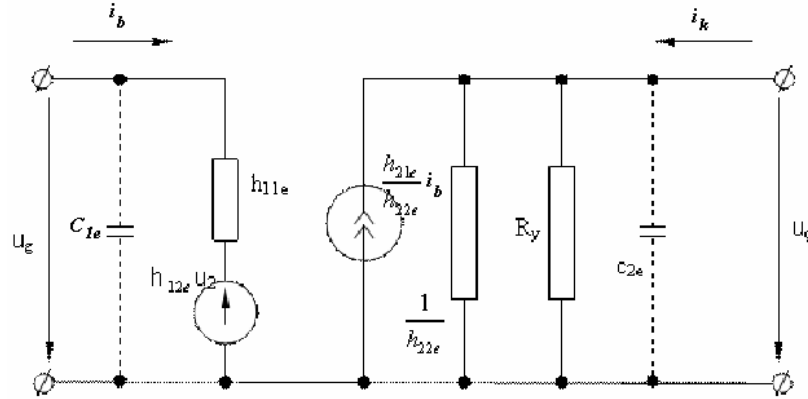
alarıq. (7.34) ifadələrinin axırıncı düsturundan görünür ki, tranzistoru cərəyanı baza cərəyanından  $\beta$  dəfə böyük olan cərəyan generatoru ilə əvəz etmək əlverişlidir. Burada  $E_{1e}$  - tranzistorun çıxışının girişinə təsiri nəticəsində əmələ gələn e.h.q.-dir. Qeyd edək ki, bəzi hallarda  $E_{1e}$  -əks əlaqə e.h.q.-si tranzistorun girişinə verilən gərginlikdən kiçik olur və onu nəzərə almamaq olar. Yuxarıda

göstərilənləri nəzərə alaraq ÜE kaskadın ekvivalent sxemini şəkil 7.7-dəki kimi göstərmək olar.

Yüksək tezliklərdə tranzistorun ekvivalent giriş tutumunu, triod lampasında olduğu kimi, göstərmək olar.

Yüksək tezliklərdə tranzistorun ekvivalent giriş tutumunu, triod lampasında olduğu kimi  $C_{1e} = C_g + (1 + K_u)C_k$ , ekvivalent çıxış tutumunu isə kollektor keçidinin tutumuna bərabər götürmək olar, yəni  $C_{2e} = C_k$ .

Yüksək tezliklər oblastında bu tutumların da təsirini nəzərə almaq lazımdır. Xatırladaq ki, göstərilən ekvivalent sxem yalnız dəyişən cərəyanlar üçün doğrudur.



Şəkil 7.7. Ümumi emitterli (ÜE) gücləndirici kaskadın ekvivalent sxemi.

İndi də dördqütblülər üçün §2.3-də aldığımız (2.44) və (2.46) düsturlarından istifadə edərək ÜE kaskad üçün cərəyan və gərginliyə görə gücləndirmə əmsallarını hesablayaq:

$$K_1 = \frac{h_{21e}}{1 - h_{22e}Z_y} = -\frac{\beta}{1 + Z_y / (r_k + r_e)} \approx -\frac{\beta r_k}{r_k + Z_y}. \quad (7.35)$$

$r_k \gg Z_y$  olduqda  $K_i \approx -\beta$  olar.

$$K_u = \frac{h_{21e} \cdot Z_y}{h_{11e} - (h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e})Z_y} = -\frac{\beta r_e Z_y}{(r_b + \beta r_e)(r_k + Z_y)} \quad (7.36)$$

$r_k \gg Z_y$  olduqda

$$K_u = -\frac{\beta Z_y}{r_b + \beta r_e} \quad (7.37)$$

(7.35)-(7.37) ifadələrindəki mənfi işarəsi cərəyan və gərginliyin seçilmiş istiqamətləri ilə baxılan sistemdə uyğun kəmiyyətlər arasında  $\pi$  qədər faza sürüşməsinin əmələ gəldiyini göstərir.

Qeyd edək ki, gərginliyə görə gücləndirmə əmsalını başqa yolla da tapmaq olar:

$$K_u = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_g} = \frac{\Delta i_k (r_k | Z_y)}{\Delta i_b R_{gt}} = \frac{\beta r_k Z_y}{R_{gt} (Z_y + r_k)}. \quad (7.38)$$

Tranzistorların giriş müqaviməti  $R_{g,t} = h_{11} = r_b + (1 + \beta)r_e$  olduğunu nəzərə alsaq, bu ifadənin (7.36) düsturu ilə eyni olduğunu görürük.

Yuxarıda göstərilən  $\beta$ ,  $r_k$ ,  $r_b$ ,  $r_e$  parametrləri tranzistorun giriş və çıxış xarakteristikalarından tapmaq olar. Məsələn, P26 tranzistoru üçün bu parametrlər:

$\beta = 10$ ,  $r_k = 20 \text{ kOm}$ ,  $r_b = 70 \text{ Om}$ ,  $r_e = 4 \text{ Om}$  qiymətlərə malikdir.

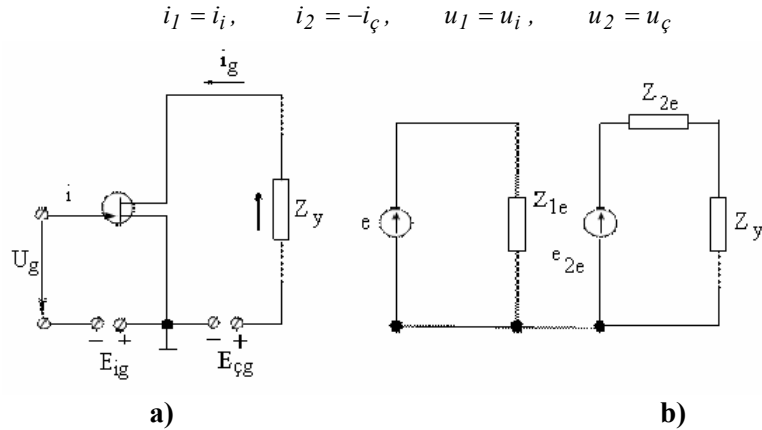
#### §7.4 Sahə tranzistorlu gücləndirici kaskad və alçaq tezliklərdə onun ekvivalent sxemi

Giriş elektrodu ümumi olan sahə tranzistorlu gücləndirici kaskadın (şəkil 7.8, a) dəyişən cərəyanə görə ekvivalent sxemini quraq. Belə kaskada giriş və çıxışında cərəyan və gərginliklər uyğun olaraq  $i_1$ ,  $u_1$  və  $i_2$ ,  $u_2$  olan xətti dördqütblü kimi baxmaq olar. Alçaq tezliklərdə belə kaskadın ekvivalent sxemi bipolyar tranzistor daxil olan dövrlərin ekvivalent sxemləri kimi



$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (7.39)$$

tənliklər sistemi əsasında qurulur. Tutaq ki, cərəyanların istiqamətləri şəkil 7.8, a-da göstərildiyi kimidir. Dördqütblünün giriş və çıxış cərəyan və gərginliklərini sxemdə göstərilən uyğun cərəyan və gərginliklərlə aşağıdakı kimi əvəz etmək olar:



**Şəkil 7.8.** Ümumi giriş elektrodlu kaskadın prinsipial (a) və ekvivalent (b) sxemləri.

İndi də  $h_{ik}$  parametrlərini ümumi giriş elektrodlu sxem üçün §7.3 – də göstərilən qayda üzrə tapaq:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_{u_2=const} = \left. \frac{\partial u_i}{\partial i_i} \right|_{u_\varphi=const} = r_i, \quad (7.40)$$

$$h_{12} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_{i_1=const} = \left. \frac{\partial u_i}{\partial u_\varphi} \right|_{i_i=const} = 0. \quad (7.41)$$

$h_{12} = 0$  olması onunla əlaqədardır ki, sahə tranzistorunda çıxış gərginliyinin idarəedicisi elektrod dövrəsində təsiri praktiki olaraq nəzərə almamaq olar.

$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_{u_2=const} = - \left. \frac{\partial i_\varphi}{\partial i_i} \right|_{u_\varphi=const} = - \frac{\partial i_\varphi}{\partial u_i} \cdot \left. \frac{\partial u_i}{\partial i_1} \right|_{u_\varphi=const} = -S r_i, \quad (7.42)$$

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_{i_1=const} = - \left. \frac{\partial i_\varphi}{\partial u_\varphi} \right|_{i_i=const} = - \frac{1}{r_\varphi}, \quad (7.43)$$

burada  $r_i = \left. \frac{\partial u_i}{\partial i_i} \right|_{u_g=const}$  - idarəedicisi elektrodun,  $r_\varphi = \left. \frac{\partial u_\varphi}{\partial i_\varphi} \right|_{i_i=const}$  - çıxış

elektrodun diferensial müqavimətləri,  $S = \left. \frac{\partial i_\varphi}{\partial u_i} \right|_{u_g=const}$  - keçid

xarakteristikasının diferensial dikliyidir.

Beləliklə, alçaq tezliklərdə sahə tranzistorunun ekvivalent sxemində (şəkil 7.8, b) göstərilən parametrlər aşağıdakı qiymətlərə malikdir:

$$Z_{1e} = h_{11} = r_i; \quad Z_{2e} = - \frac{1}{h_{22}} = r_\varphi$$

$$E_{2e} = - \frac{h_{21}}{h_{22}} i_1 = -S r_i r_\varphi i_i \quad \text{və ya} \quad E_{2e} = -S r_\varphi u_i \quad (7.44)$$

Xatırladaq ki, sahə tranzistorunda çıxış dövrəsinin giriş dövrəsinə təsiri xeyli kiçik olduğundan bu halda  $E_{1e} = 0$  - dir.

Qurulan ekvivalent sxemin əsasında sahə tranzistorlu gücləndirici kaskadın əsas parametrlərini də tapmaq olar:

$$K_i = \frac{h_{21}}{1 - h_{22} Z_y} = \frac{S r_i}{1 + Z_y / r_\varphi} \quad (7.45)$$

$$K_u = \frac{h_{21} Z_y}{h_{11} - |h| Z_y} = - \frac{S Z_y}{1 + Z_y / r_\varphi}, \quad (7.46)$$

$$Z_g = h_{11} + \frac{h_{12}h_{21}Z_y}{1 - h_{22}Z_y} = r_i \quad (7.47)$$

$$Z_\zeta = -\frac{Z_y + h_{11}}{|h| + h_{22}Z_y} = r_\zeta \quad (7.48)$$

Burada  $|h| = h_{11}h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$  - (7.39) sisteminin determinantıdır. Sahə tranzistorlu gücləndirici kaskad cərəyanına görə çox böyük gücləndirmə əmsalına malik olması ilə xarakterizə olunur. Bu onun kifayət qədər giriş müqavimətinə malik olması ilə əlaqədardır;  $r_i \approx 10^8 - 10^{12} \text{ Om}$  olduqda  $K_i = 10^6 - 10^{10}$  olur. Sxemin iş rejimini stabilləşdirmək məqsədilə, adətən, giriş və idarəedici elektrodlar arasında qiyməti  $r_i$ -dən bir tərtib kiçik olan xarici  $R_i$  müqaviməti qoşulur. Sxemin gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı  $Z_y$  yük müqavimətinin qiymətindən əsaslı surətdə asılıdır;  $|Z_y| \ll r_\zeta$  olduqda  $K_i = -SZ_y$  (elektron lampalarında olduğu kimi),  $|Z_y| \gg r_\zeta$  olduqda isə  $K_i = -Sr_\zeta$  olur.

Qeyd etmək lazımdır ki, cihazın normal rejimində sahə tranzistorunun giriş və çıxış elektrodları eynihüquqludur., yəni sahə tranzistoru simmetrikdir. Bunu bipolyar tranzistorun emitteri və kollektoru haqqında heç cür demək olmaz. Sahə tranzistorunun simmetrikliliyi onun ümumi çıxış elektrodlu və ümumi giriş elektrodlu sxemləri arasında praktiki olaraq fərq qoymur. Odur ki, sahə tranzistoru bir qayda olaraq, ümumi giriş elektrodlu sxemlər şəklində tətbiq edilir.

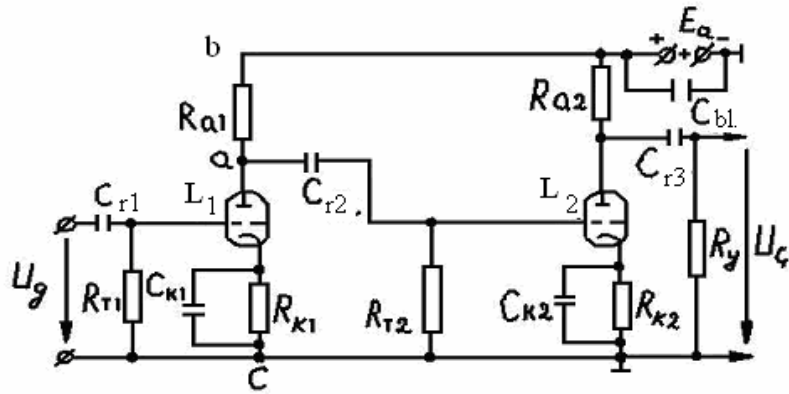
Qeyd etmək ki, yüksək tezlik oblastlarında həm bipolyar, həm də sahə tranzistorlarının müxtəlif elementləri arasında tutumların yaranması hesabına əlavə cərəyanlar əmələ gəlir. Bundan başqa, yükdaşıyıcıların hərəkətinin sonlu müddətdə baş verməsini də nəzərə almaq lazımdır. Bu cür proseslərin təsiri nəticəsində cihazın xarakteristikaları dəyişir. Bu məsələlərlə xüsusi ədəbiyyatda tanış olmaq olar.

### §7.5. Rezistor–tutum rabitəli, enlizolaqlı, iki kaskadlı gərginlik gücləndiricisi. Coxkaskadlı gücləndiricilərə keçid

§7.3 və §7.4-də yük müqavimətləri rezistor olan lampalı və tranzistorlu gücləndirici kaskadlarla tanış olduq. Bunlarda siqnalların gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı çox da böyük olmur (10-1000 tərtibində olur). Lakin praktikada daha böyük gücləndirmə əmsalına malik gücləndirici qurğular tələb olunur. Belə hallarda çoxkaskadlı gücləndiricilərdən istifadə olunur. Ən geniş yayılmış çoxkaskadlı gərginlik gücləndiricilərindən biri rezistor-tutum rabitəli (RC rabitəli) gərginlik gücləndiricisidir. Bəzən belə gücləndiricilər anod və ya kollektorun yük müqavimətləri adı omik müqavimətlər olduqda rezistorlu gücləndiricilər də adlanır. Baxılan növ gücləndiricilərdə kaskadlar arasında rabitə yaradan dövrədə reaktiv elementlər olduğundan kaskadların yük müqavimətləri indiyə kimi nəzərdən keçirdiyimiz gücləndirici kaskadlarda olduğu kimi aktiv müqavimət deyil. Bu isə gücləndiricinin əsas parametrlərinin gücləndirilən siqnalın tezliyindən asılı olmasına səbəb olur. Biz burada RC rabitəli, ikikaskadlı gərginlik gücləndiricilərin həm lampalı, həm də yarımkeçirici tranzistorlu variantlarına baxacağıq. Bunlar bir-birindən iş rejimlərinə və bəzi elementlərinə görə fərqləndiyindən prinsipial sxemlərilə ayrı-ayrılıqda tanış olaq.

**Lampalı gərginlik gücləndiricisi.** Şəkil 7.9-da RC rabitəli, ikikaskadlı gərginlik gücləndiricisinin triod lampaları əsasında yığılan ümumi katodlu sxemi verilmişdir. Analoji sxem pentod lampaları əsasında da qurula bilər. Sxemdə  $R_{a1}$ ,  $R_{a2}$  - uyğun olaraq birinci və ikinci kaskadların anod yükləri,  $R_{T1}$  və  $R_{T2}$  - uyğun olaraq birinci və ikinci lampaların tor müqavimətləridir. Bu müqavimətlər lampaların torlarında əmələ gələn yükləri yerlə əlaqələndirir və lampaların statik iş rejimini sabit saxlamağa imkan verir.  $R_{T1}$  və  $R_{T2}$  həmçinin rabitə dövrələrinin elementləridir.  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ ,  $C_{r3}$  - rabitə kondensatorları olub, kaskadlar arasında dəyişən gərginliyə görə əlaqə yaradır. Bundan başqa, bu kondensatorlar birinci lampanın ( $L_1$ ) anodundakı yüksək sabit gərginliyin sonrakı kaskaddakı  $L_2$  lampasının toruna düşməsinin qarşısını alır, yəni lampaların iş rejimlərinin sabit qalmasını təmin edir. Burada kaskadlar arasında

rabitə  $R_{T2}C_{r2}$  dövrəsi vasitəsilə yaradılır.  $R_{k1}C_{k1}$  və  $R_{k2}C_{k2}$  dövrləri lampaların torlarında avtomatik olaraq lazımı mənfi sürüşdürücü gərginlik yaratmaq üçündür. Bu sürüşdürücü gərginlik tor və katod potensialları fərqi bərabərdir, yəni  $U_S = 0 - I_k R_k = -I_k R_k$ . Sürüşdürücü gərginlik lampanın tor xarakteristikası üzərində işçi nöqtənin seçilməsini təmin edir.

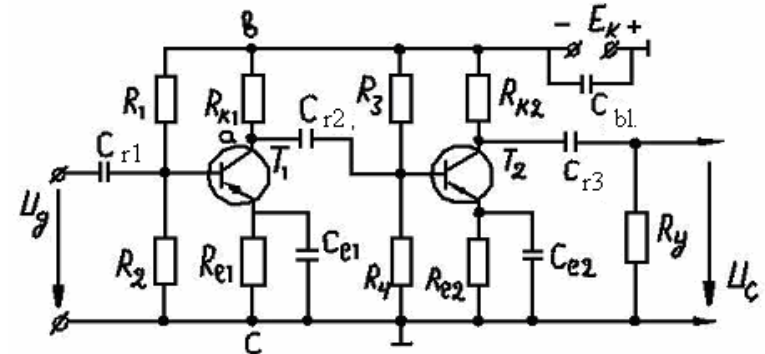


Şəkil 7.9. RC-rabitəli, ikikaskadlı lampalı gərginlik gücləndiricisinin sxemi.

$R_y$  gücləndiricinin ümumi yük müqavimətidir. Gücləndiricinin ikinci kaskadına gərginlik birinci kaskaddakı lampanın anodundan Yerə (gövdəyə) nəzərən verilir. Qeyd etmək lazımdır ki, çoxkaskadlı gücləndiricilərdə kaskadlar arasında eyni tip əlaqə yaratmaq, sxemin kənar elektromaqnit sahələrinin dəyişməsi nəticəsində yaranan e.h.q-nə qarşı stabilliyi artırmaq məqsədi ilə bütün kaskadlarda elektrodlardan eyni birini (məsələn, baxılan, halda katodu) gövdəyə birləşdirərək onu bütün sxem üçün ümumi elektrod edirlər. Hər bir kaskaddan çıxış gərginliyi lampanın anodundan bu elektroda nəzərən götürülür. Belə olduqda gücləndirmək üçün lampanın toruna verilən dəyişən gərginlik artdıqda lampadan keçən anod cərəyanı və ona uyğun olaraq anod yükündəki gərginlik düşgüsü də artır, lampanın anod gərginliyi isə elə bu qədər azalır, yəni bu gərginliklər əks fazada dəyişir:  $u_a = E_a - i_a R_{a1} = -u_c$  olur. Lakin anodun yük müqavimətindəki  $U_{a1}$  gərginliyi  $U_g$  giriş gərginliyi ilə eyni fazada

dəyişir. Deməli, gücləndiricinin hər bir kaskadının çıxışında alınan gərginlik fazaca onun giriş gərginliyinə nisbətən  $\pi$  qədər sürüşmüş olur. Qeyd edildiyi kimi, belə kaskad faza inversiya kaskadı adlanır.

**Tranzistorlu gərginlik gücləndiricisi.** Bipolyar tranzistorlar əsasında yığılmış RC rabitəli ikikaskadlı gərginlik gücləndiricisinin ümumi emitterli sxemi şəkil 7.10-də verilmişdir.



Şəkil 7.10. RC-rabitəli ikikaskadlı tranzistorlu gərginlik gücləndiricisinin sxemi.

Burada  $R_{k1}$   $R_{k2}$ - uyğun olaraq  $T_1$  və  $T_2$  tranzistorları kollektorlarının yük müqavimətləri;  $R_1 R_2$  və  $R_3 R_4$ - rezistorları seçilmiş işçi nöqtənin vəziyyətinə uyğun olaraq sabit baza cərəyanları yaratmaq üçün istifadə olunan gərginlik bölücüləri;  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ ,  $C_{r3}$  - rabitə kondensatorlarıdır (bunlara bəzən ayırıcı kondensatorlar da deyilir) və lampalı gücləndiricidə olduğu kimi iki funksiyaları yerinə yetirir, bir tərəfdən bu kondensatorlar tranzistorların bazalarına və həmçinin gücləndiricinin çıxışına qoşulan yükə sabit gərginliklərin düşməsinin qarşısını alır, digər tərəfdən də bunlar kaskadlar arasında rabitə yaradır. Göstəriləndiyi kimi, ümumi emitterli gücləndirici kaskadlar siqnailləri həm gərginliyə, həm də cərəyanı görə gücləndirir. Bu sxem də yuxarıda baxılan ümumi katodlu lampalı kaskad kimi faza inversiya sxemidir. Belə ki, burada da çıxış gərginliyi giriş gərginliyinə nəzərən fazaca  $\pi$  qədər sürüşmüş olur.

Məlum olduğu kimi, yarımkeçirici cihazların parametrləri elektrovakuum lampaların parametrlərindən fərqli olaraq temperaturdan daha kəskin asılıdır. Temperaturun yarımkeçirici

cihazlara təsirini azaltmaq üçün, başqa sözlə, gücləndiricinin temperatura görə stabilliyini təmin etmək üçün müxtəlif sxemlərdən istifadə olunur. Çox vaxt bu əməliyyat tranzistorların emitter dövrəsinə  $R_e C_e$  avtomatik sürüşdürücü dövrə daxil etməklə həyata keçirilir. Gücləndirici kaskadın parametrlərinin temperatura görə stabilləşməsinə belə izah etmək olar: temperatur artdıqda tranzistorun kollektor cərəyanı da artır və bu cərəyan emitter dövrələrindəki  $R_{e1}$ ,  $R_{e2}$  rezistorlarından keçən cərəyanın artımını azaldaraq, onu əvvəlki qiymətinə qaytarır. Beləliklə, kollektor cərəyanının stabilliyi təmin olunur.

Tranzistorlu gücləndiricilərdə də, lampalı gücləndirici sxemlərdə olduğu kimi, kaskadlar arasında rabitə  $RC_r$  yüksək tezlikli filtri ilə yaradılır. Beləliklə, istər lampalı, istərsə də tranzistorlu  $RC$  rabitəli çoxkaskadlı gərginlik gücləndiricisinin quruluş sxemini növbə ilə təkrarlanan aktiv element və yüksək tezlikli  $RC$  filtrlər şəklində göstərmək olar.



Şəkil 7.11. Çoxkaskadlı  $RC$ -rabitəli gücləndiricinin quruluş sxemi.

**$RC$  rabitəli ikikaskadlı gücləndiricinin ekvivalent sxemi.**  
Gücləndiricidə gedən fiziki prosesləri araşdırmaq üçün onun ekvivalent sxemini qurmaq lazımdır. Lampanın tor və ya tranzistorun baza dövrələrindəki siqnalın təsirini ekvivalent sxemdə daxili müqaviməti  $R_i$  e.h.q isə  $\mu_0 U_g$  olan gərginlik generatoru daxil etməklə nəzərə almaq olar. Ekvivalent sxemdə avtomatik sürüşdürücü gərginlik dövrələrinin  $R_k C_k$  və ya  $R_e C_e$  elementlərini nəzərə almamaq olar, çünki bu elementlər düzgün seçildikdə anod və ya kollektor cərəyanlarının dəyişən toplananlarının bu dövrələrdə yaratdığı gərginlik düşümləri kiçikdir.

Ekvivalent sxem gərginlik və cərəyanın dəyişən toplananları üçün qurulduğundan, lampalı gücləndiricinin prinsipial sxemində (şəkil 7.4) göstərilən b və c nöqtələri onun ekvivalent sxemində

qidalandırıcı mənbəyin (düzləndiricinin)  $C_{bl}$ - bloklayıcı kondensatoru vasitəsilə qısa qapanmış olacaqdır. a və c nöqtələri arasında isə  $R_{T2} C_{r1}$  yüksək tezlikli filtr (diferensiallayıcı dövrə) qoşulmuşdur. Bu iki nöqtə arasında bundan başqa birinci kaskadın çıxış tutumu, ikinci kaskadın giriş tutumu və bir də  $C_m$  - montaj tutumu vardır. Birinci kaskadın çıxış tutumu  $L_1$  lampasının anodu ilə katodu arasında yaranan  $C_{ak}$  parazit tutumuna bərabərdir. İkinci kaskadın giriş tutumu isə § 5.2-də verilən (5.35) düsturu ilə hesablanan tutumdur:

$$C_{g2} = C_{Tk2} + (I + K_2)C_{Ta2}, \quad (7.49)$$

burada  $C_{Tk2}$  və  $C_{Ta2}$  - ikinci kaskadda lampanın elektrodlararası tutumları,  $K_2$  - bu kaskadın gücləndirmə əmsəlidir.  $C_m$  - montaj tutumu gücləndiricinin birləşdirmə naqilləri arasında yaranan tutumdur. Bu tutum, bir qayda olaraq,  $R_y$  rezistoruna paralel götürülür və qiyməti 10-20 pF tərtibində olur. Beləliklə, ekvivalent sxemdə  $R_y$  rezistoruna paralel qoşulmuş ümumi tutumu nəzərə almaq lazımdır:

$$C_{\Sigma} = C_{ç1} + C_{g2} + C_m = C_{ak1} + C_{Tk2} + (I + K_2)C_{Ta2} + C_m$$

burada 1 indeksi birinci kaskada, 2 indeksi isə ikinci kaskada aiddir.

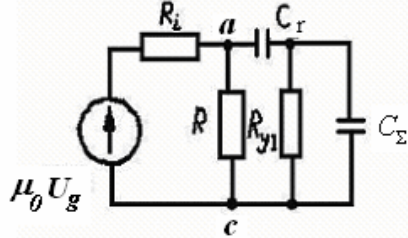
Şəkil 7.5-də göstərilən tranzistorlu gücləndiricidə də kaskadlar arasında rabitə  $RC$  dövrəsi ilə (baxılan sxemdə  $R_4$   $C_{r2}$  yüksək tezlikli filtri ilə) yaradılır. Tranzistorlu gücləndirici variantında birinci kaskadın çıxış tutumu olaraq birinci kaskadın  $C_{k1}$  kollektor keçidinin tutumunu götürmək lazımdır. İkinci kaskadın giriş tutumunda ikinci tranzistorun emitter-baza keçidində yaranan tutumu nəzərə almamaq olar, belə ki, bu tutum ikinci kaskadın kiçik giriş müqaviməti ilə qısa qapanmış olur. Onda tranzistorlu gücləndirici halında

$$C_{\Sigma} = C_{k1} + (I + K_2)C_{k2} + C_m. \quad (7.50)$$

Yuxarıda deyilənləri nəzərə almaqla,  $RC$  rabitəli ikikaskadlı

gərginlik gücləndiricilərinin ümumiləşmiş ekvivalent sxemini şəkil 7.12-dəki kimi qurmaq olar. Burada lampalı gücləndiricinin birinci kaskadındakı  $R_{a1}$  və tranzistorlu gücləndiricinin uyğun kaskadındakı  $R_{k1}$  rezistorları  $R$  rezistoru ilə əvəz edilmişdir.

Xatırladaq ki, çoxkaskadlı gücləndiricilərdə hər bir növbəti kaskad özündən əvvəlki kaskadın yükü rolunu oynayır. Növbəti kaskadın girişinə verilən gərginlik  $RC_r$  rabitə dövrəsi ilə verildiyindən, gücləndiricinin gücləndirmə əmsalına rabitə kondensatorlarının təsiri böyükdür.



Şəkil 7.12. RC-rabitəli gücləndirici kaskadın ekvivalent sxemi.

Alçaq tezliklərdə  $C_r$  rabitə kondensatorunun müqaviməti ( $X_r = 1/\omega C_r$ ) və uyğun olaraq onda gərginlik düşgüsü artır. Bu isə  $R$  müqavimətində, yəni ikinci kaskadın girişində gərginliyin azalmasına səbəb olur. Nəticədə gücləndiricinin çıxışında alınan gərginlik və uyğun olaraq gücləndirmə əmsalı azalır.

Yüksək tezliklərdə isə  $C_r$  rabitə kondensatorunun müqaviməti kifayət qədər kiçik olduğundan, onda gərginlik düşgüsünü nəzərə almamaq olar. Lakin bu halda  $C_\Sigma$  tutumlarının təsirini nəzərə almaq lazım gəlir. Belə ki, yüksək tezliklərdə bu yekun tutumun müqaviməti azalır.  $C_\Sigma$  kondensatoru ona paralel qoşulmuş  $R_y$  və  $R_T$  rezistorlarını şuntladığından onların ümumi müqaviməti azalır. Bu isə dövrədə cərəyanın artmasına və öz növbəsində generatorun  $R_i$  daxili müqavimətində gərginlik düşgüsünün artmasına səbəb olur. Bu səbəbdən ikinci kaskadın girişinə düşən gərginlik azalır və nəticədə gücləndiricinin gücləndirmə əmsalı azalır. Orta tezliklərdə hər iki kondensatorun ( $C_r$  və  $C_\Sigma$ ) təsirini nəzərə almamaq olar. Orta tezliklərdə birinci kaskadın yükünü (anod və ya kollektor

dövrələrindəki müqavimətləri)  $R_{y1ekv}$  müqaviməti ilə əvəz edək.  $R // R_{y1}$  olduğundan

$$R_{y1ekv} = \frac{R_{y1}R}{R_{y1} + R} \quad (7.51)$$

Aydınır ki,  $R_{y1ekv} < R_{y1}$ .

İndi də baxılan ikikaskadlı gücləndiricinin ötürmə əmsalını təyin edək. Dördqütüblüləri təhlil edərkən göstərmişdik ki, istənilən dördqütüblünün gərginliyə görə ötürmə əmsalı

$$K_u = \frac{\dot{H}_{21} \dot{Z}_y}{\dot{H}_{11} - \left| \dot{H} \right| \dot{Z}_y} \quad (7.52)$$

ifadəsi ilə təyin edilir. Orta tezliklər oblastında gücləndirmə əmsalı tezlikdən asılı deyil. Bu oblastda bir kaskaddan ibarət lampalı gücləndirici üçün gücləndirmə əmsalının

$$K_u = \frac{SR_i Z_y}{R_i + Z_y} = - \frac{\mu_0}{1 + R_i/Z_y}, \quad (7.53)$$

tranzistorlu gücləndirici kaskad üçün isə

$$K_u = \frac{h_{21} Z_y}{h_{11}} = - \frac{\beta Z_y}{r_b + \beta r_e} \quad (7.54)$$

olduğunu göstərmişdik (bax: 7.17 və 7.37 düsturları). Bu düsturlarda  $Z_y$  yük müqavimətini onun real  $R_{y1}$  qiyməti ilə əvəz edib, ikinci kaskad qoşulduqda  $R_{y1} > R_{y1ekv}$  olduğunu nəzərə aldıqda görürük ki, gücləndiricinin hər bir kaskadının gücləndirmə əmsalı növbəti kaskadın təsiri nəticəsində azalır, yəni  $K_{uo} > K_u$  (burada  $K_{uo}$  - növbəti kaskadın təsiri nəzərə alındıqda orta tezliklərdə əvvəlki kaskadın gücləndirmə əmsalıdır).  $K_{uo} = K_u$  olması üçün  $R \gg R_{y1}$  olmalıdır.

Alçaq və yüksək tezliklər oblastlarında əks-rabitə dövrəsinin yuxarıda baxılan təsirini nəzərə almaqla ümumi halda gücləndirici

kaskadın gərginliyə görə gücləndirmə əmsalını aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$K_u = \frac{K_{uo}}{\sqrt{1 + \left( \omega_y \tau_y - \frac{1}{\omega_a \tau_a} \right)^2}} \quad (7.55)$$

Alçaq tezliklərdə

$$K_u = \frac{K_{uo}}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega_a \tau_a} \right)^2}}, \quad (7.56)$$

yüksək tezliklərdə isə

$$K_u = \frac{K_{uo}}{\sqrt{(1 + \omega_y \tau_y)^2}}. \quad (7.57)$$

Burada  $\tau_a = C_r R$  - keçid dövrəsinin,  $\tau_y = C_\Sigma R_{iy}$  - anod, yaxud kollektor dövrəsinin zaman sabitləridir.  $R_{iy} = R_i R_y / (R_i + R_y)$  - generatorun daxili müqaviməti ilə anod və ya kollektor yüklərinin paralel birləşməsindən alınan ümumi müqavimətdir.

Qeyd edildiyi kimi, alçaq və yüksək tezliklərdə gücləndirmə əmsalının azalması siqnalın tezliyə görə təhrif olunmasına səbəb olur. Tezliyə görə təhrif əmsalı alçaq tezliklərdə

$$M_a = \frac{K_a}{K_{uo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega_a \tau_a}}}, \quad (7.58)$$

yüksək tezliklərdə isə

$$M_y = \frac{K_y}{K_{uo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_y \tau_y}} \quad (7.59)$$

kimi təyin olunur.

Çoxkaskadlı gücləndirici üçün  $M = \prod_{i=1}^n M_i$ , burada  $M_i - i$ -ci

kaskadın tezliyə görə təhrif əmsalıdır. Tezliyə görə təhrif əmsalının yol verilə bilən qiymətlərinə görə gücləndiricinin buraxma zolağının aşağı və yuxarı sərhəd tezliklərini tapmaq olar. Bu tezliklər bir qayda olaraq.  $M = K/K_0 = 1/\sqrt{2}$  qiymətində təyin edilir.  $M = 1/\sqrt{2}$  olması üçün (7.58), (7.59) ifadələrində  $1/\omega_a \tau_a = 1$  və  $\omega_y \tau_y = 1$  olmalıdır.

Buradan aşağı sərhəd tezliyi üçün

$$\omega_a = \frac{1}{\tau_a} = \frac{1}{RC_r}, \quad (7.60)$$

yuxarı sərhəd tezliyi üçün isə

$$\omega_y = \frac{1}{\tau_y} = \frac{1}{R_{iy} C_\Sigma} = \frac{R_i + R_y}{R_i R_y C_\Sigma} \quad (7.61)$$

alırıq. (7.60) ifadəsindən göründüyü kimi, gücləndiricinin buraxma zolağının aşağı sərhəd tezliyinin qiyməti  $C_r$  rabitə kondensatorunun  $R$  rezistorunda boşalma müddəti ilə təyin olunur. Tezliyin yuxarı sərhəd qiyməti isə  $C_{g2}$  tutumunun paralel birləşdirilmiş  $R_{y1}$  və  $R_i$  müqavimətlərində boşalma müddəti ilə təyin edilir. Qeyd edək ki, bu baxımdan rabitə kondensatoru kimi az itkilərə malik kondensatorlardan istifadə olunmalıdır.

Gücləndiricinin çıxış və giriş gərginlikləri arasındakı faza sürüşməsi

$$\varphi = \arctg \left( \frac{1}{\omega_a \tau_a} - \omega_y \tau_y \right) \quad (7.62)$$

ifadəsindən təyin olunur.

Şəkil 7.2, b-də verilmiş faza-tezlik xarakteristikası göstərir ki, alçaq tezliklərdə  $U_\varphi$  fazaca  $U_g$ -dən irəli, yüksək tezliklərdə isə əksinə,  $U_g$ -dən geri qalır.  $\omega \rightarrow 0$ -da  $\varphi \rightarrow \pi/2$ ,  $\omega \rightarrow \infty$ -da isə  $\varphi \rightarrow -\pi/2$ -yə yaxınlaşır.

Çoxkaskadlı gücləndiricidə mürəkkəb siqnalın tərkibindəki hər

bir tezlik komponentinin faza sürüşməsi  $\varphi = \sum_{i=1}^n \varphi_i$  olur; burada  $\varphi_i$

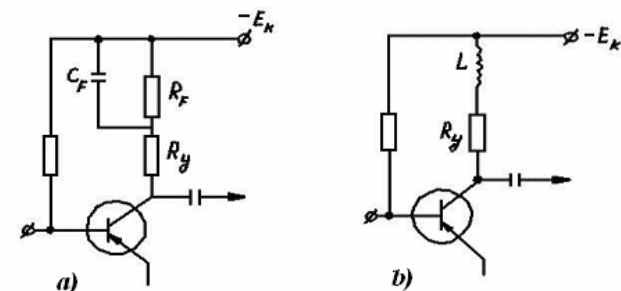
kəmiyyəti  $i$ -ci kaskadda yaranan faza sürüşməsidir.

Gücləndiricinin tezlik xarakteristikasından görüldüyü kimi (şəkil 7.2, a) alçaq və yüksək tezliklərdə gücləndirmə əmsalının qiyməti azalır. Sxemin parametrlərini seçməklə kifayət qədər geniş tezlik diapazonunda ideal xarakteristikalara yaxın tezlik və faza xarakteristikalarını almaq olar. Lakin buna gücləndirmə əmsalının azalması hesabına nail olmaq mümkündür.

Praktikada müəyyən məhdud tezlik oblastlarında gücləndirmə əmsalının qiymətini aşağı salmadan amplitud-tezlik xarakteristikasını korreksiya etmək (düzəltmək) üsulları vardır. Bu üsullarda elektrik dövrəsinin reaktiv elementləri müqavimətlərinin tezlikdən asılılığından istifadə olunur.

Şəkil 7.13-də alçaq tezliklər oblastında tezlik xarakteristikasının korreksiya edilməsinin sadələşdirilmiş sxemi göstərilmişdir. Burada korreksiya  $R_y$  yük müqavimətinə  $R_F C_F$  filtrini ardıcıl qoşmaqla həyata keçirilir. Orta və yüksək tezliklərdə  $C_F$  kondensatorunun müqaviməti kiçik olduğundan  $R_F$  müqaviməti praktiki olaraq qapanmış vəziyyətindədir. Onda aktiv elementin ümumi yükü  $Z_y = R_y$  olur. Çox alçaq tezliklərdə isə kondensatorun müqaviməti artır və  $1/\omega_a C_F \gg R_F$ , bu halda yük müqaviməti  $Z_y = R_y + R_F$  olur. Bu, çox kiçik tezliklərdə gücləndirmə əmsalının artmasına və amplitud-tezlik xarakteristikasının yaxşılaşmasına səbəb olur. Adətən,  $R_F = (1-2)R_y$  götürülür.

Yüksək tezliklərdə tezlik xarakteristikasını korreksiya etmək üçün aktiv elementin (məsələn, tranzistorun) yükünə ardıcıl olaraq induktivlik sargacı qoşulur  $Z_y = R_y + j\omega L$  olar. Tezlik artdıqca kollektorun yük müqaviməti və buna uyğun olaraq gücləndirmə əmsalının qiyməti artır və amplitud-tezlik xarakteristikası yaxşılaşır.



**Şəkil 7.13.** Gücləndiricinin amplitud-tezlik xarakteristikasının sadələşdirilmiş korreksiya sxemləri:  
a - alçaq tezliklər oblastında, b – yüksək tezliklər oblastında.

Qeyd edək ki, gücləndiricidə kaskadlar arasında rabitəni transformator vasitəsilə də həyata keçirmək olar. Belə gücləndiricilər transformator rabitəli gücləndiricilər adlanır. Bunların da buraxma zolağı kifayət qədər genişdir. Lakin sxemə əlavə reaktiv elementlər daxil olduğundan, belə gücləndiricilərin amplitud-tezlik xarakteristikaları qeyri-hamar və  $RC$  rabitəli gücləndiricilərə nisbətən ensiz olur.

Hazırda transformator rabitəli gərginlik gücləndirici sxemlərindən praktikada, demək olar ki, istifadə edilmir. Transformatorlardan bir qayda olaraq, güc gücləndiricilərində axırncı kaskadın çıxışını gücləndiricinin yük müqaviməti ilə uzlaşdırmaq üçün istifadə edilir. Belə sxemlərlə sonralar tanış olacağıq.

## § 7.6. Gücləndiricilərdə əks-rabitə

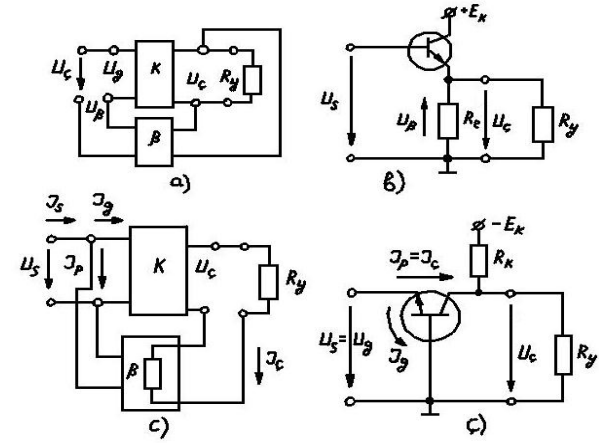
İndiyə kimi gücləndirici qurğularda  $U_c$  – çıxış siqnalının  $U_g$  – giriş siqnalına təsirini nəzərə almırdıq. Həqiqətdə gücləndirilən siqnalın müəyyən hissəsi, yaxud hamısı bu və ya digər yollarla yenidən qurğunun girişinə qaytarılır. Gücləndiricinin çıxış siqnalının onun girişinə təsirinə əks-rabitə, bu təsiri ötürən dövrlərə isə əks-rabitə dövrləri deyilir. Gücləndiricilərdə əks-rabitə ya özbaşına yaranır, ya da xüsusi əks-rabitə dövrəsi vasitəsilə yaradılır.

Özbaşına yaranan əks-rabitə parazit əks-rabitə adlanır. Məsələn, lampalı gücləndiricilərdə belə əks-rabitə anod-tor aralığında əmələ gələn keçid tutumu vasitəsilə yarana bilər. Lakin çox vaxt əks-rabitə gücləndiricilərin xarakteristikalarını yaxşılaşdırmaq məqsədilə daxil edilir. Əks-rabitədən yalnız gücləndiricilərdə deyil, digər radioelektron qurğularında, məsələn, avtogeneratorlarda geniş istifadə edilir. Əks-rabitə həm gərginliyə görə (şəkil 7.14, a, b), həm də cərəyana görə (şəkil 7.14, c, ç) yaradıla bilər. Qarışıq əks-rabitə də mümkündür.

Əks-rabitə cərəyan və ya gərginliyin ya sabit, ya da dəyişən toplananlarına nəzərən, yaxud da hər iki toplanana nəzərən həyata keçirilir. Əks-rabitə dövrəsindən alınan gərginlik şəkil 7.14, a-da olduğu kimi, ardıcıl daxil edildikdə, belə rabitə ardıcıl-rabitə, əks-rabitə siqnal mənbəyinə paralel qoşulan dövrə vasitəsilə həyata keçirildikdə isə paralel-rabitə adlanır. Əks-rabitənin daxil edilməsi giriş gərginliyinin və ya cərəyanın azalmasına, yaxud da onların artmasına səbəb ola bilər. Birinci halda əks-rabitə mənfi, ikinci halda isə müsbət əks-rabitə adlanır.

Gücləndiricilərdə adətən mənfi əks-rabitədən istifadə olunur. Burada onun rolu aşağıdakılardan ibarətdir: a) gücləndirmə rejiminin stabilliyinin artırılması, b) amplitud-tezlik xarakteristikasının yaxşılaşdırılması, c) gücləndiricinin giriş və çıxış müqavimətlərini istənilən cür dəyişdirmək imkanının yaradılması.

Gərginliyə görə əks-rabitə yaradılmış sxem üzərində gücləndirici qurğunun parametr və xarakteristikalarına əks-rabitənin təsirini daha ətraflı araşdırmaq. Şəkil 7.14, a-da gücləndirici və əks-rabitə sxemləri dördqütblülər şəklində, 7.14, b-də isə əks-rabitə yaradılmış praktiki sxemlərdən biri – emitter təkrarlayıcısının sxemi göstərilmişdir.



Şəkil 7.14. Əks-rabitə sxemləri: gərginliyə görə ardıcıl əks-rabitənin quruluş (a) və prinsipial (b) sxemləri; cərəyana görə paralel əks-rabitənin struktur (c) və prinsipial (ç) sxemləri.

Əks-rabitə mövcud olmayan halda gücləndiricinin ötürmə əmsalı, məlum olduğu kimi  $K = \frac{U_{m,c}}{U_{m,g}}$  olduqda, əks-rabitə dövrəsi

daxil edildikdə bu əmsal  $K_\beta = \frac{U_{m,c}}{U_{m,s}}$  olur. Burada  $U_{m,s} = U_{m,g} - U_{m,\beta}$

- əks-rabitə yaradılmış halda gücləndiricinin girişinə verilən siqnalın amplitudu,  $U_{m,\beta}$  isə əks-rabitə dövrəsinin çıxışındakı gərginliyin amplitududur. Əks-rabitə dövrəsinin ötürmə əmsalı  $\beta = \frac{U_{m,\beta}}{U_{m,g}}$  olur. Yuxarıdakı münasibətlərdən əks-rabitə mövcud olan halda gücləndiricinin yekun gücləndirmə əmsalı üçün

$$K_\beta = \frac{K}{1 - \beta K} \quad (7.63)$$

alırıq. Bu tənlik  $K_\beta$  yekun gücləndirmə əmsalını əks-rabitə olmayan



haldakı  $K$  ilkin gücləndirmə əmsalı ilə əlaqələndirir. Burada  $\beta K$  hasili ümumi halda tezlikdən asılı olan kompleks kəmiyyətdir. Bu hasilin qiymətindən asılı olaraq aşağıdakı hallar ola bilər:

- 1)  $K_\beta > K$  - müsbət əks-rabitə,  $|\beta K| > 0$  olduqda.
- 2)  $K_\beta < K$  - mənfi əks-rabitə,  $|\beta K| < 0$  olduqda.
- 3)  $K_\beta \rightarrow \infty$ .  $\beta K = 1$  olduqda. Bu rejimdə gücləndirici öz-özünə

həyəcanlanaraq generatora çevrilir.

Gücləndirmə texnikasında ən çox praktiki maraq kəsb edən əks-rabitə dövrəsi,  $\beta K$  hasili həqiqi və mənfi ədəd olan ( $\beta K < 0$  olan) dövrədir ki, bu da mənfi əks-rabitəyə müvafiqdir. Bu halda gücləndiricinin giriş gərginliyi və əks-rabitə gərginliyi əks fazada olur və  $K_\beta$  yekun gücləndirmə əmsalı,  $K$  ilkin gücləndirmə əmsalına nəzərən azalır:

$$K_\beta = \frac{K}{1 + \beta K} < K \quad (7.64)$$

$\beta K$  -nin qiymətini kifayət qədər böyük seçməklə bu ifadənin məxrəcindəki vahidi nəzərə almamaq olar:

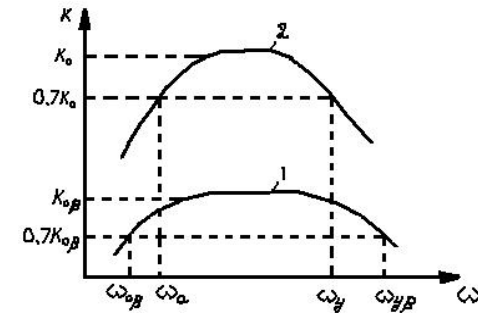
$$K_\beta \cong \frac{K}{\beta K} = \frac{1}{\beta}. \quad (7.65)$$

Bu hal dərin əks-rabitəni xarakterizə edir. Bu, onu göstərir ki, dərin əks-rabitə yaradıldıqda  $K_\beta$  yekun gücləndirmə əmsalı,  $K$  ilkin gücləndirmə əmsalından və deməli, gücləndirmə rejiminə təsir edən bütün daxili amillərdən asılı olmur.

Dərin əks-rabitə yaradılmış gücləndiricilərdə gücləndirmə rejiminin böyük stabilliyi təmin olunur.

İlk baxışda mənfi əks-rabitə faydasız, hətta zərərli görünə bilər. Lakin həqiqətdə mənfi əks-rabitə gücləndiricini öz-özünə həyəcanlanmağa qoymur, onun tezlik xarakteristikasını daha da

hamarlayaraq yaxşılaşdırır və nəticədə buraxma zolağının genişlənməsini təmin edir (şəkil 7.15). Göstərmək olar ki, əks-rabitə dövrəsi daxil edilmiş gücləndiricidə yüksək tezlik oblastunda buraxma zolağının yuxarı  $\omega_{y\beta}$  sərhəd tezliyinin qiyməti əvvəlkinə ( $\omega_y$ ) nisbətən  $(1 - \beta K)$  dəfə çox, yəni  $\omega_{y\beta} / \omega_y = (1 - \beta K)$ , alçaq tezlik oblastunda isə bu zolağın aşağı sərhəd tezliyinin qiyməti öz əvvəlki qiymətinə nəzərən  $(1 - \beta K)$  dəfə az olur:  $\omega_{a\beta} / \omega_a = 1 / (1 - \beta K)$ .



Şəkil 7.15. Əks-rabitəli (1 əyrisi) və əks-rabitəsiz (2 əyrisi) gücləndiricilərin tezlik xarakteristikaları.

Belə genişlənmə onun sayəsində əldə edilir ki, kənar tezlik zolaqlarında  $K$ -nin kiçik olması nəticəsində mənfi əks-rabitənin təsiri, orta zolaqdakına nisbətən xeyli zəifdir. Tezlik xarakteristikasının yaxşılaşması, orta tezlik oblastunda yekun gücləndirmə əmsalının kiçilməsi hesabına əldə edildiyindən, çıxış gərginliyinin əvvəlki səviyyədə saxlanması üçün ya giriş signalının amplitudunu uyğun olaraq böyütmək, ya da çoxkaskadlı gücləndiricinin tərkibində olan kaskadların sayını artırmaq tələb olunur. Bir neçə kaskadı əks-rabitə ilə əhatə etməklə qeyri-xətti təhrifləri və həmçinin gücləndirmə prosesində yaranan müxtəlif parazit e.h.q-in təsirlərini zəiflətmək olar.

Əks-rabitəli gücləndiricinin  $Z_{g\beta}$  giriş müqaviməti əks-rabitə növündən asılı olaraq dəyişə bilər. Gərginliyə görə ardıcıl əks-rabitə olan halda (şəkil 7.14, a):

$$\dot{Z}_{g\beta} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_g} = \frac{\dot{U}_g - \dot{U}_\beta}{\dot{I}_g} = \frac{\dot{U}_g - \beta \dot{U}_\zeta}{\dot{I}_g} = \frac{\dot{U}_g}{\dot{I}_g} \left( 1 - \beta \dot{K} \right) \quad (7.66)$$

və ya

$$\dot{Z}_{g\beta} = \left( 1 - \beta \dot{K} \right) \dot{Z}_g$$

burada  $\dot{Z}_g = \dot{U}_g / \dot{I}_g$  – əks-rabitə olmayan halda gücləndiricinin giriş müqavimətidir. (7.66) ifadəsindən görünür ki, ardıcıl əks-rabitə giriş müqavimətini  $(1 - \beta \dot{K})$  dəfə artırır. Paralel əks-rabitədə isə bu müqavimət  $(1 - \beta \dot{K})$  dəfə azalır.

Göstərmək olar ki, gərginliyə görə ardıcıl əks-rabitəli gücləndiricinin çıxış müqavimətinin qiyməti əvvəlki qiymətinə nisbətən  $(1 - \beta \dot{K})$  dəfə azalır, yəni

$$\dot{Z}_{\zeta,\beta} = \frac{\dot{U}_\zeta}{\dot{I}_\zeta} / U_{c=0} = \frac{\dot{Z}_\zeta}{1 - \beta \dot{K}} \quad (7.67)$$

Cərəyana görə əks-rabitə daxil edilmiş gücləndiricidə isə əksinə, onun çıxış müqaviməti artır.

Əks-rabitə daxil edilmiş gücləndiricinin tam dayanıqlığı o vaxt təmin edilmiş olur ki, gücləndirilən siqnalların bütün tezliklərində əks-rabitə, müsbət əks-rabitəyə çevrilməsin. Gücləndiricinin öz-özünə həyəcanlanmaya qarşı dayanıqlığını Naykvist diaqramının

kömyi ilə təyin etmək olar. Bu diaqram belə qurulur:  $\beta \dot{K}$  kompleks hasilinin həqiqi hissəsi absis oxunda, xəyali hissəsi isə ordinat

oxunda göstərilir.  $\beta \dot{K}$ -nin müəyyən qiymətinə uyğun kompleks müstəvidə müəyyən bir nöqtə alınır. Koordinat başlanğıcından bu nöqtəyə çəkilən radius-vektorun uzunluğu, müəyyən bir tezlik üçün əks-rabitə ilgəyinin ötürmə əmsalının moduluna, bunun absis oxu ilə

əmələ gətirdiyi  $\varphi$  bucağı isə siqnal gücləndiricinin girişindən əks-rabitə dövrəsinin çıxışına kimi keçərkən yaranan faza sürüşməsinə

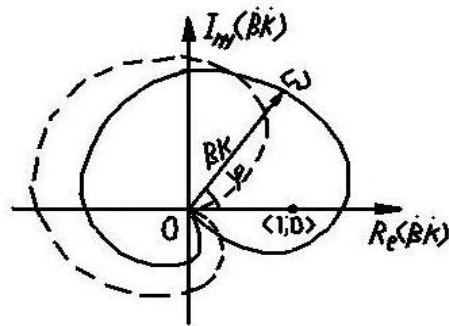
uyğundur. Tezliyin başqa bir qiyməti üçün  $\beta \dot{K}$  hasilinə uyğun digər bir nöqtəni alırıq. Beləliklə, tezliyin  $0 \div \infty$  intervalında dəyişməsi zamanı belə nöqtələrin hündəsi yeri Naykvist diaqramı adlanan kəsilməz əyri (qodoqraf) verir. Əks-rabitə dövrəsi daxil edildikdə

sistemin dayanıqlığı koordinatları  $Re(\beta \dot{K}) = 1$  və  $Im(\beta \dot{K}) = 0$  olan nöqtənin (qısaca 1; 0 nöqtəsi) Naykvist diaqramına nəzərən harada yerləşməsi ilə təyin edilir.

Əgər Naykvist diaqramı (1;0) nöqtəsini əhatə etməsə (şəkil 7.16-də qırıq xətlərlə çəkilmiş əyri), onda gücləndirici öz-özünə həyəcanlanmır, başqa sözlə, sistem dayanıqlı halda olur. Doğrudan da, bu halda  $\beta \dot{K}$ -nin müsbət həqiqi qiymətində (7.66) ifadəsinin sağ tərəfindəki kəsrin məxrəci sıfıra çevrilmir və  $K_\beta$  sonsuzluğa yaxınlaşmır. (1;0) nöqtəsi diaqramın daxilində yerləşdikdə (şəkil 7.66-də) bütöv xətlə çəkilmiş əyri isə sistem dayanıqsız halda olur.

Gərginliyə görə ardıcıl əks-rabitə yaradılmış praktiki sxemlərə misal olaraq katod təkrarlayıcısını (şəkil 7.4, c) və ya emitter təkrarlayıcısını (şəkil 7.6, c) göstərmək olar. Belə sxemlərdə çıxış gərginliyi bütünlüklə mənfi işarə ilə girişə verildiyindən, bunlarda dərin əks-rabitə yaranır və əks-rabitə əmsalı  $\beta = -1$  olur. Bu cür dərin mənfi əks-rabitəli gücləndiricinin gücləndirmə əmsalını təxminən vahidə bərabər götürmək olar, belə ki, aktiv elementlərin gücləndirmə əmsalı kifayət qədər böyükdür (50-100 və daha çox):

$$K_\beta = \frac{K}{1 + K} = 1 \quad (7.68)$$



**Şəkil 7.16.** Nykvist diaqramına əsasən gücləndiricinin dayanıqlığının təyini.

$\beta = -1$  olduğunu nəzərə almaqla emitter təkrarlayıcısının giriş və çıxış müqavimətlərini (7.66) və (7.67) ifadələrinə uyğun olaraq aşağıdakı şəkildə yazıla bilər:

$$R_{g,\beta} = (1 + K)R_g \quad (7.69)$$

$$R_{ç,\beta} = \frac{R_ç}{1 + K} \quad (7.70)$$

§§7.2 və 7.3-də qeyd olunduğu kimi, emitter və eləcə də katod təkrarlayıcılarının bu xassəsindən, yəni giriş müqavimətinin böyük, çıxış müqavimətinin isə kiçik olmasından radioelektronikada və təcrübi fizikada geniş istifadə edilir.

$K$  və  $\beta$  həqiqi ədədlər olub, eyni işarəli olarsa, onların hasil  $\beta K$  müsbət olar və bu halda gücləndiricinin yekun gücləndirmə əmsalı

$$K_\beta = \frac{K}{1 - \beta K} > K. \quad (7.71)$$

Qeyd edildiyi kimi, belə əks-rabitə müsbət əks-rabitə adlanır. Bu halda  $U_\beta$  əks-rabitə gərginliyi və gücləndirilən siqnalın  $U_S$

gərginliyi fazaca üst-üstə düşür və nəticədə gücləndirmə əmsalı artır. Xüsusi halda  $K\beta \rightarrow 1$  olduqda gücləndirmə əmsalı sonsuz artır. Bu o deməkdir ki, gücləndiricinin girişinə sonsuz kiçik siqnal düşdükdə belə, onun çıxışında müəyyən sonlu amplitudlu siqnal əmələ gəlir. Gücləndiricinin girişində elektrik fluktuasiyaları nəticəsində onun çıxışında həmişə belə kiçik amplitudlu siqnallar vardır. Buna görə də  $\beta K \rightarrow 1$  olduqda gücləndirici, onun girişinə siqnal verilmədikdə belə öz-özünə həyəcanlanaraq rəqs mənbəyinə, yəni öz-özünə həyəcanlanan generatora çevrilir (bax § 8.1). Bu isə gücləndirmə rejimini pozur.

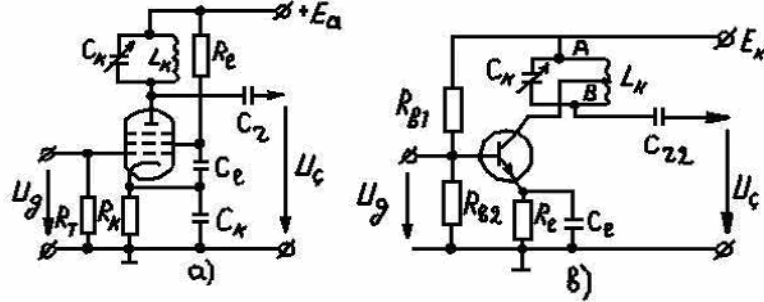
Gücləndiricilərdə müsbət əks-rabitə, gücləndirmə sxemlərində əmələ gələn və parazit rabitələr adlanan daxili elektrik rabitələri sayəsində öz-özünə yarana bilər. Belə rabitələr ümumi rabitə dövrələri ilə, o cümlədən, gücləndirici kaskadları qidalandıran mənbə vasitəsilə (qalvanik əks-rabitə) və digər tərəfdən dövrənin elementləri arasında təsadüfi induktiv, yaxud da tutum rabitələri olanda (induktiv və ya tutum parazit rabitəsi) baş verir. Qalvanik müsbət əks-rabitənin baş verməsinin və gücləndiricinin öz-özünə həyəcanlanmasının qarşısını almaq məqsədilə gücləndirici kaskadları ümumi mənbədən qidalandırdıqda, çox vaxt ayırıcı filtrlər adlanan filtrlərdən istifadə olunur. Ayırıcı filtr qidalandırma dövrəsinə ardıcıl qoşulan  $R_F$  aktiv müqavimətindən və bu dövrəyə paralel qoşulan  $C_F$  tutumundan ibarət olur. İnduktiv və ya tutum parazit əks-rabitələrini isə gücləndiricinin elementləri birləşdirən naqilləri və həmçinin gücləndiricinin ayrı-ayrı hissələrini ekranlamaqla əhəmiyyətli dərəcədə azaltmaq mümkündür.

Gücləndiricinin həyəcanlanmasının qarşısını müxtəlif yollarla almaqla çox böyük gücləndirmə əmsalına malik gücləndirici hazırlamaq olar.

### § 7.7. Darzolaqlı gərginlik gücləndiriciləri

**Yüksək tezlikli rezonans gərginlik gücləndiricisi.** Yüksək tezlikli rəqsləri dar tezlik zolağında gücləndirmək üçün adətən, gücləndirici elementin yük müqaviməti olaraq, gücləndirilən rəqslərin tezliyinə köklənmiş paralel rəqs konturundan istifadə edilir. Belə gücləndiricilər **r e z o n a n s g ü c l ə n d i r i c i l ə r i** adlanır. Rezonans gücləndiriciləri seçicilik qabiliyyətinə malik

olduğundan bunlara bəzən selektiv (seçici) gücləndiricilər də deyilir.



Şəkil 7.17. Rezonans gücləndiricilərinin prinsipial sxemləri: a-lampalı, b-bipolyar tranzistorlu.

Rezonans gücləndiricilərində gücləndirici element kimi elektron lampalarından (əsasən pentod lampasından), tranzistorlardan (bipolyar və ya sahə tranzistorlarından) istifadə olunur. Şəkil 7.17, a-da pentod lampası, şəkil 7.17, b-də isə n-p-n bipolyar tranzistor əsasında yığılan rezonans gücləndiricilərin prinsipial sxemləri göstərilmişdir.

Alçaqtezlikli gücləndiricilərindən fərqli olaraq yüksək tezlikli gücləndiricilərin girişlərinə yüksək tezlikli siqnallar verilir. Anod və ya kollektor cərəyanları bu dəyişən siqnallara uyğun olaraq dəyişir. Sxemlərdən görüldüyü kimi, anod və ya kollektor dövrələrinə paralel rəqs konturları qoşulmuşdur. Məlum olduğu kimi (bax: § 2.8), paralel konturun tam müqaviməti kompleks xarakter daşıyır və tezliyə görə aşağıdakı kimi dəyişir:

$$\dot{Z}_p = \frac{\rho^2}{R \left( 1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)} = \frac{\rho^2}{R(1 + ja)}, \quad (7.72)$$

burada  $a = Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$  – konturun ümumiləşmiş kökdəndüşməsi  $Q$  -kontur

turun keyfiyyətliyi,  $R$ -konturun aktiv,  $\rho = \sqrt{L/C}$  – dalğa müqavimətləridir. Göstəriləndiyi kimi, konturun  $\omega_0$  məxsusi tezliyi gücləndirilən siqnalın  $\omega$  tezliyinə bərabər olduqda, başqa sözlə, rezonans tezliyində konturun müqaviməti xalis aktiv müqavimət olub, özünün ən böyük qiymətini alır:  $Z = \rho^2/R$ . Bu vaxt konturda gərginlik

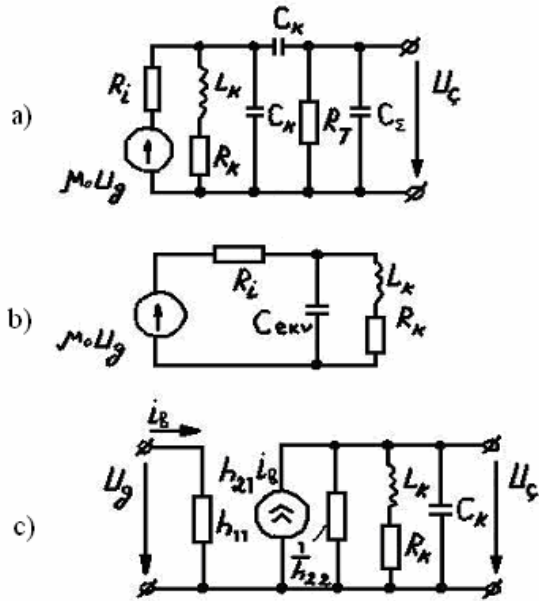
düşgüsü də böyük olur və buna uyğun olaraq  $K_0$  gücləndirmə əmsalı özünün maksimum qiymətini alır. Siqnalın tezliyi konturun rezonans tezliyindən fərqli olduqda isə konturun müqaviməti azalır və bu tezliklərdə gücləndirmə əmsalı  $K < K_0$  olur. Konturda gücləndirilmiş gərginlik  $C_r$  rabitə (ayırıcı) kondensatoru vasitəsilə sonrakı kaskada verilir. Bu kondensatorun vəzifəsi anod cərəyanının sabit toplananını onun dəyişən hissəsindən ayırmaqdır. O, həmçinin növbəti lampanın torunu və ya tranzistorun bazasını birinci lampanın anoduna və ya tranzistorun kollektoruna verilmiş sabit gərginlikdən qoruyur.  $R_k C_k$  və  $R_e C_e$  dövrələri alçaqtezlikli gücləndiricilərində olduğu kimi, uyğun olaraq lampaların torlarına və ya tranzistorların bazalarına avtomatik sürüşdürücü gərginlik vermək üçündür.

Şəkil 7.18, a, b -də lampalı rezonans gücləndiricisinin ekvivalent sxemləri göstərilmişdir. Sxemdə lampa, daxili müqaviməti  $R_i$ , e.h.q. isə  $\mu_0 U_g$  olan gərginlik generatoru ilə əvəz edilmişdir. Burada konturun induktivlik sarğacının sarğılararası tutumu konturun  $C_k$  dəyişən tutumlu kondensatorun tərkibinə daxil edilmişdir.  $C_\Sigma$  tutumu əvvəlki paraqrafda göstəriləndiyi kimi, birinci aktiv elementin çıxış, ikinci aktiv elementinin giriş və montaj tutumlarının kombinasiyasından təşkil olunmuş tutumdur:

$$C_\Sigma = C_{\zeta 1} + C_{\zeta 2} + C_m$$

Adətən, rabitə kondensatorunun tutumu  $C_r > C_\Sigma$  kimi seçilir. Yüksək tezliklərdə tutum müqaviməti çox kiçik olur, kontura paralel qoşulmuş  $R_T$  müqavimətini induktivlik sarğacının tərkibinə daxil edib, gücləndiricinin ekvivalent sxemini sadələşdirmək olur (şəkil 7.18, b). Sxemdə  $C_{ekv} = C_\Sigma + C_k$ . Konturun rezonans tezliyini aşağıdakı ifadədən tapmaq olar:

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_k + C_\Sigma)}}. \quad (7.73)$$



Şəkil 7.18. Rezonans gücləndiricinin ekvivalent sxemləri:  
a, b-lampalı, ç-tranzistorlu

Anod cərəyanının dəyişən toplananı üçün gücləndiricinin ekvivalent sxeminə əsasən

$$i_a = -\frac{\mu_0 U_g}{R_i + Z_p}$$

kimi yazmaq olar. Onda gücləndiricinin ötürmə əmsalı üçün  $Z_p = Z_y$  olduğunu nəzərə alaraq,

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{m,\xi}}{\dot{U}_{m,g}} = -\frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_{m,g}} = -\frac{i_a Z_y}{\dot{U}_{m,g}} = -\frac{\mu_0 \dot{U}_{m,g} Z_y}{\dot{U}_{m,g} (R_i + \dot{Z}_p)} = -\frac{\mu_0}{\left(1 + R_i / \dot{Z}_p\right)}$$

alırıq. Gücləndirmə əmsalı isə

$$K_u = \left| \dot{K}_u \right| = \frac{\mu_0}{1 + R_i / Z_y} \quad (7.74)$$

olar. Tranzistorlu rezonans gücləndiricisinin kompleks ötürmə əmsalını dördqütblülərin təhlilində aldığımız (2.49) ifadəsinə uyğun olaraq aşağıdakı ifadə ilə göstərə bilirik.

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{m,\xi}}{\dot{U}_{m,g}} = \frac{h_{21} \dot{Z}_y}{h_{11} - (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}) Z_y} \quad (7.75)$$

$\dot{Z}_y = Z_p$  paralel rəqs konturunun kompleks müqavimətidir. Əksər tranzistorlar üçün çıxış keçiriciliyi çox kiçikdir ( $h_{22} = 1/Z_{c,T} = 10^{-5} - 10^{-7} \text{ Om}^{-1} \text{ sm}^{-1}$ ). Onda bu ifadədə  $(h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}) Z_y \ll 1$  olduğunu nəzərə alsaq, gücləndiricinin ötürmə əmsalı üçün

$$\dot{K}_u = \frac{h_{21}}{h_{11}} \dot{Z}_y \quad (7.76)$$

alırıq. Bu düsturdan göründüyü kimi,  $\dot{Z}_p$ -konturun müqaviməti tezlikdən asılı olduğu üçün gücləndiricinin gücləndirmə əmsalı da tezlikdən asılıdır. Bu asılılıq isə rezonans gücləndiricilərinin tezlik xarakteristikasıdır (şəkil 7.19).

Məlum olduğu kimi, paralel konturun filtrləmə xassəsini təmin etmək üçün  $R_i \gg Z_{p0}$  şərtini ödəmək lazımdır.  $Z_{p0}$ - rezonans halında paralel konturun müqavimətidir. Buna görə də rezonans gücləndiriciləri adətən, daxili müqaviməti böyük olan yüksək tezliklərdə işləyən pentod lampaları əsasında yığılır. Əks halda, yəni  $R_i < Z_{p0}$  olduqda, lampa konturu qısa qapayır və onun keyfiyyətliyini, başqa sözlə, seçiciliyini azaldır. Bundan başqa, gücləndiricinin işinə lampanın keçid tutumu da təsir edir. Bu tutum vasitəsilə lampanın giriş dövrəsi anod dövrəsindəki konturla əlaqələnib, giriş ilə çıxış arasında müsbət əks-rabitə yaradır ki, bu da gücləndiricinin öz-özünə həyəcanlanmasına və onun generatora çevrilməsinə səbəb olur. Buna görə də anod-tor tutumu (keçid tutumu) az olan lampalardan istifadə etmək lazımdır.

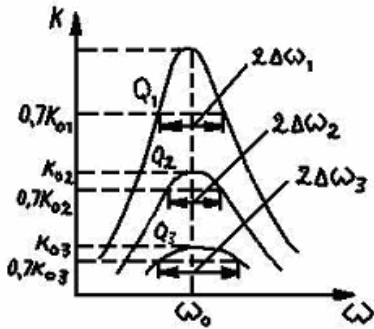
$R_i \gg Z_{p0}$  olduqda rezonans tezliyində lampalı rezonans

gücləndiricinin gücləndirmə əmsalı:

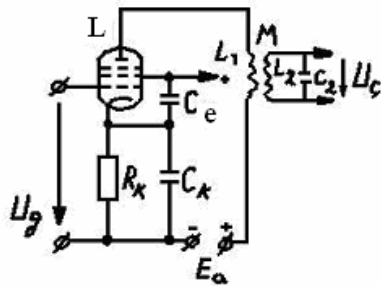
$$K_0 = \frac{\mu_0 Z_{p0}}{R_i + Z_{p0}} \approx \frac{\mu_0}{R_i} Z_{p0} = SZ_{p0} \quad (7.77)$$

olur. Gücləndirici elementin  $R_i$  daxili müqavimətinin kontura təsirini azaltmaq məqsədilə konturu elementə avtotransformator sxemi ilə qoşmaq lazımdır. Məsələn, belə qoşulma sxemindən şəkil 7.17, b-də göstərilən tranzistorlu rezonans gücləndiricisində istifadə olunmuşdur. Tranzistorun konturla əlaqəsi zəif, yəni  $A$  və  $B$  nöqtələri arasındakı sarğılardan sayı az olduqca onun konturu qısa qapamaq imkanı aradan götürülür. Lakin gücləndirici elementin konturla əlaqəsinin zəifləməsi kontura verilən gərginliyin azalmasına səbəb olur. Praktikiada  $B$  nöqtəsinin optimal vəziyyəti seçilir.

Gücləndiricinin avtotransformator sxemlərində triod lampalarından da istifadə oluna bilər. Aktiv elementin kontura təsirini, konturu lampanın anod, bipolyar tranzistorun kollektor və ya sahə tranzistorun çıxış elektrodu dövrələrinə transformator sxemi ilə qoşmaqla da azaltmaq olar. Məsələn, şəkil 7.20-də pentod lampası əsasında yığılmış transformator rabitəli gücləndiricinin sxemi verilmişdir. Bu halda daha  $R_T C_T$  dövrəsinə ehtiyac qalmır. Belə gücləndiricinin rezonans tezliyində gücləndirmə əmsalı kimi təyin edilir.



Şəkil 7.19. Yüku müxtəlif keyfiyyətli ( $Q_1 > Q_2 > Q_3$ ) konturlar olan rezonans gücləndiricinin tezlik xarakteristikaları.



Şəkil 7.20. Yüku transformator olan lampalı rezonans gücləndiricinin sxemi.

$$K_0 = SZ_0 \frac{M}{L} \quad (7.78)$$

Burada  $M$ - kontur və anod dövrəsindəki sarğalar arasındakı qarşılıqlı induksiya əmsalı,  $L$ - konturun induktivliyidir. Sarğalar arasında əlaqə güclü olduqda gücləndiricinin dayanıqlığı və seçiciliyi pisləşdiyindən, adətən  $M/L < 1$  götürülür.

Transformator rabitəli gücləndiricinin gücləndirmə əmsalı, rəqs konturu anod və ya kollektor dövrələrinə bilavasitə qoşulan sxemlərə nisbətən azdır. Qeyd etmək lazımdır ki, tranzistorlu rezonans gücləndiricilərin sxemlərində tranzistorların çıxış müqavimətinin az olması nəticəsində gücləndiricinin rezonans xassələrinə onların təsiri daha güclüdür. Buna görə də, bir qayda olaraq, gücləndiricinin tranzistorlu sxemlərində avtotransformator rabitəli sxemlərdən istifadə edilir. Belə gücləndiricilərdə tranzistor dövrəyə adətən, ümumi emitterli sxemlə qoşulur.

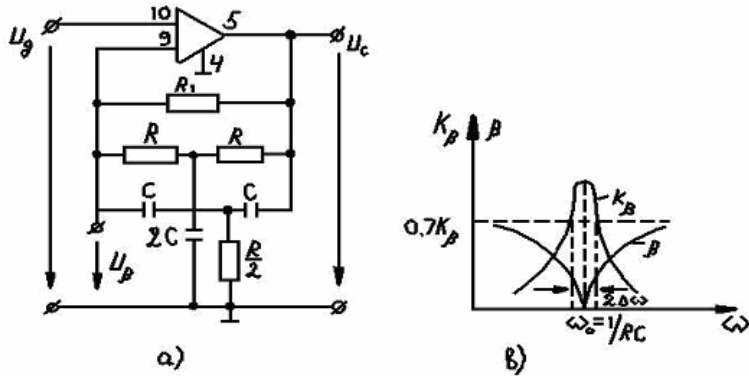
Rezonans gücləndiricinin tezlik xarakteristikalarını  $P$  şəklində yaxınlaşdırmaq lazım olan hallarda gücləndiricinin yükü kimi adətən rabitəli rəqs konturlarından istifadə olunur. Gücləndirmə əmsalının qiymətini artırmaq lazım gələn hallarda kaskadlar arasında ya bilavasitə, yaxud da transformator və ya avtotransformator rabitələri yaradılmış çoxkaskadlı sxemlərdən istifadə olunur.

Alçaq tezliklərdə darzolaqlı selektiv gücləndiriciləri əks-rabitə dövrələrinin köməyi ilə də almaq olar. Selektiv gücləndiricilərdən rabitə texnikasında informasiya ötürən kanalları bir-birindən ayırmaq üçün geniş istifadə olunur. Belə gücləndiricilər küyləri yox edib, faydalı siqnalları gücləndirmək lazım olan bütün hallarda tətbiq edilir.

**RC əks-rabitəli selektiv gərginlik gücləndiricisi.** Alçaqtezlikli siqnallar gücləndiriləndə əks-rabitə dövrəsində  $RC$  filtrləri olan gücləndiricilərin tətbiqi daha əlverişlidir. Belə gücləndiricilərdən birinin – K1YT 402 inteqral mikrosxem əsasında yığılmış sxemi şəkil 7.21-də göstərilmişdir. Burada əks-rabitə dövrəsi olaraq, rezistor və kondensatordan təşkil olunmuş  $T$ -şəkilli ikiqat körpü götürülmüşdür. Göstərmək olar ki,  $T$ -şəkilli ikiqat körpünün ötürmə

əmsalı  $\beta = U_{m,\beta} / U_{m,g}$  tezlikdən kəskin asılıdır. Çox alçaq tezliklərdə,  $\omega \rightarrow 0$  olduqda  $\beta \rightarrow 1$ , çünki əks-rabitə dövrəsindəki

kondensatorların müqavimətləri çox böyük olur və  $U_c$  gərginliyinin hamısı  $R, 2C, R$  elementlərindən təşkil olunmuş  $T$ -şəkilli birqat körpü vasitəsilə gücləndiricinin girişinə  $\dot{U}_\beta$ - əks-rabitə gərginliyi kimi verilir. Çox yüksək tezliklərdə isə, yəni  $\omega \rightarrow \infty$  olduqda, kondensatorların müqaviməti kiçik olduğundan bu halda da  $\beta \rightarrow 1$  olur və indi də  $U_c$  gərginliyinin hamısı “aşağı”  $T$ -şəkilli birqat körpü vasitəsilə gücləndiricinin girişinə verilir. Tezliyin elə bir qiyməti vardır ki, bu tezlikdə əks-rabitə gərginliyi  $U_\beta = 0$  olur. Bu tezliyə kvazi rezonans tezliyi deyilir və  $\omega_0 = 1/RC$  kimi təyin edilir. Buna uyğun olaraq dövrənin ötürmə əmsalı  $\beta = 0$  olur.



**Şəkil 7.21.** Əks-rabitə dövrəsində ikiqat  $T$ -şəkilli körpü olan selektiv gərginlik gücləndiricisinin sxemi (a) və onun tezlik xarakteristikası (b).

$T$ -şəkilli ikiqat körpünün tezlik xarakteristikası şəkil 7.21, b-də verilmişdir. Əks-rabitə dövrəsində  $T$ -şəkilli ikiqat körpü olan selektiv gücləndiricinin yekun gücləndirmə əmsalı müsbət əks-rabitəli gücləndirici üçün §7.3-də aldığımız

$$K_\beta = \frac{\left| \dot{U}_c \right|}{\left| \dot{U}_g \right|} = \left| \frac{K}{1 + \beta K} \right| \quad (7.79)$$

ifadəsi ilə verilə bilər. Yuxarıda qeyd edildiyi kimi, tezliyin  $\omega = 0$  və

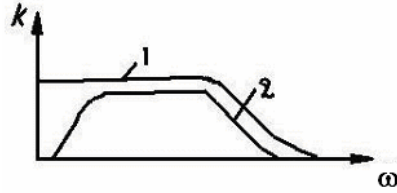
$\omega = \infty$  qiymətlərində  $\beta = 1$  olur və  $K_\beta = \frac{K}{1+K} \approx 1$ . Lakin  $\omega_0$  kvazistasionar tezliyində  $\beta = 0$  olduğundan  $K_\beta = K \gg 1$ . İkiqat  $T$ -şəkilli körpü vasitəsilə əks-rabitə yaradılmış selektiv gərginlik gücləndiricisinin şəkil 7.21, b-də göstərilən tezlik xarakteristikası (7.79) tənliyi əsasında əks-rabitə dövrəsinin  $\beta$  ötürmə əmsalının tezlikdən asılılığı nəzərə alınmaqla qurulmuşdur. Əks-rabitə dövrəsində  $T$ -şəkilli ikiqat körpü olan selektiv gücləndiricilər kvazirezonans tezliyin  $10^4$  Hs-ə qədər qiymətlərində normal işləyir. Bunların seçicilik xassələri  $K_u$  gücləndirmə əmsalının qiymətindən asılıdır; gücləndirmə əmsalı böyük olduqca verilən tezlik zolağında yerləşən faydalı siqnal, ondan alçaq və yüksək tezlikli siqnallara nisbətən daha çox gücləndirilir. Belə selektiv gücləndiricilərdə çox dar buraxma zolağına nail olmaq mümkündür. Gərginliyə görə gücləndirmə əmsalı çox böyük olan inteqral mikrosxem (məsələn, K1UT 402) əsasında hazırlanan selektiv gücləndiricinin tezlik xarakteristikası o qədər dar ola bilər ki, onu hətta yenidən genişləndirmək lazım gəlir. Bu məqsədlə tezlikdən asılı olmayan stabilləşdirici əks-rabitə daxil etməklə,  $K_u$ -nın qiymətini azaltmaq lazımdır. Baxılan sxemdə (şəkil 7.21, a) bu,  $R_1$ ,  $R_g$  gərginlik bölücüsü vasitəsilə həyata keçirilir (burada  $R_g$ - gücləndiricinin 9-la işarə olunmuş girişinin müqavimətidir).

### § 7.8. Sabit cərəyan gücləndiriciləri

Qeyri-elektrik kəmiyyətlərin, məsələn, kiçik temperatur, təzyiq və s. dəyişmələrinin ölçülməsində çox vaxt yavaş dəyişən siqnalları gücləndirmək lazım gəlir. Bunun üçün siqnalları bütün tezliklərdə eyni dərəcədə gücləndirən gücləndiricilərdən istifadə edilir. Çox alçaq tezliyə kimi xarakteristikası hamar olan gücləndiricilərə sabit cərəyan gücləndiriciləri və ya yavaş dəyişən siqnal gücləndiriciləri deyilir. Sabit cərəyan gücləndiriciləri fotocərəyanları qeydedici qurğularda, kütlə-spektrometrin kollektorundakı ion cərəyanlarının ölçülməsində, mürəkkəb stabilizator sxemlərində, lampalı voltmetrlərdə, qeyri-elektrik kəmiyyətlərin ölçülməsində və s. geniş istifadə olunur.

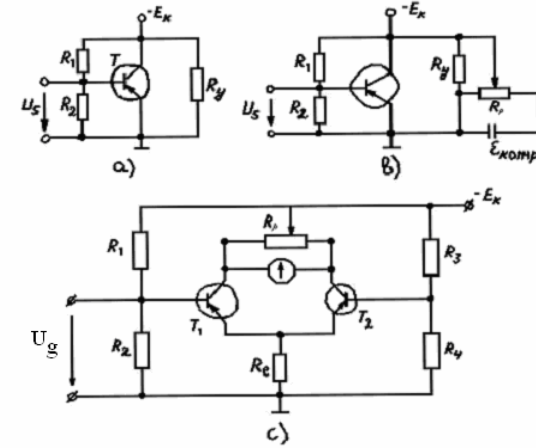
Alçaq tezliklər oblastında sabit cərəyan gücləndiricilərinin tezlik

xarakteristikaları hamar olur. Lakin yüksək tezliklərdə gücləndirilən siqnallar parazit tutumların təsiri nəticəsində tezlik və faza təhriflərinə məruz qaldığından gücləndirmə əmsalının qiyməti azalır və nəticədə tezlik xarakteristikası qeyri-hamar olur. Şəkil 7.22-də sabit cərəyan gücləndiricisinin tezlik xarakteristikasının rezistor-tutum rabitəli gücləndiricinin tezlik xarakteristikası ilə müqayisəsi verilmişdir.



Şəkil 7.22. Sabit cərəyan gücləndiricisinin (1 əyrisi) və RC rabitəli gücləndiricinin (2 əyrisi) tezlik xarakteristikaları.

Sabit cərəyan gücləndiricisinin bir kaskadının sxemini qurmaq çox asandır (şəkil 7.23, a). Burada yükə eyni zamanda tranzistorun iş rejimindən asılı olan cərəyanın sabit toplananı və gücləndirilən yavaş dəyişən siqnal da keçir ki, bu da arzuolunmaz haldır. Bu onunla əlaqədardır ki, birincisi, qidalandırıcı mənbəyin e.h.q-si dəyişdikdə aktiv elementin (lampanın və ya tranzistorun) iş rejimi dəyişdiyindən yükə keçən cərəyan da dəyişir. Bu isə faktiki olaraq «yanlış» siqnalın meydana gəlməsi deməkdir. İkincisi, kiçik amplitudlu yavaş dəyişən siqnallar gücləndirilərkən yükə bunlara uyğun cərəyanın dəyişməsi onun sabit cərəyan toplananından kiçik olur.



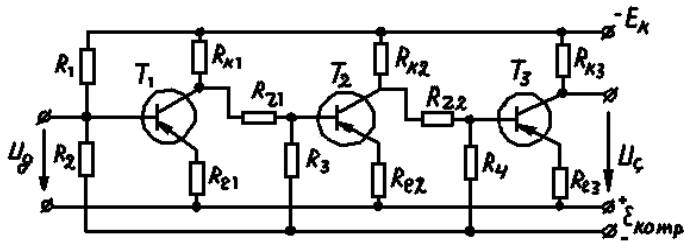
Şəkil 7.23. Sabit cərəyan gücləndiriciləri.

Cərəyanın sabit toplananın faydalı siqnaldan ayırmaq üçün kompensasiya üsullarından istifadə olunur. Şəkil 7.23, b-də göstərilən sxemdə belə kompensasiya  $\varepsilon_{komp}$  batareyası vasitəsilə həyata keçirilir. Bu e.h.q mənbəyi elə qoşulur ki, onun yükə yaratdığı cərəyan aktiv elementin yaratdığı sabit cərəyanın əksinə yönəlmiş olsun. Sxemin girişinə siqnal verilməyən halda bu cərəyanların qiymətlərini  $R_p$  potensiometrinin köməyi ilə bərabərləşdirməklə, yükə keçən ümumi cərəyanı sıfıra bərabər etmək olar. Sxemin girişinə siqnal verildikdə kompensasiya şərti pozulur və yükə yalnız faydalı siqnala uyğun cərəyan keçir. Praktiki sxemlərdə bu üsuldən geniş istifadə olunur. Lakin burada mənbəyin e.h.q. dəyişdikcə aktiv elementin rejiminin pozulması nəticəsində əmələ gələn yanlış siqnalın meydana gəlməsi qüsuru nəinki aradan götürülür, hətta ikinci bir mənbəyin də daxil edilməsi hesabına güclənir. Bu çətinliyi aradan qaldırmaq məqsədilə daha mükəmməl balans gətirilmiş kompensasiya sxemlərdən istifadə olunur. Belə sxemlərdə kompensasiya cərəyanının mənbəyin vəziyyətindən asılılığı, aktiv elementdən keçən cərəyanın sabit toplananının mənbəyin e.h.q.-dən asılılığı xarakterinə uyğun olur. Buna nail olmaq üçün cərəyanın sabit toplananını kompensasiyaedici dövrəyə eynitipli gücləndirici elementlər daxil edilməlidir (şəkil 7.23 c). Bu gücləndirici elementlər eyni bir mənbədən qidalandırıldıqda mənbəyin e.h.q.-nin, başqa sözlə, rejimin dəyişməsi hər iki elementin dövrəsindəki cərəyanı



eyni cür təsir edər və kompensasiya şərti saxlanılır. Aydın ki, bu cür kompensasiya xarakteristikalarının düzxətli hissəsindən istifadə olunan eyni tip cihazlar halında mümkündür.  $R_p$  ptensiometri vasitəsilə sxemin simmetrikliliyini daha dəqiq korreksiya etmək olar. Belə kompensasiya olunmuş çoxkaskadlı sabit cərəyan gücləndiricilərini hazırlamaq daha çətindir. Aydın ki, bu məqsədlə kaskadlar arasında rabitə yaratmaq üçün keçid kondensatorundan istifadə etmək olmaz, çünki  $\omega = 0$  olduqda  $K_u = 0$  olar. Kaskadlar arasında rabitə ya bilavasitə, ya da rezistorlarla yaradılmalıdır. Şəkil 7.24-da üçkaskadlı rezistor rabitəli belə sabit cərəyan gücləndiricisinin sxemi göstərilmişdir. Sxemdə rabitə  $R_{r1}$  və  $R_{r2}$  rezistorları ilə yaradılmışdır. Belə sxemlərdə, yuxarıda qeyd edildiyi kimi, qidalandırıcı mənbələrin e.h.q.-ləri dəyişdikdə çıxış siqnalının dəyişməsi, yəni yanlış siqnalın əmələ gəlməsi baş verir. Bu qüsuru aradan qaldırmaq üçün birkaskadlı sabit cərəyan gücləndiricilərində olduğu kimi (şəkil 7.23 b) gücləndiricinin tərkibindəki bütün kaskadları balansla gətirmək lazımdır.

Son vaxtlar, sabit cərəyan gücləndiriciləri inteqral texnologiya ilə də hazırlanır. Bunlara misal olaraq dördkaskadlı K2US245 mikrosxemini göstərmək olar.

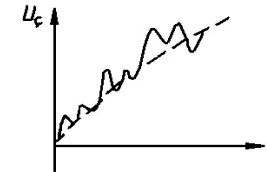


Şəkil 7.24. Çoxkaskadlı sabit cərəyan gücləndiricisinin sxemi.

Bütün sabit cərəyan gücləndiricilərinin özünəməxsus çatışmayan cəhəti onlarda «sıfırın dreyfi»nin əmələ gəlməsidir. Çıxış gərginliyinin daxili və xarici səbəbləri (qida mənbələrin qeyri-stabilliyi, vaxt keçdikcə aktiv elementin parametrlərinin dəyişməsi, mühitin temperaturu v. s.) ilə əlaqədar olaraq zamana görə dəyişməsi dreyf adını almışdır. Bu dreyf çox kiçik amplituda malik olan yavaş dəyişən siqnalın gücləndirilməsini çətinləşdirir. Şəkil 7.25-dən görüldüyü kimi, çıxış gərginliyi sanki iki toplanandan:

müntəzəm artan gərginlikdən (qırıq xətlərlə çəkilmiş əyri) və qeyri-müntəzəm dəyişən gərginlikdən (bütöv xətlə çəkilmiş əyri) ibarətdir. Birinci toplanan yavaş dreyf adlanır və əsas etibarilə gücləndirici elementlərin xarakteristikalarının zamana görə dəyişməsi ilə əlaqədardır. İkinci toplanan isə sürətli dreyf adlanır və mənbələrin gərginliklərinin rəqsləri, mühitin temperaturunun dəyişməsi və başqa xarici amillərlə əlaqədardır. Tranzistorlu gücləndiricilərdə sıfırın dreyfinə əsas səbəb xarakteristikaların temperatura görə qeyri-stabil olmasıdır. Sıfırın dreyfini müxtəlif yollarla aradan qaldırmaq olar:

- qidalandırıcı mənbələrin gərginliklərini və aktiv elementləri temperatura görə stabilləşdirməklə;
- kiçik dreyfə malik olan balansla gətirilmiş gücləndirici sxemlərdən istifadə etməklə;
- gücləndirilən yavaşdəyişən siqnalı ondan kifayət qədər yüksək tezlikli siqnala çevirməklə.



Şəkil 7.25. Dreyf gərginliyinin zamandan asılılığı.

Axırncı halda bu köməkçi rəqslər (400-800 Hs) faydalı siqnalla modullaşdırılaraq siqnalın spektri yüksək tezlik oblastına sürüşdürülür. Sonra da yekun siqnal darzolaqlı gücləndirici vasitəsilə gücləndirilir. Məlum olduğu kimi, belə darzolaqlı gücləndiricilərdə siqnallar spektrin çox kiçik enliyə malik zolağında gücləndirildiyindən, gücləndirmə prosesinə xarici amillərin təsiri olduqca azdır və bunlarda sıfırın dreyfi müşahidə olunmur. Yekun modullaşdırılmış siqnal kifayət qədər gücləndirildikdən sonra güclənmiş faydalı, yavaşdəyişən siqnalı köməkçi yüksək tezlikli rəqslərdən detektor vasitəsilə ayırmaq olar.

## § 7.9. Diferensial gücləndiricilər

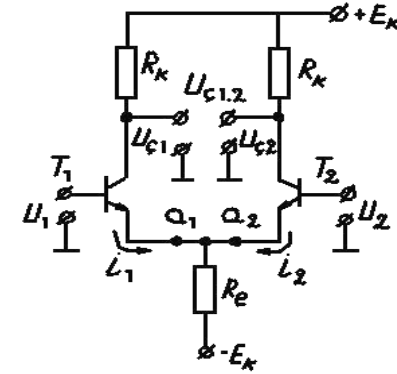
İki gərginlik fərqi gücləndirən qurğuya *d i f e r e n s i a l* *g ü c l ə n d i r i c i* (DG) deyilir. İlk DG bioloji tədqiqatlarda nisbətən böyük potensiala malik olan iki nöqtə arasındakı kiçik potensiallar fərqi təyin etmək üçün yaradılmışdır.

Son vaxtlar DG kaskadlar inteqral mikrosxəmlər (məsələn K1UT-221) əsasında hazırlanır.

Diferensial gücləndirici emitter dövrələrinə eyni bir  $R_e$  rezistoru qoşulmuş, xarakteristikaları və  $R_k$  kollektor yükləri bir-birinə bərabər eyni tip  $T_1$  və  $T_2$  tranzistorundan təşkil olunmuş iki simmetrik qoldan ibarət olur (şəkil 7.26). İdeal DG-də iki gərginlik fərqiindən ibarət olan siqnalın gücləndirilmə əmsalı

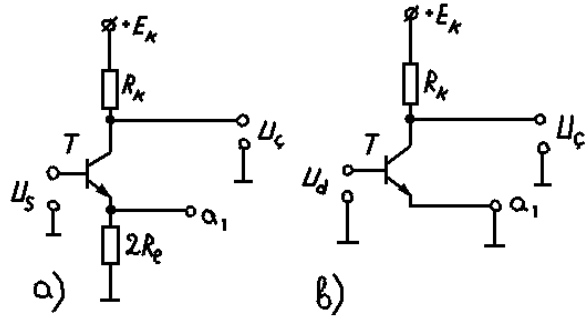
$$K_{\text{fərq}} = \frac{U_{\text{ç1,2}}}{U_1 - U_2}, \quad (7.80)$$

burada  $U_{\text{ç1,2}}$  – gücləndiricinin simmetrik çıxışındakı gərginlik,  $U_1$  və  $U_2$  – uyğun olaraq birinci və ikinci girişə verilən gərginliklərdir. Giriş siqnal verilmədikdə ( $U_1=U_2=0$ ) gücləndiricinin hər iki qolundan keçən cərəyanlar bir-birinə bərabərdir ( $i_1=i_2$ ) və  $U_{\text{ç1,2}}=0$  olur. Sxem simmetrik olduğundan onun qollarından keçən cərəyanlar eyni zamanda eyni qədər dəyişən bütün hallarda sxemin çıxışındakı gərginlik həmişə sıfır bərabər qalır. Bu səbəbdən DG-nin qollarında gərginliyin dreyfi nisbətən böyük olduqda da, belə gücləndiricinin çıxışında gərginliyin dreyfi sıfır olur.



Şəkil 7.26. Diferensial gücləndiricinin sxemi.

Sxemin girişlərinə  $U_1=U_2=U_s$  eyni gərginliklər (belə siqnallar *s i n f a z s i q n a l l a r* adlanır) verildikdə onun qollarının simmetrik nöqtələrində gərginliklər və bunlara uyğun cərəyanlar eyni qədər dəyişir. Bu zaman sxemdəki hər iki tranzistorun kollektor potensialları da eyni qədər dəyişdiyindən onların fərqi bərabər  $U_{\text{ç1,2}}$  çıxış gərginliyi sıfır bərabər olur. Deməli, DG-nin girişlərinə verilən sinfaz siqnallar onun çıxış gərginliyinə təsir göstərmir. Aydındır ki, bu halda sxemin  $a_1$  nöqtəsinin potensialı  $a_2$  nöqtəsinin potensialına həmişə bərabər olduğundan bu nöqtələri birləşdirən naqıldən keçən yekun cərəyan sıfır olur. Beləliklə, gücləndiricinin girişinə  $U_s$  sinfaz siqnal verildikdə  $a_1$  nöqtəsinə  $a_2$  nöqtəsindən ayırıqda da gücləndiricinin iş rejimi dəyişmir. Bu isə DG-nin tam sxeminin hər birinin emitter müqaviməti  $2R_e$  olan iki simmetrik paralel qola parçalamağa imkan verir. Beləliklə, bu halda DG-nin şəkil 7.27-də göstərilən cərəyana görə ardıcıl əks-rabitəyə malik ekvivalent yarım sxəmlə əvəz etmək olar.



**Şəkil 7.27.** Diferensial gücləndiricinin ekvivalent yarı sxemləri:  
a) sinfaz, b) diferensial siqnallar üçün.

Sinfaz siqnallar verilən halda sxemin əks-rabitə əmsalı

$$\beta = \frac{\Delta U_\beta}{\Delta U_\zeta} = -\frac{\Delta i_1 2R_e}{\Delta i_1 R_k} = -\frac{2R_e}{R_k}, \quad (7.81)$$

gücləndirmə əmsalı isə

$$K_s = \frac{K}{1 - \beta K} = \frac{-SR_k}{1 + SR_k \frac{2R_e}{R_k}} = -\frac{R_k}{1 + 2R_e}, \quad (7.82)$$

burada  $S$  parametri  $T_1$  tranzistorun çıxış xarakteristikasının dikliyidir. Düsturdan görüldüyü kimi,  $R_e$ -ni  $R_k$ -ya nisbətən böyük seçməklə sinfaz siqnalların güclənməsini zəiflətmək olar.

İndi də DG-nin girişlərinə antisimmetrik ( $U_1 = -U_2 = U_d$ ) siqnal verilən hala baxaq. Belə siqnal *d i f e r e n s i a l* siqnallandır. Onların fərqi  $U_g = U_1 - U_2$  DG-nin giriş siqnalını təşkil edir. Sxem simmetrik olduğundan onun qollarında giriş gərginliyi bərabər bölünər; qollardan birində gərginlik  $U_g/2$  qədər artar, o birisində isə elə bu qədər azalar. Buna uyğun olaraq sxemin qollarında kollektor potensialları və cərəyanların dəyişməsi qiymətə bərabər, işarəcə əks olar. Nəticədə sxemin çıxışında gərginlik:

$$U_{\zeta 12} = \Delta U_{k1} - \Delta U_{k2} \neq 0$$

olar. Buradan görüldüyü kimi, DG yalnız diferensial siqnallara reaksiya verir. Elə buna görə də gücləndiricilərə diferensial gücləndiricilər deyilir.

Beləliklə,  $U_1$  və  $U_2$  gərginlik dəyişmələrinin istənilən kombinasiyasını sinfaz və diferensial siqnalların cəmi kimi təsvir etmək olar:

$$\Delta U_1 = U_{g.s} + \frac{1}{2} U_{g.d}$$

$$\Delta U_2 = U_{g.s} - \frac{1}{2} U_{g.d}$$

Belə təsvirin üstünlüyü ondan ibarətdir ki, bu halda hər bir toplananın təsirinə ayrılıqda baxmaq olar. Buradan giriş siqnalının sinfaz və diferensial toplananları üçün

$$U_{g.s} = \frac{1}{2} (\Delta U_1 + \Delta U_2), \quad (7.83)$$

$$U_{g.d} = \Delta U_1 - \Delta U_2$$

alarlıq. Buna oxşar olaraq sinfaz və diferensial çıxış gərginlikləri üçün də yazıla bilər:

$$u_{\zeta.s} = \frac{1}{2} (\Delta U_{k1} - \Delta U_{k2}), \quad (7.84)$$

$$u_{\zeta.d} = \Delta U_{k1} - \Delta U_{k2},$$

burada  $\Delta U_{k1}$ ,  $\Delta U_{k2}$  – uyğun olaraq birinci və ikinci tranzistorların kollektor potensiallarının siqnal verilməyən hala nəzərən artımlarıdır. Sxemin girişinə diferensial siqnal verildikdə, bu siqnala uyğun gərginlik tranzistorların emitter keçidlərində bərabər paylandığından sxemdəki  $a_1$  və  $a_2$  nöqtələrini birləşdirən naqilin potensialı, başqa sözlə emitterin potensialı dəyişməz qalır. Bu səbəbdən dəyişən cərəyana görə bu nöqtələri birləşdirən xətti yerlə birləşmiş hesab etmək olar. Onda kiçik antisimmetrik diferensial siqnallar üçün DG-nin ekvivalent yarısxemini ümumi emitterli kaskad şəklində göstərmək olar (şəkil 7.27, b). Məlum olduğu kimi, belə kaskadın gücləndirmə əmsalı

$$K_d = -SR_k, \quad (7.85)$$

(7.85) və (7.82) ifadələrin müqayisəsindən belə nəticəyə gəlmək olar ki, sinfaz siqnallar (sinfaz siqnallar, adətən, müxtəlif küylərdir) və

diferensial siqnallar DG tərəfindən müxtəlif cür gücləndirilir. Gücləndirici, diferensial siqnalları gücləndirməli, sinfaz siqnalları isə zəiflətməlidir. Gücləndiricinin bu xüsusiyyəti sinfaz siqnalları zəiflətmə əmsalı ilə xarakterizə olunur. Bu əmsal diferensial siqnalların gücləndirilmə əmsalının sinfaz siqnallarının gücləndirilmə əmsalına olan nisbəti ilə təyin edilir:

$$K_{z.s} = \frac{K_d}{K_s} = 1 + 2SR_e \quad (7.86)$$

Diferensial gücləndirici kaskadların real sxemlərində qida mənbələrinin gərginliyi elə seçilir ki, giriş siqnalı olmadıqda ( $U_1=U_2=0$ ) kaskadın çıxışındakı gərginlik sıfıra bərabər olsun ( $U_{0\zeta 1}=U_{0\zeta 2}=0$ ), yəni sıfırın dreyfi olmasın. Diferensial gücləndirici kaskadların bu xassəsindən böyük gücləndirmə əmsalına malik olan sabit cərəyan gücləndiriciləri hazırlamaq üçün istifadə etmək olar. Bu məqsədlə bir neçə diferensial gücləndirici kaskadı bir-biri ilə bilavasitə birləşdirmək lazımdır.

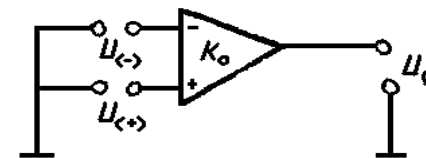
Qeyd edək ki, diferensial gücləndiricilər böyük gücləndirmə əmsalına malik olan əməliyyat gücləndiricilərinin əsasını təşkil edir.

### § 7.10. Əməliyyat gücləndiriciləri

Güclü xarici əks-rabitəyə və böyük gücləndirmə əmsalına malik olan yüksək keyfiyyətli diferensial gücləndiriciyə əməliyyat gücləndiricisi (ƏG) deyilir.

ƏG yarımkeçirici inteqral mikrosxem şəklində hazırlanır və radioelektronikada, xüsusilə hesablama texnikasında müxtəlif riyazi əməliyyatları icra etmək üçün istifadə olunur.

ƏG bir sıra özünəməxsus xarakteristikalara: böyük giriş müqavimətinə, böyük gücləndirmə əmsalına ( $10^4-10^5$  və daha çox), kiçik çıxış müqavimətinə, çox geniş və hamar tezlik xarakteristikasına, kiçik küylərə, xarakteristikaların temperatur və zamandan zəif asılılığına və s. göstəricilərə malikdir. ƏG-nin birinci kaskadı, bəzən də ikinci kaskadı da diferensial gücləndirici olur. Buna görə də ƏG iki girişə, bir çıxışa malikdir (şəkil 7.28).



Şəkil 7.28. Əməliyyat gücləndiricisinin şərti işarəsi.

Girişlərdən biri invertor giriş (siqnalın fazasını çıxışda  $\pi$  qədər dəyişdirən), digəri isə qeyri-invertor (fazanı dəyişməyən) girişdir. Invertor girişi sxemlərdə (-), qeyri-invertor girişi isə (+) ilə işarə olunur. ƏG-nə misal olaraq 1UT401 (A,B) inteqral mikrosxemini göstərmək olar.

Aydındır ki, diferensial girişli ƏG-nin çıxış gərginliyi

$$U_{\zeta} = U_g K_0 = (U_{(+)} - U_{(-)}) K_0, \quad (7.87)$$

olur. Burada  $K_0$  -ƏG-nin gücləndirmə əmsalıdır. Giriş gərginliyi dəyişdikdə gücləndiricinin çıxış gərginliyi sıfıra nəzərən müsbət və ya mənfi tərəfə dəyişə bilər.

ƏG daxil olan sxemlərin təhlilini sadələşdirmək məqsədilə ideal ƏG-nə baxmaq lazımdır. İdeal ƏG-nin gücləndirmə əmsalı  $K_0 = \infty$ , giriş müqaviməti  $R_{\zeta} = \infty$ , çıxış müqaviməti  $R_c = 0$ , buraxma zolağı  $(2\Delta\omega)_b = 0 \div \infty$  götürülür.

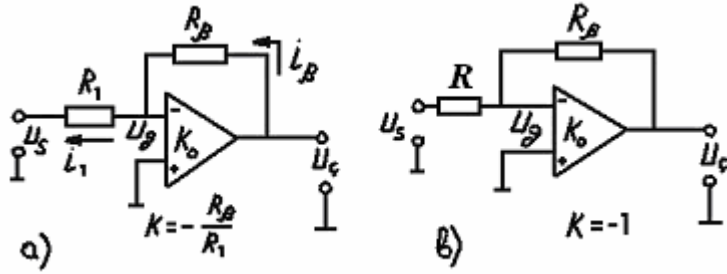
(7.40) ifadəsindən ideal ƏG-nin əsas əlamətlərindən biri aydın görünür:

$$U_g = U_{(+)} - U_{(-)} = \frac{U_{\zeta}}{K_0} = 0,$$

yəni çıxış gərginliyinin istənilən qiymətində xətti rejimdə işləyən ƏG-nin diferensial girişində gərginlik praktiki olaraq sıfıra bərabərdir.

ƏG daxil olan bəzi sadə qurğuları nəzərdən keçirək.

**Invertor girişli (inversiyalayıcı) əməliyyat gücləndiricisi** (şəkil 7.29).



Şəkil 7.29. İnvortorgirişli əməliyyat gücləndiricisinin sxemi.

Şəkiləki işarələrə uyğun olaraq  $R_{\beta}$  əks-rabitə müqavimətindən keçən cərəyan

$$i_{\beta} = \frac{U_{\varphi} - U(-)}{R_{\beta}},$$

$R_1$  rezistorundan keçən cərəyan isə

$$i_1 = \frac{U(-) - U_s}{R_1}.$$

İdeal ƏG üçün  $i_{\beta} = i_1$  olur. Onda

$$\frac{U_{\varphi} - U(-)}{R_{\beta}} = \frac{U(-) - U_s}{R_1},$$

Qeyri-İnvort girişində gərginlik sıfıra bərabər olduğundan ( $U(-) = U_g = 0$ ) bu ifadədən

$$U_{\varphi} = -\frac{R_{\beta}}{R_1} U_s \quad (7.88)$$

alırıq. Onda sxemin gücləndirmə əmsalı

$$K = \frac{U_{\varphi}}{U_s} = -\frac{R_{\beta}}{R_1} \quad (7.89)$$

olur.  $R_{\beta} = R_1$  olduqda  $K = -1$  və  $U_c = -U_s$  olur, yəni gücləndiricinin çıxışında giriş siqnalı ilə əks fazada olan gərginlik alınır.

**Qeyri-İnvort girişli (İnversiyalamayan) əməliyyat gücləndiricisi.** Bu halda şəkiləki işarələrə uyğun olaraq yazıla bilər:

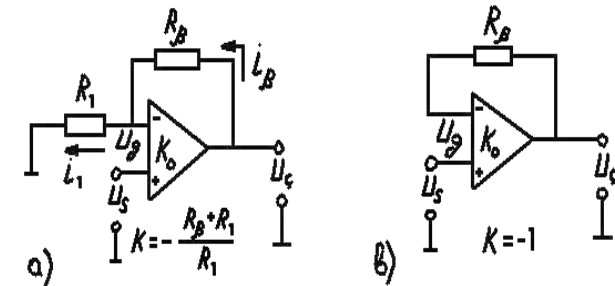
$$i_{\beta} = \frac{U_{\varphi} - U(-)}{R_{\beta}}; \quad i_1 = \frac{U(-)}{R_1}$$

İdeal ƏG üçün  $i_{\beta} = i_1$  olduğundan bu ifadələrdən çıxış gərginliyi üçün

$$U_{\varphi} = \frac{(R_{\beta} + R_1) U(-)}{R_1} \Big|_{U_g=0} = \frac{R_{\beta} + R_1}{R_1} U_s \quad (7.90)$$

alırıq. Onda bu halda gücləndiricinin gücləndirmə əmsalı

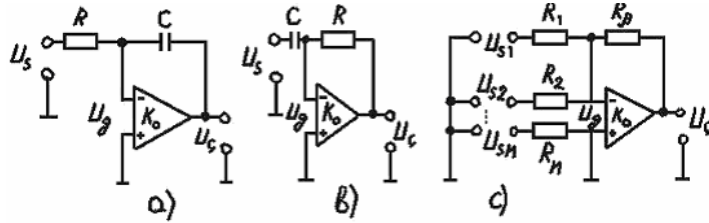
$$K = \frac{U_{\varphi}}{U_s} = \frac{R_{\beta} + R_1}{R_1}. \quad (7.91)$$



Şəkil 7.30. Qeyri-İnvort girişli əməliyyat gücləndiricisinin sxemi.

$R_{\beta} = 0$  olduqda  $K=1$  olur, yəni gücləndirici gərginlik təkrarlayıcısına çevrilir. (7.42) və (7.44) ifadələri göstərir ki,  $R_1$  və  $R_{\beta}$  rezistorlarını seçməklə, ƏG əsasında tələb olunan gücləndirmə əmsalına malik inversiyalayıcı (analoq invertoru) və inversiyalamayan gərginlik gücləndiriciləri (gərginlik təkrarlayıcısı) hazırlamaq olar. Şəkil 7.29, b və 7.30, b-də bu qayda ilə yığılmış analoq invertoru ( $K=-1$ ) və gərginlik təkrarlayıcısı ( $K=1$ ) göstərilmişdir.

**İnteqrallayıcı əməliyyat gücləndiricisi** (şəkil 7.31). Gücləndiricinin giriş cərəyanını sıfır bərabər qəbul edib,



**Şəkil 7.31.** Əməliyyat gücləndiriciləri:

a - inteqrallayıcı, b – diferensiallayıcı, c – cəmləyici.

$C$  kondensatorundan və  $R$  rezistorundan keçən cərəyanların bərabərliyindən

$$C \frac{d(U_{\varphi} - U_g)}{dt} = \frac{U_g - U_s}{R}.$$

ideal ƏG üçün  $K = \infty$  olduğunu nəzərə alaraq, böyük dəqiqliklə

$$U_g = \frac{U_{\varphi}}{K_0} \approx 0.$$

götürmək olar:

Onda

$$U_{\varphi} \approx -\frac{1}{RC} \int U_s dt \quad (7.92)$$

alırıq, yəni gücləndiricinin çıxışındakı gərginlik onun girişinə verilən siqnalın gərginliyinin inteqralı ilə mütənasib olaraq dəyişir. Praktikada belə sxemlər **inteqratorlar** adlanır.

**Diferensiallayıcı əməliyyat gücləndiricisi** (şəkil 7.31, b). Şəkil 7.31, a-da göstərilən sxemdə rezistor və kondensatorların yerlərini dəyişib onlardan keçən cərəyanların bərabərliyi şərtindən

$$\frac{U_{\varphi} - U_g}{R} = C \frac{d(U_g - U_s)}{dt},$$

$$U_{\varphi} \approx -RC \frac{dU_s}{dt}, \quad (7.93)$$

alırıq, yəni gücləndiricinin çıxış gərginliyi giriş siqnalı gərginliyinin zamana görə diferensialı ilə mütənasibdir. Praktikada belə sxemlərə **diferensiatorlar** deyilir.

Qeyd edək ki, belə sxemlərlə (şəkil 7.31, a) siqnalın inteqrallanması və diferensiallanması, bu əməliyyatların adı inteqrallayıcı və diferensiallayıcı dövrlərin (§2.4) köməyi ilə icra edilməsinə nəzərən  $K_0$  dəfə böyük dəqiqliklə həyata keçirilir.

**Cəmləyici əməliyyat gücləndiricisi** (şəkil 7.31, c). Şəkildən görüldüyü kimi  $R_{\beta}$  əks-rabitə rezistorundan keçən cərəyan  $R_1, R_2, \dots, R_n$  rezistorlarından keçən cərəyanların cəminə bərabərdir:

$$\frac{U_{\varphi} - U_g}{R_{\beta}} = \left( \frac{U_g - U_{s1}}{R_1} + \frac{U_g - U_{s2}}{R_2} + \dots + \frac{R_{\beta}}{R_n} U_{sn} \right). \quad (7.94)$$

Buraya  $\mu_i = R_{\beta} / R_i$  nisbəti kimi təyin olunan miqyas əmsallarını daxil edərək

$$U_{\varphi} = -\sum_{i=1}^n \mu_i U_{si} \quad (7.96)$$

yazmaq olar, yəni gücləndiricinin çıxışındakı gərginlik onun girişlərinə verilən siqnalın öz miqyas əmsallarına vurma hasilininin cəminə bərabərdir. Belə sxemlər praktikada

cəmləyicilər (summatör) adlanır. (7.96) ifadəsindəki mənfi işarəsini əks işarəyə çevirmək üçün sxemin çıxışına şəkil 7.29,b-də göstərilən analog invertoru qoşmaq lazımdır.

Əməliyyat gücləndiricisinin giriş və əks-rəbitə dövrlərinə müxtəlif volt-ampere xarakteristikalarına malik olan elementlər (məsələn, varistorlar, diodlar və s.) daxil etməklə gücləndiricinin girişinə verilən siqnalları loqarifmalamaq, bir-birinə vurmaq, qüvvətə yüksəltmək və i.a. əməliyyatları da həyata keçirmək mümkündür. Belə sxemlərlə xüsusi ədəbiyyatda tanış olmaq olar.

### § 7.11. Güc gücləndiriciləri

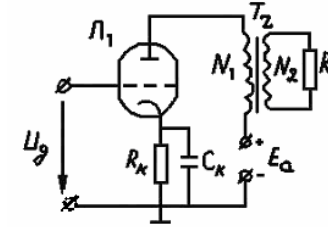
Yük dövrəsində gücləndirilən siqnalın maksimum gücə malik olmasını təmin edən gücləndiricilər güc gücləndiriciləri adlanır. Onlar, bir qayda olaraq, çoxkaskadlı gərginlik gücləndiricilərinin çıxış kaskadlarını təşkil edir.

Güc gücləndiricisinin işini xarakterizə edən əsas parametrlərdən biri onun  $K_p$  gücə görə gücləndirmə əmsəlidir. Bu əmsal  $K_u$ - gərginlik və  $K_f$ - cərəyana görə gücləndirmə əmsallarının hasilinə bərabərdir:

$$K_p = K_u K_f \quad (7.97)$$

Yükdə maksimum güc ayırmaq üçün yük müqaviməti gücləndirici elementin çıxış müqavimətinə bərabər olmalıdır. Əslində bu şərt həmişə ödənilmir. Belə ki, gücləndiricilərin yük müqaviməti bir qayda olaraq, kiçik müqavimətə ( $\approx 1-100 \text{ Om}$ ) malik elementlərdən: ucadandanışan, telefon, rele, elektrik mühərrikin sarğılarından və s. ibarət olur. Ümumi emitterli, ümumi katodlu, yaxud da ümumi giriş elektrodlu gücləndirici kaskadların çıxış müqavimətləri bir neçə yüz Om-dan bir neçə kilo Om intervalında olur ki, bu da göstərilən yük müqavimətlərindən çox böyükdür. Gücləndirici kaskadların yük müqavimətlərini onların çıxış müqavimətləri ilə uzlaşdırmaq üçün adətən alçaldıcı transformatorlardan istifadə edilir.

Birtəktli transformatorlu güc gücləndiricisi. Şəkil 7.32-də birtəktli transformatorlu güc gücləndiricisinin triod lampası əsasında yığılmış sxemi göstərilmişdir.



Şəkil 7.32. Lampalı birtəktli güc gücləndiricisinin sxemi.

Tutaq ki, transformatorun birinci dolağından  $I_1$ , ikincidən isə  $I_2$  cərəyanları axır. Aydın ki, transformatorun ikinci dolağında ayrılan orta güc;

$$P_2 = I_2^2 R_y \quad (7.98)$$

transformatorun birinci dolağından verilir. Əgər transformatorun f.i.ə.  $\eta < 1$  olarsa, onda transformatorun birinci dolağına generatordan verilən güc,

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{I_2^2 R_y}{\eta} = I_1^2 R_1 \quad (7.99)$$

olar. Burada  $R_1$  - birinci dövrənin ekvivalent müqavimətidir. (7.99) ifadəsindən

$$R_1 = \frac{R_y}{\eta} \left( \frac{I_2}{I_1} \right)^2 = \frac{R_y}{\eta} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{R_y n^2}{\eta}, \quad (7.100)$$

alırıq. Burada  $N_1$  və  $N_2$  - uyğun olaraq transformatorun birinci və ikinci dolaqlarında sarğıların sayı,  $n = N_1/N_2$  - transformasiya əmsəlidir.

$\eta = 1$  olduqda

$$R_1 = n^2 R_y \quad (7.101)$$

olur. Bu, transformatorun yük müqaviməti ilə uzlaşması şərtidir.

(7.100) və (7.101) ifadələrindən görünür ki, transformasiya əmsalını dəyişməklə gücləndiricinin anod dövrəsinə gətirilən yük

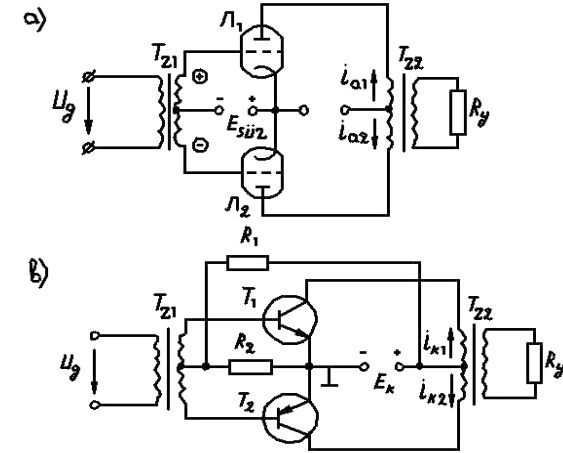
müqavimətini idarə etmək olar.

Birtaklı güc gücləndiricisi adətən A rejimində (işçi nöqtə xarakteristikasının düzxətli hissəsində olan) işləyir və nisbətən kiçik güc almaq üçün istifadə olunur.

Qeyd edək ki,  $N_1/N_2$  nisbəti böyük olan transformatorlardan istifadə edildikdə, anod və ya kollektor dövrələrinə daxil olan dolaqlarda sarğuların sayı artdığından, kifayət qədər böyük sarğulararası tutum meydana gəlir. Bu isə tezlik təhriflərinin artmasına səbəb olur.

Nəzərdən keçirdiyimiz lampalı birtaklı güc gücləndiricisinin sxemində yeni növ qeyri-xətti təhriflər meydana gəlir. Bu təhriflər nisbətən böyük anod cərəyanının sabit toplananı transformatorun birinci dolağından keçərkən, onun yaratdığı güclü sabit elektrik sahəsinin təsiri ilə transformatorun içliyinin doyma halına keçməsi ilə əlaqədardır. Belə qeyri-xətti təhrifləri azaltmaq üçün anod cərəyanının  $I_{ao}$  sabit toplananının qiymətini azaltmaq lazımdır. Bunun üçün gücləndirici elementin işçi nöqtəsini xarakteristikanın aşağı əyrixətli hissəsində olan B rejiminə keçirmək lazımdır. Amma bu halda əvvəllər qeyd olunan qeyri-xətti təhriflər hələ də qalır və giriş siqnalın amplitudu artdıqca bunlar da artır. Qeyri-xətti təhrifləri tamamilə aradan qaldırmaq məqsədilə ikitaklı gücləndirici sxemlərdən istifadə edilir.

İkitaklı transformatorlu güc gücləndiricisi. Belə gücləndiricinin triod lampaları əsasında qurulan sxemi şəkil 7.33, a-da bipolyar tranzistorlar əsasında qurulan analoji sxemi isə şəkil 7.33, b-də göstərilmişdir. Burada siqnallar hər bir lampə və ya tranzistor tərəfindən rəqsin yalnız bir yarımpriodlarında gücləndirilir. Gücləndiricilər bir qayda olaraq B rejimində işləyir. Gücləndirici elementləri bu rejimə keçirmək üçün sxemlərdə  $R_1$ ,  $R_2$  gərginlik bölücülərindən istifadə olunmuşdur. Tor (və ya baza) və anod (və ya kollektor) dövrələrində orta nöqtəli transformatorlar tətbiq edilmişdir.



Şəkil 7.33. İkitaklı güc gücləndiricilərinin sxemi  
a - lampalı, b - tranzistorlu.

Sxemlərin girişlərinə siqnal verilmədikdə hər iki lampə və ya tranzistor bağlıdır, anod və ya kollektor cərəyanlarının sabit toplananları sıfır bərabərdir. Anod və ya kollektor dövrələrindəki transformatorların içlikləri maqnitlənmiş olur.  $L_1$  lampasının toruna və ya  $T_1$  tranzistorun bazasına müsbət gərginlik düşdükdə o, açılır və giriş siqnalının bir yarımpriodu ərzində ondan  $i_{a1}$  və ya  $i_{k1}$  cərəyanları keçir. Bu gərginliyin fazası dəyişdikdə, yəni lampanın toruna və ya tranzistorun bazasına mənfi gərginlik düşdükdə, bu elementlər bağlanır, ikincilər isə açılır və onlardan uyğun olaraq  $i_{a2}$  və  $i_{k2}$  anod və ya kollektor cərəyanları keçir. Bu cərəyanlar  $T_{r2}$  çıxış transformatorunun birinci dolağının müxtəlif yarımhissələrindən axır və onun içliyində diyişən maqnit seli yaradır. Bu da öz növbəsində transformatorun yük qoşulmuş ikinci dolağında gücləndirilən siqnala uyğun dəyişən cərəyan yaradır. Bu cərəyanın tərkibində sabit toplananın mövcud olmaması gücləndiricinin f.i.ə.-nin artmasına səbəb olur.

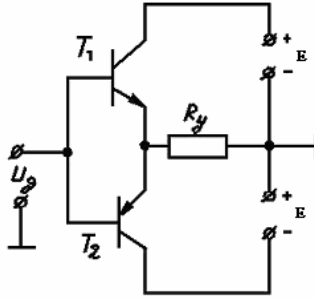
Beləliklə, baxılan sxem siqnalları gücə görə gücləndirməyə imkan verir.

Transformatorlu güc gücləndiricisinin kütləsi nisbətən böyükdür və onda kifayət qədər tezlik və faza təhrifləri mövcuddur. Bu çatışmazlıqları aradan qaldırmaq məqsədilə transformatorsuz güc



gücləndiricilərindən istifadə olunur.

Transformatorsuz güc gücləndiricisi. Şəkil 7.34-də ikitaklı transformatorsuz güc gücləndiricisinin sxemi göstərilmişdir. Bu cür sxemləri qurmaq üçün iki müxtəlif  $n-p-n$  və  $p-n-p$  strukturlu tranzistorlardan istifadə edilir.



Şəkil 7.34. İkitaklı tranzistorlu transformatorsuz güc gücləndiricisinin sxemi.

Bir-biri ilə ardıcıl qoşulmuş bu cür müxtəlif tipli  $T_1$  və  $T_2$  tranzistorlarının bazalarına eyni siqnal verilir.  $R_y$  yük müqaviməti bu tranzistorların emitter dövrələrinə daxil edilmişdir. Gərginliyin mənfi qiymətlərində  $T_1$  tranzistoru bağlanır və  $R_y$ -dən keçən cərəyanı faktiki olaraq  $T_2$  tranzistorlu emitter təkrarlayıcısı müəyyən edir. Müsbət qiymətlərində isə  $T_2$  tranzistoru bağlanır və  $R_y$ -dən keçən cərəyanı  $T_1$  tranzistorlu emitter təkrarlayıcısı təyin edir. Beləliklə, şəkildə verilən güc gücləndiricisinin sxemi ümumi  $R_y$  yükə malik müxtəlif strukturlu tranzistorlar əsasında yığılan iki emitter təkrarlayıcısından ibarətdir. §6.4-də göstəriləni kimi bu cür emitter təkrarlayıcıları siqnalları gücə görə gücləndirmə xassəsinə malikdir.

Qeyd edək ki, transformatorsuz güc gücləndiricisi nəzərdən keçirdiyimiz ikitaklı transformatorlu gücləndiricilərə mənsub olan bütün üstün cəhətləri özündə saxlayır. Belə transformatorsuz güc gücləndiricilərinin hazırlanmasında əsas çətinlik eyni xarakteristikalara malik müxtəlif strukturlu iki tranzistorun seçilməsindədir.

## VIII FƏSİL

### HARMONİK RƏQS GENERATORLARI

#### §8.1. Harmonik elektrik rəqslərinin həyəcanlandırılması

**Elektrik rəqsləri generatoru** – sabit cərəyan mənbəyinin enerjisini tələb olunan tezliyə və gücə malik elektromaqnit rəqsləri 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 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 mənfə müqavimətli VAX-a malik qeyri-xətti elementlərdən istifadə edilir. Asılı olmayan xarici təsirlə həyəcanlanan generatorlar isə girişlərinə avtogeneratordan siqnal 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 generatorlar alçaq tezlikli (0,01-100 kHs), yüksək tezlikli (0,1-100 MHs) və ifrat yüksək tezlikli (100 MHs-dən yuxarı) olur.

Generasiya olunan rəqslərin formasına görə generatorlar sinusoidal və qeyri-sinusoidal rəqs generatorlarına ayrılır.

Öncə avtogeneratora daxil edilmiş sabit cərəyan mənbəyinin enerjisi hesabına harmonik elektrik rəqslərinin yaranmasına baxaq. Aydındır 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.

§7.6-da göstəriləyi kimi, müsbət əks-rabitəyə malik istənilən gücləndirici öz-özünə həyəcanlanı bilər və

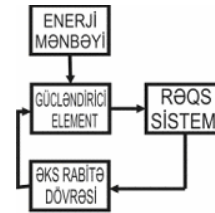
$$K_{\beta} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}} \quad (8.1)$$

düsturundan göründüyü kimi,

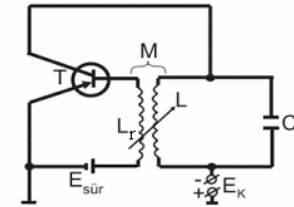
$$\beta \dot{K} = 1 \quad (8.2)$$

şərti ödənilədikdə  $\dot{K}_{\beta} \rightarrow \infty$  olur və gücləndirici avtogeneratora çevrilir (8.2). Şərti avtogeneratorun öz-özünə həyəcanlanması, yaxud sönməyən elektromaqnit rəqslərin generasiyası şərti adlanır. Bu şərt onu göstərir ki, gücləndiricinin girişindəki sonsuz kiçik amplitudlu siqnal onun çıxışında sonlu amplitudlu rəqslər yarada bilər. Gücləndiricinin girişində elektrik fluktuasiyaları nəticəsində həmişə çox kiçik amplitudlu rəqslər mövcud olur. Ona görə də, (8.2) şərti ödənilədikdə gücləndiricinin girişinə siqnal verilmədikdə belə o, sonlu amplituda malik elektrik rəqs mənbəyinə çevrilir.

Yuxarıda göstərilənlərə uyğun olaraq avtogeneratorun struktur sxemini şəkil 8.1-də göstəriləyi kimi təsvir etmək olar.



Şəkil 8.1. Avtogeneratorun struktur sxemi.



Şəkil 8.2. Rəqs konturu kollektor dövrəsində olan tranzistorlu avtogenerator.

Praktikada avtogenerator əsasən müsbət əks-rabitəyə malik rezonans gücləndirici əsasında yaradılır. Şəkil 8.2-də tranzistorlu avtogeneratorun sadələşdirilmiş sxemi göstərilmişdir. (8.2) tənliyinə daxil olan  $\dot{K}$  və  $\beta$  kompleks kəmiyyətlər olduğundan

$$Ke^{j\varphi_k} \beta^{j\varphi_\beta} = 1 \quad (8.3)$$

yaza bilərik. Burada  $K$  və  $\beta$ -uyğun olaraq gücləndirmə və əks-rabitə əmsallarının modulunu,  $\varphi_k$  və  $\varphi_\beta$  isə uyğun olaraq gücləndirici və əks-rabitə dövrlərində giriş və çıxış gərginlikləri arasında faza sürüşməsinə göstərir. (8.3) bərabərliyini rəqsin amplitud və fazası üçün ayrılıqda yazmaq olar:

$$\beta K = 1 \quad (8.4)$$

Bu tənlik amplitud balans şərti adlanır.

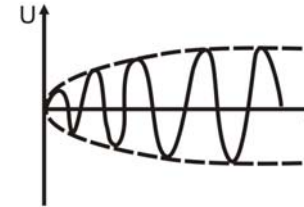
$$\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.5)$$

Bu isə faza balans şərtidir. Faza balans şərtinin ödənilməsi sxemdə müsbət əks-rabitə olduğunu göstərir. Bu halda siqnal avto-generatorun qapalı sistem boyunca tam bir dövr etdikdə faza sürüşmələrinin ümumi cəmi  $0.2\pi$  və s. olur. Faza balans şərti ödənildikdə əks-rabitə 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-rabitə dövrlərində reaktiv müqavimətlərin (induktiv və tutum müqavimətlərinin) olması hesabına  $\varphi_k$  və  $\varphi_\beta$  tezlikdən asılı olur. Ona görə də (8.5) şərti tezliyin müəyyən qiymətində ödənilir. Bu tezlik, avto-generatorun generasiya etdiyi qərarlaşmış rəqslərin tezliyinə uyğundur.

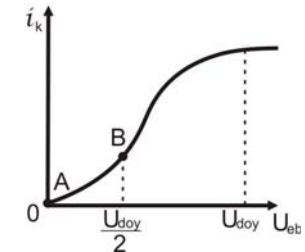
Amplitud balans şərti isə ona uyğundur ki, avto-generatorda enerji itkisi müsbət əks-rabitə dövrəsi vasitəsilə sabit cərəyan mənbəyinin enerjisi hesabına kompensasiya edilir.

Avtogeneratorda elektrik rəqslərinin generasiya prosesini qapalı dövrə boyunca gücləndiricidə artan, əks-rabitə dövrəsində isə azalan harmonik siqnalın hərəkəti kimi təsvir etmək olar. Belə qapalı sistemdə siqnal hər bir qapalı dövrdən 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. Bunun nəticəsində sabit amplitudlu rəqslər yaranır ki, bu da avto-generatorun qərarlaşmış rejiminə uyğundur (şəkil 8.3). Avto-generatorda istifadə olunan gücləndirici elementlərin (tranzistor və ya elektron lampalarının)  $U_{\varphi} = f(U_g)$  – amplitud xarakteristikaları bu elementlərin xassələrindən və onların giriş və ya tor xarakteristikalarının üzərində işçi nöqtənin vəziyyətinin seçilməsindən əhəmiyyətli dərəcədə asılıdır. Məsələn, bipolyar tranzistorun  $i_k = i_k(U_{eb})$  giriş xarakteristikasının üzərində işçi nöqtənin seçilməsindən asılı olaraq onun amplitud xarakteristikası bu və ya digər şəkildə ola bilər.



**Şəkil 8.3.** Avto-generatorda sönməyən elektromaqnit rəqslərin qərarlaşması.

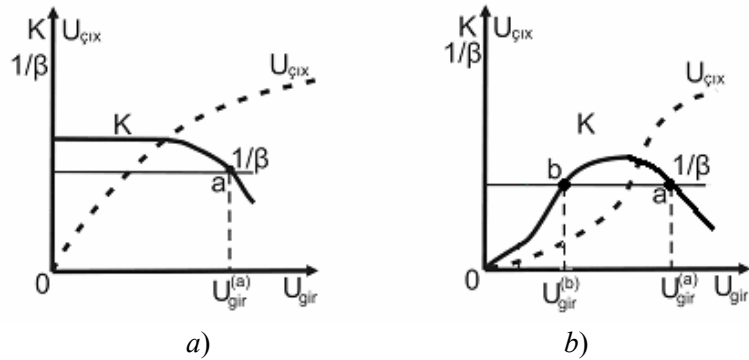


**Şəkil 8.4.** Bipolyar tranzistorda kollektor cərəyanının emitter-baza gərginliyindən asılılığı.

Əgər işçi nöqtə xarakteristikanın kvadratik hissəsinin ortasında seçilmişsə (şəkil 8.4-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 siqnalının 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 8.5, a-da verilmişdir.

İşçi nöqtə xarakteristikanın başlanğıcında götürüldükdə isə (şəkil 8.4-də A nöqtəsi) amplitud xarakteristikası başqa şəkllə düşür (

şəkil 8.5, b).



**Şəkil 8.5.** Avtoqeneratorun 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 8.5 a)  $U_{mç}$  gərginliyi  $U_{mg}$  gərginliyindən asılı olaraq müntəzəm artır və amplitud xarakteristikası sabit meylə malik olur; ikinci halda isə (şəkil 8.5 b) giriş gərginliyinin kiçik qiymətlərində  $U_{mç}$  gərginliyi  $U_{mg}$ -dən çox zəif asılı olub,  $U_{mg}$ -in sonrakı artmasında  $U_{mç}$  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 8.5 a-da göstərilirdiyi kimi olur.  $\beta$ -əks-rabitə əmsalı giriş gərginliyinin amplitudundan asılı deyil. Bunu sxemi şəkil 8.2-də verilmiş tranzistorlu avtoqeneratorun elementləri əsasında göstərmək olar. Əks-rabitə dövrəsi üçün:

$$\beta = \frac{U_{\beta}}{U_{m, \text{çyx}}} = \frac{U_{m, \text{gir}}}{U_{m, \text{çyx}}}, \quad (8.6)$$

$$U_{\beta} = U_{\text{gir}} = j\omega MI_1, \quad (8.7)$$

burada  $M$ , induktivlikləri  $L$  və  $L_r$  olan sarğacaların qarşılıqlı induksiya əmsalı,  $I_1$  isə  $L$  sarğacından keçən cərəyandır. Digər tərəfdən

$$\text{isə } I_1 = \frac{U_{m, \text{çyx}}}{j\omega L}, \text{ onda } U_{\beta} = \frac{M}{L} U_{m, \text{çyx}}$$

Deməli,

$$\beta = \frac{U_{\beta}}{U_{m, \text{çyx}}} = \frac{M}{L} = \text{const} \quad (8.8)$$

olur, yəni  $\beta$  giriş gərginliyinin amplitudundan asılı deyil. Şəkil 8.5, a-da  $U_{\text{çyx}} = U_{\text{gir}}/\beta$  qiymətinə uyğun olan düz xətt absis oxuna paralel çəkilmişdir.

Şəkil 8.5-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

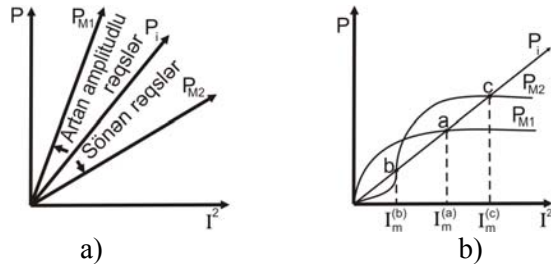
$$\beta K[U_{m, \text{gir}}(a)] = 1 \quad (8.9)$$

bərabərliyi ödənilir. Bu münasibətdən çıxışda alınan rəqslərin stasionar amplitudunu təyin etmək olar. Avtoqeneratorun 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 avtoqeneratorunda sonlu amplitudlu rəqslər yarana bilər. Bu rejim avtoqeneratorun yumşaq generasiya rejimi adlanır.

İşçi nöqtə xarakteristikasının başlanğıcında (şəkil 8.4) götürülən halda (sürüşdürücü gərginlik  $E_{\text{sür}} = 0$  olduqda) generatorunda generasiya rejiminin xarakteri dəyişir. Şəkil 8.5, b-dən göründüyü kimi,  $K(U_{m, \text{gir}})$  əyrisi  $1/\beta$  düz xətti ilə iki nöqtədə (a və b nöqtələrində) kəşişir. a nöqtəsi yuxarıda baxdığımız yumşaq generasiya rejiminə, b nöqtəsi

isə sistemin dayanıqsız halına uyğundur; belə ki,  $U_{m\text{ gir}} < U_{m\text{ gir}}(b)$  olduqda  $\beta K < 1$  olur, yəni generatorun konturunda sərbəst rəqslər sönür. Giriş signalı amplitudunun  $U_{m\text{ gir}}(b) - U_{m\text{ gir}}(a)$  intervalında isə  $\beta > 1$ , yəni sərbəst rəqslər güclənir və rəqslərin amplitudu  $U_{m\text{ gir}}(b)$  nöqtəsindəki qiymətindən uzaqlaşaraq  $U_{m\text{ gir}}(a)$  qiymətinə yaxınlaşır. Bu rejimdə generator kiçik amplitudlu giriş signalından həyəcanlanma bilməz, onun həyəcanlanması üçün amplitudu  $U_{m\text{ gir}}(b)$  qiymətindən böyük olan ilkin “təkan” rolunu oynayan signal tələb olunur. Avto-generatorda yaranan rəqslərin stasionar amplitudu bu halda da (8.4) tənliyi ilə təyin oluna bilər. Avto-generatorun təsvir olunan bu generasiya rejimi sərt generasiya rejimi adlanır.

Rəqs sistemlərinin dayanıqlı və dayanıqsız hallarda ola bilməsi məsələsini rəqs sistemə 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 8.6 a-dan görüldüyü kimi,  $P_{M1}(I^2) > P_i(I^2)$  olduqda bu rəqslərin amplitudu tədricən böyüyür, əksinə  $P_{M2}(I^2) < P_i(I^2)$  olduqda isə rəqslərin amplitudu kiçilir. Nəhayət,  $P_M = P_i$  olduqda sistemin halı dayanıqsız olur. Bu halda generasiya rejiminin kiçik dəyişmələrində sistem tarazlıq halından çıxar və əvvəlki halına qayıda bilməz.



**Şəkil 8.6.** Mənbədən sistemə verilən və itkiyə sərf olunan güclərin sistemdən keçən cərəyan amplitudunun kvadratından asılılığı.

Sistemdə  $P_M(I^2)$  asılılığı qeyri-xətti xarakterə malik olduqda isə sistemdə rəqslərin generasiyası başqa xarakter daşıyır. Şəkil 8.6, 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 kiçilir, 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  $I_m(a)$ -dır. 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. Generasiya tezliyi gücləndiricinin və əks-rabitə dövrəsinin tezlik xarakteristikalarından asılıdır və (8.5) düsturu ilə ifadə olunan faza balans şərtindən təyin etmək olar. Göstəriləndiyi kimi (bax: 8.8 ifadəsi), rezonans gücləndiricisi əsasında yaradılmış avto-generatorlarda  $\beta$  əks-rabitə əmsalı sabitdir və tezlikdən asılı deyil; deməli  $\varphi = 0$  olur. Gücləndiricidə yaranan  $\varphi_k$  faza sürüşməsinin tezlikdən asılılığı isə, §2.6-dan məlum olduğu kimi, aşağıdakı şəkildədir:

$$\varphi_k = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad (8.10)$$

$\varphi_\beta = 0$  olduğundan, faza balans şərtinə görə gücləndiricidə də faza sürüşməsi  $\varphi_k = 0$  olmalıdır ki, bu da (8.10) ifadəsindən görüldüyü kimi, rezonans halında, yəni generasiya olunan rəqslərin tezliyi, konturun məxsusi tezliyinə bərabər olduqda mümkündür. Deməli, avto-generatorun generasiya tezliyi konturun rezonans tezliyi ilə üst-üstə 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-rabitə dövrələri olaraq passiv elementlərdən təşkil olunmuş LC konturundan (yüksək tezlikli avto-generatorlarda) və RC dövrələrindən (alçaq tezlikli avto-generatorlarda) geniş istifadə edilir.

## § 8.2. LC – Avtogeneratorlar

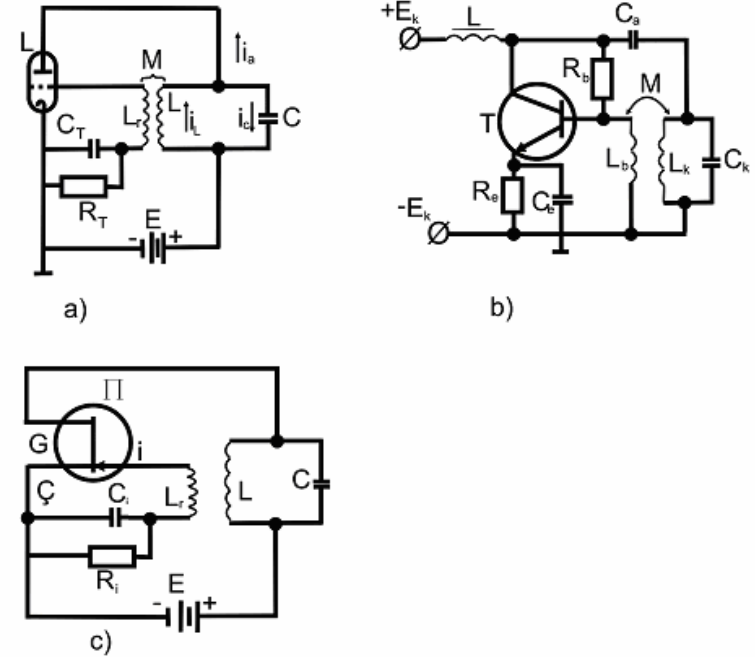
LC-avtogeneratorların sxemləri rəqs konturuna malik müsbət əks-rabitəli birkaskadlı rezonans gücləndiriciləri əsasında yaradılır. Generatorlarda müxtəlif aktiv elementlərdən – elektron lampalarından, bipolyar və sahə tranzistorlarından, mənfi diferensial müqavimətli elementlərdən istifadə oluna bilər. Şəkil 8.7-də müxtəlif induktiv rabitəli LC-avtogeneratorların sxemləri verilmişdir. Avtogeneratorun baxılan bu sxemlərinin iş prinsipləri, demək olar ki, eynidir.

Öncə triod lampası əsasında hazırlanmış avtogeneratorun (şəkil 8.7, a) iş prinsipinə baxaq. Baxılan avtogenerator sxemində anod dövrəsinə LC rezonans konturu ilə tor dövrəsinə birləşdirilmiş  $L_r$  əks-rabitə sarğacı arasında induktiv rabitə mövcuddur. Bu rabitə  $M$  qarşılıqlı induksiya əmsalı ilə xarakterizə olunur. Belə generator rəqs konturu anod dövrəsində olan lampalı avtogenerator adlanır.

Göstərmək olar ki, sxemdə rəqs konturu ilə əks-rabitə Sarğacının yerlərini dəyişməklə də rəqslərin generasiyasına nail olmaq mümkündür. Belə sxem isə rəqs konturu tor dövrəsində olan avtogenerator adlanır.

Avtogeneratorun şəkil 8.7, a-da göstərilən sxemi əsasında rəqslərin generasiya olunması prosesinə baxaq. Sxemə sabit cərəyan mənbəyi qoşulan kimi anod dövrəsindəki rəqs konturunda, məlum olduğu kimi, tezliyi  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  olan sərbəst rəqslər yaranır. Lakin konturun aktiv müqavimətindəki itkilərin hesabına müəyyən vaxtdan sonra bu rəqslər sönür.

Konturda yaranan rəqslərin sönməməsi üçün onda əmələ gələn enerji itkilərini kompensasiya etmək lazımdır. Bunu isə əks-rabitə dövrəsi ilə həyata keçirmək olar. Konturun  $L$  sarğacından keçən cərəyan  $L_r$  sarğacında dəyişən induksiya e. h. q. yaradır.  $L_r$  sarğacı torla əlaqədar olduğundan torda  $U_t$  dəyişən gərginlik əmələ gəlir. Anod cərəyanı bu  $U_t$  tor gərginliyi ilə eyni fazada dəyişir.



Şəkil 8.7. İnduktiv rabitəli lampalı (a), bipolyar tranzistorlu (b), sahə tranzistorlu (c) avtogeneratorların sxemləri.

$U_\beta$  əks-rabitə gərginliyi fazaca  $U_t$  top gərginliyi ilə üst-üstə düşür. Bu isə avtorəqslərin generasiya oluna bilməsi üçün (8.5) faza balans şərtinin ödənilməsinə təmin edir. Bu halda anod gərginliyi tor gərginliyi ilə əks fazada, kontur gərginliyi isə tor gərginliyi və anod cərəyanı ilə eyni fazada olur və güclənir.

Sxemi şəkil 8.7, a-da verilmiş lampalı avtogenerator üçün amplitud balans şərtini ( $\beta K \geq 1$ ) generatorun parametrləri ilə əlaqələndirsək,

$$|Z_r|SQ \geq 1 \quad (8.11)$$

alırıq. Burada  $|Z_r| = \omega_0 |M|$  -rabitə impedansı (müqaviməti),

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

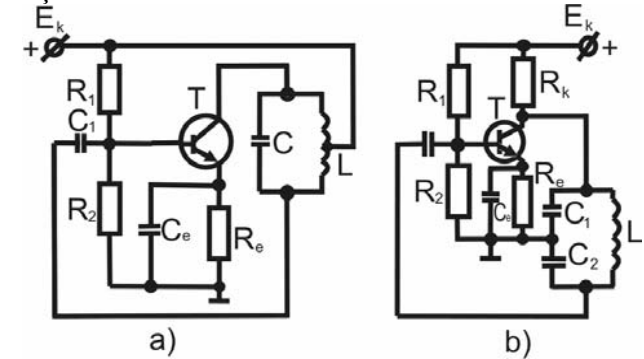
konturun keyfiyyətliyi, S-lampanın tor xarakteristi-

kasının dikliyidir. (8.11) ifadəsindən görüldüyü kimi, generatorun öz-özünə həyəcanlanması rabitə impedansı, aktiv elementin xarakteristikasının dikliyi və konturun keyfiyyətliyi ilə təyin olunur. Konturun keyfiyyətliyi böyük olduqca diferensial dikliyi və rabitə impedansının daha kiçik qiymətlərində elektromaqnit rəqsləri həyəcanlandırmaq olar. Lampalı avtogenerator sxemlərində  $e_{sür}=0$  olduqda A işçi nöqtə xarakteristikasının düzxətli hissəsində olur və avtogenerator yumşaq həyəcanlanma rejimində işləyir. Onu sərt həyəcanlanma rejiminə keçirmək üçün tora mənfi sürüşdürücü gərginlik verməklə işçi nöqtənin xarakteristikasının başlanğıc ayrışətli hissəsinə sürüşdürmək lazımdır. Bu məqsədlə tora  $R_T C_T$  dövrəsi qoşulur. Texnikada bu dövrəyə "qridlik" deyirlər.  $R_T L_T$  dövrəsi katod-idarəedici tor aralığı ilə birlikdə adi biryarımperiodlu düzləndirici təşkil edir.  $C_T$  kondensatoru isə filtrləyici təsir göstərir. Torə verilən sürüşdürücü gərginlik  $e_s = -I_T R_T$  olur. Lampaya belə sürüşdürücü gərginliyin verilməsi ona görə əlverişlidir ki, avtogenerator həyəcanlanana qədər  $e_{sür}=0$  olur və generator yumşaq generasiya rejimində işləyir. Yuxarıda göstəriləyi kimi, bu rejimdə avtogeneratorlar asanlıqla həyəcanlanırlar. Rəqslərin amplitudu artdıqca  $e_{sür}$  gərginlik də artır və generator energetik cəhətcə daha əlverişli olan sərt generasiya rejiminə keçir; bu rejimdə lampa təkə yarımperiodlarda işləyir və buna görə də sabit cərəyan mənbəyinin enerjisi də az sərf olunur. Sxemi şəkil 8.7, b-də verilmiş bipoliyar tranzistorlu avtogenerator isə yumşaq generasiya rejimində işləyir. Qeyd edildiyi kimi, tranzistorlu generatorun yumşaq rejimdə işləməsi üçün onun bazasına  $e_{sür}$  gərginlik vermək lazımdır. Burada  $e_{sür} = U_{doy}/2$  baza dövrəsindəki  $R_b$  rezistorun köməyi ilə yaradılır. Burada  $\Delta U_b$  baza gərginliyinin dəyişməsi kontur cərəyanı ilə eyni,  $\Delta U_k$  kollektor gərginliyinin dəyişməsi ilə isə əks fazada olur.

Mənbənin dövrəyə daxil edilməsi üsuluna görə generatorların ardıcıl (şəkil 8.7,a,c) və paralel (şəkil 8.7,b) qidalandıran sxemləri mövcuddur. Mənbənin ardıcıl qoşulma sxemində anod, 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 induktivliyi elə seçilir ki, işçi tezliklərdə onun dəyişən cərəyanı göstərdiyi müqaviməti paralel konturun rezonans halındakı müqavimətindən

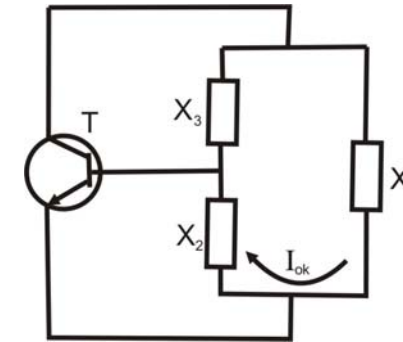
çox böyük olsun. Ayırıcı  $C_a$  kondensatorun tutumu isə elə olmalıdır ki, baxılan tezlikdə tutum müqaviməti konturun rezonans halındakı müqavimətindən kiçik olsun.

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 8.8-da induktiv rabitəli və tutum rabitəli üçnöqtəli tranzistorlu sxemləri göstərilmişdir.



Şəkil 8.8. İnduktiv (a) və tutum rabitəli (b) üçnöqtəli avtogenerator sxemləri.

Üçnöqtəli avtogenerator sxemlərinin quruluşunun əsaslandırılmasını şəkil 8.9-da verilmiş ümumiləşmiş ekvivalent sxem əsasında təhlil etmək olar.



Şəkil 8.9. Avtogeneratorun üçnöqtəli ümumiləşmiş ekvivalent sxemi.

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-rabitə  $X_2$  müqaviməti vasitəsilə həyata keçirilir. 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-rabitə 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 sarğaçları, yaxud da kondensatorlar olmalıdır.  $X_1$  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. Aydındır ki, rəqs konturu təşkil etmək üçün  $X_3$  reaktiv müqaviməti  $X_2$  müqaviməti ilə əks xarakterli olmalıdır. Beləliklə,  $X_1$  və  $X_2$ - induktivlik sarğaçları,  $X_3$  isə kondensator olan sxem üçnöqtəli induktiv rabitəli avtogenerator sxemi (8.8,b) olacaqdır.

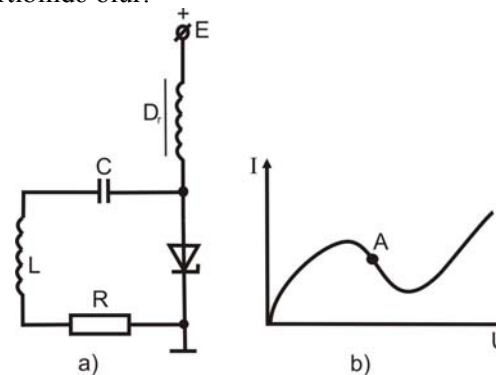
İnduktiv və tutum rabitəli üçnöqtəli sxemlərdə amplitud balans şərti ( $\beta K \geq 1$ ) əks-rabitə əmsalının  $\beta = X_2/X_1$  nisbəti ilə təyin olunan müəyyən qiymətində ödənilir. Buna şəkil 8.8,a-dakı sxemdə  $L_1$  və  $L_2$  induktivliklərini (bu halda  $\beta = -L_2/L_1$ ) və şəkil 8.8,b-dəki 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 8.10-də kontura ardıcıl birləşdirilmiş tunel diodu əsasında qurulmuş avtogenerator sxemi verilmişdir. Sxemdə sürüşdürücü gərginlik elə seçilir ki, A-işçi nöqtə tunel diodun volt-ampər xarakteristikasının düşən hissəsinin ortasında olsun (8.10,b). Tunel diodun  $R_d$  diferensial müqaviməti konturun aktiv müqavimətindən böyük, yəni  $|R_d| > R$  olduqda, generator öz-özünə həyəcanlanır (yumşaq həyəcanlanma rejimi). Belə avtogeneratorlarda generasiya olunan rəqslərin tezliyi

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R}{L^2}} \quad (8.12)$$

ifadəsi ilə təyin olunur, burada  $L$  və  $C$ -konturda sarğacın induktivliyi və kondensatorun tutumudur.

Tunel diodlu avtogeneratorlar ifrat yüksək tezliklər diapazonunda tezliyi 100 QHS-ə qədər olan elektromaqnit rəqsləri almağa imkan verir. Belə generatorların desimetrlik və santimetrlik diapazonlarında gücü bir neçə millivatt tərtibində, 40-100 QHS diapazonunda isə mikrovatt tərtibində olur.



**Şəkil 8.10.** Tunel diodlu yüksək tezlikli avtogenerator sxemi (a), tunel diodun VAX-ı (b).

Avtogenerator sxemlərində tunel diodlarından geniş istifadə edilməsi onların kiçik ölçüyə, kiçik kütləyə malik olması və iqtisadi cəhətdən əlverişliliyi ilə əlaqədardır.

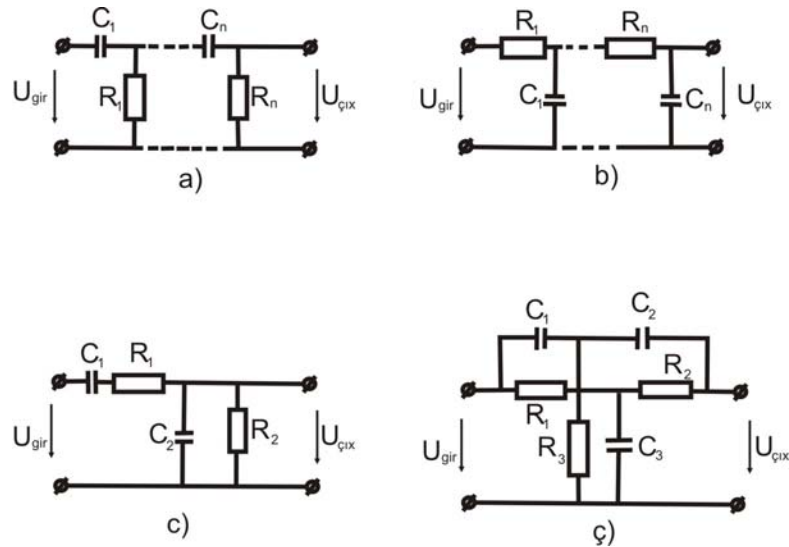
### §8.3.RC-AVTOGENERATORLAR

Alçaq tezlikli (0,1-100 kHs) harmonik elektromaqnit rəqsləri almaq üçün rəqs konturunda induktivlik və tutumun böyük qiymətə malik olması tələb olduğundan, 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-avtogenetörlər vasitəsilə nisbətən yüksək tezlikli (bir neçə meqahers) rəqslər də generasiya etmək mümkündür, lakin onların köməyiylə məhz alçaq tezliklərdə stabil tezlikli rəqslər yaratmaq mümkün olur. RC-avtogenetör **gücləndiricidən** (bir və ya çoxkaskadlı) və RC-elementlərindən təşkil olunmuş **əks-rabitə dövrəsindən** ibarətdir. RC-avtogenetörlərdə istifadə olunan əks-rabitə dövrlərinin bəzi növləri şəkil 8.11-də göstərilmişdir.

Şəkil 8.11, a-da göstərilən RC dövrəsində çıxış gərginliyi giriş gərginliyinə nəzərən fazaca  $-\pi$  qədər, b-də göstərilən RC-dövrəsində isə  $+\beta$  qədər sürüşmüş olur.

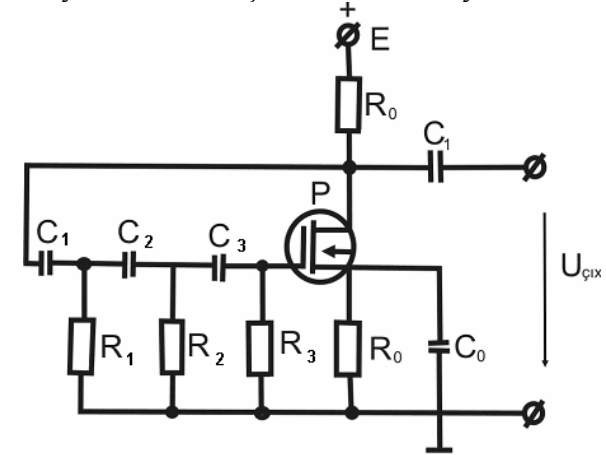


**Şəkil 8.11.** RC elementlərindən təşkil olunmuş əks-rabitə dövrləri: a, b – Q-şəkilli, c- VİN körpüsü, d- T-şəkilli ikiqat körpülü RC dövrələr.

Şəkil 8.12-də Q-şəkilli RC dövrəsinin tətbiqi ilə qurulmuş alçaq tezlikli RC-avtogenetörün sxemi verilmişdir. Bu genotör dərin müsbət əks-rabitəyə malik sahə tranzistorlu gücləndirici kaskaddan ibarətdir.

Bu kaskada, məlum olduğu kimi, çıxış gərginliyi giriş

gərginliyinə nəzərən  $\pi$  qədər faza sürüşməsinə malikdir. Əgər kaskadın çıxış gərginliyi əlavə faza sürüşməsi yaratmadan birbaşa onun girişinə verilsə, sxemdə mənfi əks-rabitə yaranar və gücləndirici genotörə çevrilə bilməz. Buna görə də, gücləndiricini genotörə çevirmək, yəni faza balansını şərtini ödəmək üçün gücləndirici kaskadın çıxışında alınan gərginlik fazaca  $\pi$  qədər yenidən çevrilməlidir. Bu əməliyyat verilmiş sxemdə üç elementar özəkdən ibarət RC dövrəsi vasitəsilə həyata keçirilmişdir. Bu elementar özlərin hər biri təqribən  $60^\circ$ -yə yaxın faza sürüşməsi verdiyindən yekun faza sürüşməsi təxminən  $\pi$ -yə bərabər olur.



**Şəkil 8.12.** Q-şəkilli RC dövrəsinin tətbiqi ilə qurulmuş RC avtogenetörün sxemi.

Hesablamalar göstərir ki,  $R_1=R_2=R_3=R$  və  $C_1=C_2=C_3=C$  şərti daxilində şəkil 8.11, a-dakı Q-şəkilli RC dövrəsi tətbiq olunmuş alçaq tezlikli RC avtogenetörün generasiya tezliyi  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC} = \frac{0,4}{RC}$  -yə bərabərdir. Şəkil 8.11, b-də verilmiş Q-şəkilli RC dövrəsi tətbiq edildikdə isə tezliyi  $\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}$  ifadəsi ilə təyin olunan elektromaqnit rəqsləri generasiya etmək mümkündür.

#### §8.4. Avtogenetorda generasiya olunan rəqslərin tezliyinin stabilləşdirilməsi

Nəzərdən keçirdiyimiz  $LC$  və  $RC$ -avtogenetorların əsas çatışmayan cəhətləri generasiya olunan rəqslərin tezliyinin temperatur dəyişmələrindən, genetorun iş rejimindən, genetora 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 gucləndirici, fazaçevirici və s.) bu halda çox böyük xəta ilə işləyir. Tezliyin stabilliyini pozan faktorlar  $LC$ -avtogenetorların rəqs konturlarında sarğaclaın induktivliyini və kondensatorların tutumunu dəyişdirir. Məsələn, mühitin temperaturu artdıqca kondensator və induktivlik sarğacının xətti ölçülərinin artması hesabına tutum və induktivlik də uyğun olaraq  $\Delta C$  və  $\Delta L$  qədər dəyişir ki, bu da konturun rezonans tezliyini dəyişdirir.

Tezliyin qeyri-stabilliyini avtogenetorda sönməyən elektromaqnit rəqsləri generasiyasında məlum faza balansını şərtindən ( $\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$ ) qiymətləndirmək olar.  $\varphi$  siqnalın gucləndirici və əks-rabitə dövrələrindən keçdikdə yaranan yekun faza sürüşməsi olub,  $\omega$  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, avtogenetorlarda 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. Avtogenetorların generasiya tezliklərini müxtəlif yollarla stabilləşdirmək olar. Bunlardan tezliyi parametrik və kvarts rezonatoru vasitəsilə stabilləşdirilməsi üsullarını göstərmək olar.

**Tezliyin parametrik stabilləşdirilməsi** üsulunda avtogenetorun elementlərini uyğun seçməklə və xarici amillərin generasiya olunan rəqslərin tezliyinə təsirini müxtəlif yollarla zəiflətməklə tezliyin sta-

billiyini artırmaq mümkündür.

Avtogenetorlarda generasiya olunan rəqslərin tezliyinin stabilliyini kəmiyyətcə tezliyin nisbi dəyişməsi ilə xarakterizə etmək olar.

İnduktiv rabitəli  $LC$ -avtogenetorlarda tezliyin qeyri-stabilliyi  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  düsturundan bilavasitə tapıla bilər:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right). \quad (8.13)$$

$RC$ - avtogenetorlar üçün isə tezliyin qeyri-stabilliyi  $\omega_0 = 1/RC$  ifadəsindən təyin olunur:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right) \quad (8.14)$$

Bu ifadələrdə  $\Delta\omega$ -tezliyin mütləq dəyişməsi,  $\omega_0$ -işçi tezlikdir.  $LC$ -avtogenetorlarda ətraf mühit temperaturunun tezliyin stabilliyinə təsiri tezliyin temperatur əmsalı ilə xarakterizə olunur. Temperaturun  $1^\circ S$  dəyişməsi nəticəsində tezliyin nisbi dəyişməsinə **tezliyin temperatur əmsalı** deyirlər. (8.13) və (8.14) ifadələrindən görüldüyü kimi, temperaturdan asılı olaraq tezliyin nisbi dəyişməsi müqavimət, tutum və induktivliyin temperaturdan asılı olaraq nisbi dəyişmələri ilə əlaqədardır.

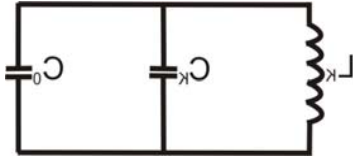
Temperaturun  $1^\circ S$  dəyişməsi nəticəsində kondensatorun tutumunun  $\alpha_c = \Delta C/C$  nisbi dəyişməsi **tutumun temperatur əmsalı** adlanır. Bu əmsal həm müsbət, həm də mənfə ola bilər. Məsələn, slyudalı kondensatorlarda  $\alpha_c = (50-100)10^{-6}$  müsbət qiymətə malikdir.  $\alpha_c$  mənfə qiymətlər ( $\alpha_c \approx -50 \cdot 10^{-6}$ ) alan keramik kondensatorlar da mövcuddur.

Temperatur  $1^\circ S$  dəyişdikdə induktivliyin  $\alpha_L = \Delta L/L$  nisbi dəyişməsi induktivliyin temperatur əmsalı adlanır. Termostabilliyə görə ən yaxşı hesab olunan sarğaclarda  $\alpha_L = (50-100)10^{-6}$  qiymətlər alır.

Böyük mənfə  $\alpha_c$  -yə malik kondensatorlardan istifadə etməklə tezliyin temperatur stabilliyini artırmağa imkan verən termokompensasiya sxemləri yığmaq olar.

Sadə termokompensasiya sxemi şəkil 8.13-də göstərilmişdir. Sxemdə  $L_K$  və  $C_K$  -rəqs konturunun elementləri,  $C_0$ -termokom-

pensasiya kondensatorunun tutumudur. Kondensatorların tutumlarını uyğun seçməklə tezliyin temperatur sabilliyini bir neçə dəfə artırmaq olar. Qeyd edək ki, termokompensasiya tezliyin temperatur sabilliyini tam təmin edə bilmir. Bəzi hallarda temperatur dəyişməsinin tezliyin sabilliyinə təsirini azaltmaq məqsədilə  $LC$ -avtogeneratorun konturunu termostata daxil edirlər.



Şəkil 8.13. Sadə termokompensasiya sxemi.

$LC$ -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 sabilliyini artırmaq mümkündür. Qeyd edək ki, konturun keyfiyyətliliyi böyük olduqca tezlik sabilliyi də artır. Tezliyin parametrik sabilləşməsi üsulları ilə tezliyin qeyri-sabilliyini  $10^{-5}$ -ə qədər azaltmaq olur.

**Tezliyin kvarts rezonatoru vasitəsilə sabilləşdirilməsi.** Tezliyin sabilləşdirilməsi üçün kvarts kristalından optik oxa nəzərən müəyyən bucaq altında kəsilmiş lövhədən istifadə edilir. Məlum olduğu kimi, kvartsda 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 kvarts lövhəsinin rezonans tezliyi müxtəlifdir və bu tezlik 10kHz – 10 MHz intervalında dəyişə bilər. Kvars lövhəsinin məxsusi tezliyini

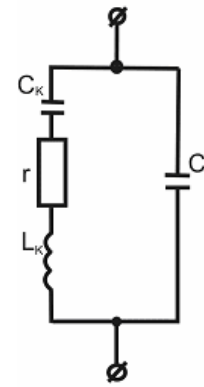
$$f_{kv} = \frac{2,84}{b} \text{ (MHz)} \text{ ifadəsindən qiymətləndirmək olar. Burada, } b\text{-kvars}$$

lövhəsinin mm-lərlə qalınlığıdır. Kvars rezonatoru elektrik rəqs konturuna ekvivalentdir. Şəkil 8.14-də kvarts rezonatorun ekvivalent sxemi göstərilmişdir. Sxemdən görüldüyü kimi, kvarts lövhəsi  $C_0$  tutumu ilə şuntlanan ardıcıl birləşdirilmiş  $r, L_k, C_k$  elementlərindən

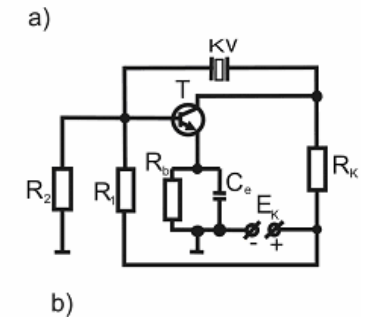
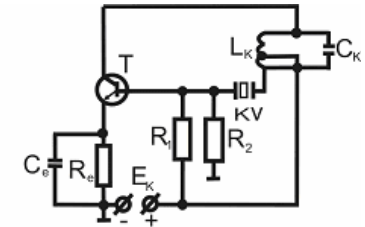
təşkil olunmuş rəqs konturuna ekvivalentdir.

$C_0$  – kvarts 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, kvarts 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 ( $\omega_{g\ddot{a}r} = 1/\sqrt{LC}$ ) və paralel konturdakı rezonansa (cərəyanlar rezonansı) uyğun tezlik ( $\omega_{c\ddot{a}r} = 1/\sqrt{C_{ekv}L}$ ). 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 bir-birindən az fərqlənir.  $\omega < \omega_{g\ddot{a}r}$  və  $\omega > \omega_{c\ddot{a}r}$  tezliklərdə kvarts rezonatorun ekvivalent müqaviməti tutum xarakterinə,  $\omega_{g\ddot{a}r} \div \omega_{c\ddot{a}r}$  intervalında isə induktiv müqavimət xarakterinə malikdir.



Şəkil 8.14. Kvars rezonatorunun ekvivalent sxemi



Şəkil 8.15. Kvars generatorlarının sxemləri: a)-kvars rezonatoru rəqs konturuna, b)-kvars rezonatoru rabitə dövrəsinə daxil edilmişdir

Beləliklə, kvarts rezonatorun tezlik xassələri ondan müxtəlif

avtogenerator sxemlərində istifadə verməyə imkan verir.

Kvars rezonatorunu əks-rabitə dövrəsinə rəqs konturu kimi daxil etmək olar, yaxud da kvars generatoru üçnöqtəli avtogenerator sxemlərində rəqs konturunun induktiv elementi rolunu oynaya bilər (şəkil 8.15. a,b).

Kvarsın temperatur sabilliyi adi rəqs konturunun temperatur sabilliyinə nisbətən çox böyükdür. Tezliyin temperatur əmsalı kvars üçün  $10^{-7} - 10^{-6}$  intervalındadır.

Kvars rezonatorlarından istifadə etməklə tezliyin qeyri-sabilliyini  $10^{-7}$ -yə qədər azaltmaq olur.

## IX FƏSİL

### ELEKTRİK RƏQSLƏRİNİN ÇEVRİLMƏSİ

§1.3-də göstəriləyi kimi, qeyri-xətti dövrələr elektrik rəqslərinin spektrini əsaslı surətdə dəyişə bilər; çıxışlarında alınan siqnalın tərkibində giriş siqnalına mənsub olmayan yeni tezlikli toplananlar əmələ gəlir. Qeyri-xətti dövrələrin bu xassəsindən bir sıra radiotexniki qurğularda: modulyatorlarda, detektorlarda, tezlik çeviriciləri və coxaldıcılarında və s. istifadə olunur. Bu cür qurğuları ümumi adla birləşdirib bunlara rəqslərin spektr çeviriciləri deyirlər.

Bu fəsildə belə çeviricilərin praktikada geniş yayılmış bəzi növlərinə baxılacaqdır.

#### §9.1. Rəqslərin amplituda görə modullaşması

İ fəsildə göstəriləyi kimi, alçaqtezlikli idarəedici siqnalların təsiri ilə yüksək tezlikli harmonik elektrik rəqslərinin (daşıyıcı rəqslərin) parametrlərindən istənilən birinin – amplitudunun, tezliyinin və ya fazasının idarəedici siqnallara uyğun dəyişdirilməsi prosesinə rəqslərin modullaşması deyilir. Bu prosesdə yüksək tezlikli rəqslərin hansı parametrlərinin dəyişməsinə əsaslı olaraq amplitud, tezlik və faza modullaşması mövcuddur.

Radioelektron qurğularında, əsas etibarilə, amplitud və tezlik modullaşmalarından istifadə olunur. Öncə, rəqslərin amplituda görə modullaşması (AM) prosesinə baxaq. AM rəqsləri şəkil 9.1-də göstərilən sadələşdirilmiş sxemin köməyi ilə almaq olar.

Sxemdə qeyri-xətti element dövrəsinə daşıyıcı tezlikli gərginlik

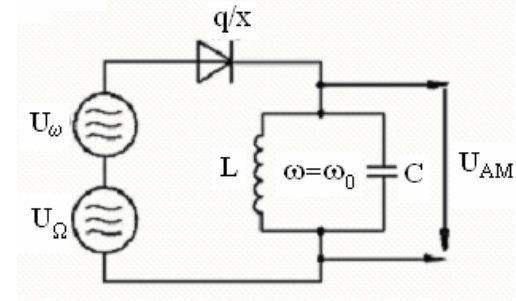
$$u_{\omega}(t) = U_{m1} \cos \omega t \quad (9.1)$$

və idarəedici gərginlik

$$u_{\Omega}(t) = U_{m2} \cos \Omega t \quad (9.2)$$

verilir. Daşıyıcı rəqslərin tezliyi idarəedici gərginliyin tezliyindən çox-çox böyük götürülür, yəni  $\omega \gg \Omega$ . Sadəlik üçün rəqslərin başlanğıc fazaları sıfıra bərabər və idarəedici gərginlik harmonik

dəyişən qəbul edilmişdir. Qeyd edək ki, ümumi halda idarəedici siqnalın zamandan asılılığı mürəkkəb xarakter daşıyır.



Şəkil 9.1. Amplituda görə modullaşmış rəqslər almaq üçün sadələşdirilmiş sxem.

Elementin volt-ampere xarakteristikasının xətti hissəsindən istifadə olunduqda onun dövrəsində bu gərginliklərin yaratdığı cərəyanın spektri

$$i = I_0 + au = I_0 + aU_{m1} \cos \omega t + aU_{m2} \cos \Omega t \quad (9.3)$$

yalnız verilmiş gərginliklərin  $\omega$  və  $\Omega$  tezlikli komponentlərdən təşkil olunmuş olur, yəni xətti xarakteristikalı sistemlərdə cərəyanın spektral tərkibi dəyişmir. Deməli, elementin xarakteristikasının xətti hissəsində rəqslərin modullaşması baş vermir.

(9.1) və (9.2) gərginlikləri kvadratik xarakteristikaya malik olan qeyri-xətti elementin dövrəsinə verildikdə isə onun dövrəsində

$$i = I_0 + au + bu^2 = I_0 + a \left( U_{m1} \cos \omega t + U_{m2} \cos \Omega t \right) + b \left( U_{m1}^2 \cos^2 \omega t + 2U_{m1}U_{m2} \cos \omega t \cos \Omega t + U_{m2}^2 \cos^2 \Omega t \right) \quad (9.4)$$

cərəyanı yaranar. Əgər qeyri-xətti elementin yükü olaraq  $\omega$  daşıyıcı tezliyinə köklənmiş ( $\omega_0 = \omega$ ) paralel rəqs konturu götürülsə, sxemin çıxışdakı cərəyanın spektral tərkibində  $\omega$ ,  $\omega \pm \Omega$  tezlikli toplananları qalar:

$$\begin{aligned}
i_m &= aU_{m1} \cos \omega t + 2bU_{m1}U_{m2} \cos \omega t \cos \Omega t = \\
&= aU_{m1} \left( 1 + 2b \frac{U_{m2}}{a} \cos \Omega t \right) \cos \omega t = \\
&= I_{am1} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t
\end{aligned} \tag{9.5}$$

burada,  $I_{am1} = aU_{m1}$  – anod cərəyanının birinci harmonikasının amplitudu,  $m = 2b \frac{U_{m2}}{a}$  – modullaşma əmsalındır.

Praktikada modullaşma əmsalını yüksək tezlikli modullaşmış rəqslərin amplitudunun maksimal dəyişməsinin ( $U_{m,max} - U_{m0}$  və ya  $U_{m0} - U_{m,min}$ ) bu rəqslərin modullaşmasından əvvəlki  $U_{m0}$  amplituduna nisbəti kimi təyin etmək olar:

$$m = \frac{U_{m,max} - U_{m0}}{U_{m0}} 100\%$$

və ya

$$m = \frac{U_{m0} - U_{m,min}}{U_{m0}} 100\%.$$

Buradan

$$\begin{aligned}
U_{m,max} &= (1+m) U_{m0} \\
U_{m,min} &= (1-m) U_{m0}
\end{aligned} \tag{9.6}$$

Burada  $U_{m,max}$  və  $U_{m,min}$  – modullaşmış rəqsin amplitudunun ən böyük və ən kiçik qiymətləridir. Bu tənlilikləri birlikdə həll edərək

$$m = \frac{U_{m,max} - U_{m,min}}{U_{m,max} + U_{m,min}} \tag{9.7}$$

alırıq. Modullaşma əmsalı  $m \leq 1$  (və ya  $m \leq 100\%$ ) qiymətlər alır. Modullaşma əmsalına çox vaxt modullaşmanın dərinliyi də deyirlər. Modullaşmış cərəyana uyğun olan və konturun çıxışından götürülən

$$U_{AM} = i_m Z = U_{km} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t \tag{9.8}$$

gərginlik rəqsləri də amplituda görə modullaşmış olar. Bu rəqslərin  $U_{km} (1 + m \cos \Omega t)$  amplitudu sabit olmayıb, idarəedici (modullaşdırıcı) gərginliyin zamana görə dəyişməsi qanununa uyğun olaraq dəyişir.

AM rəqslərin spektral tərkibini açıq şəkildə görmək üçün (9.8) tənliyini aşağıdakı şəkildə yazaraq:

$$U_{AM} = U_{km} \cos \omega t + m U_{km}/2 \cdot \cos (\omega + \Omega)t + m U_{km}/2 \cdot \cos (\omega - \Omega)t \tag{9.9}$$

Buradan görünür ki, AM rəqslərə tezlikləri  $\omega$ ,  $\omega \pm \Omega$  olan üç harmonik rəqsin cəmi kimi baxmaq olar:  $\omega + \Omega$  yuxarı,  $\omega - \Omega$  isə aşağı yan tezlikləri adlanır. Amplitud modullaşmasını daha mürəkkəb idarəedici signallarla həyata keçirdikdə modullaşmış siqnalın spektrində toplananların sayı uyğun olaraq artır, başqa sözlə spektri zənginləşir.

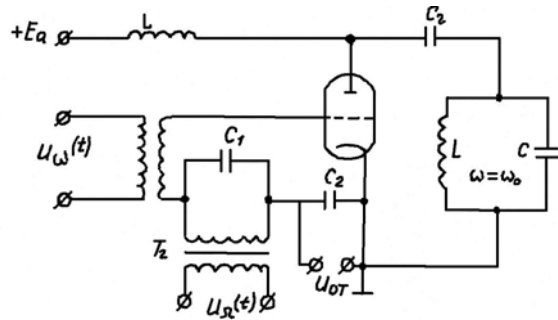
Alınmış mürəkkəb siqnalın tezlik zolağının ümumi eni şəkil 1.3-də (bax: §1.2) göstəriləyi kimi, idarəedici siqnalın tərkibindəki ən böyük tezliyin iki mislinə bərabər götürülür, yəni  $\Delta\omega = 2\Omega_{max}$ . Aydın ki, modullaşmış siqnalların təhrifsiz ötürülməsi üçün modullaşma sxemlərində çıxış yükü olaraq götürülən rezonans konturlarının buraxma zolağı kifayət qədər geniş olmalıdır.

AM rəqsləri almaq üçün istifadə olunan praktik sxemlərdə qeyri-xətti element kimi elektrovakuum və yarımkeçirici elektron cihazlarından (diod, triod, tranzistor və b.) istifadə olunur. Elektron lampaların köməyi ilə rəqsləri amplituda görə modullaşdırmaq üçün  $I_a$  anod cərəyanı ilə  $U_a$  anod gərginliyi və yaxud  $I_a$  anod cərəyanı ilə  $U_t$  top gərginliyi arasındakı qeyri-xətti asılılıqlardan istifadə etmək olar.

Tor və ya baza modullaşması. Modullaşma lampasının anod cərəyanı ilə tor gərginliyi arasındakı qeyri-xətti asılılıqdan istifadə etməklə həyata keçirildikdə, buna tor modullaşması, tranzistorun kollektor cərəyanı ilə baza gərginliyi arasındakı qeyri-xətti asılılıqdan istifadə etməklə aparıldıqda isə baza modullaşması deyilir. Tor modullaşmasını şəkil 9.2-də göstərilən prinsipial sxemlə həyata keçirmək olar. Sxemdə rezonans gücləndiricidəki lampanın idarəedici toruna  $U_{ot}$  sürüşdürücü gərginlik, xarici generatordan

yüksək  $u_{\omega}(t)$  tezlikli gərginlik və transformatorun ikinci dolağından isə  $u_{\Omega}(t)$  alçaqtezlikli modullaşdırıcı gərginlik verilir. Modullaşdırıcı gərginlik, lazım gələrsə, ayrıca gücləndirici ilə gücləndirilir.

$T_r$  transformatoru  $C_1$  kondensatoru ilə şuntlanmışdır (qapanmışdır). Bu tutumun qiyməti elə seçilir ki, onun yüksək tezlikli rəqslərə göstərdiyi müqavimət az ( $1/\omega C_1 \ll \omega L_{tr}$ ), alçaq tezlikli rəqslərə göstərdiyi müqavimət isə çox böyük ( $1/\Omega C_1 \gg \omega L_{tr}$ ) olsun. Belə olduqda yüksək tezlikli cərəyan alçaqtezlikli transformatora keçmədən lampanın tor-katod aralığında gərginlik yaradır.  $C_1$  kondensatorunun alçaqtezlikli rəqslərə göstərdiyi müqavimət böyük olduğundan transformatoru qapamır və beləliklə, eyni zamanda alçaqtezlikli gərginlik də tor-katod aralığına verilir.



Şəkil 9.2. Tor modullaşması sxemi.

Lampanın toruna sabit mənfi sürüşdürücü gərginlik vermək üçün istifadə olunan batareya  $C_2$  kondensatoru ilə qapanmışdır. Bu kondensatorun tutumu elə seçilir ki, onun həm yüksək, həm də alçaqtezlikli rəqslərə göstərdiyi müqavimət, mənbəyin daxili müqavimətindən kiçik olsun.

Anod yükü olaraq  $\omega$  tezliyinə köklənmiş rəqs konturu götürülmüşdür. Lampanın toruna kiçik amplitudlu dəyişən gərginliklər verildikdə, məlum olduğu kimi, anod cərəyanının tor gərginliyindən qeyri-xətti asılılığını  $i_a = f(u_i)$  kvadratik xarakteristika ilə approksimasiya etmək olar. Onda baxılan sxemin işi tamamilə bu mövzunun başlanğıcında verilən analizə uyğundur; signalın qeyri-xətti çevrilməsi nəticəsində anod cərəyanının tərkibində

$i_m = i_{\omega} + i_{\omega \pm \Omega}$  spektral toplananları yaranır. Cərəyanın  $i_{\omega}$  toplananı anod dövrəsinə daxil edilmiş və daşıyıcı tezliyə köklənmiş, buraxma zolağı  $2\Omega_{\max}$  olan rezonans konturunda nəzərə çarpacaq gərginlik düşgüsü yaratmadığından, onu nəzərə almamaq olar.  $i_{\omega \pm \Omega}$  toplananları isə konturda amplituda görə modullaşmış

$$U_{AM} = U_{km}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$$

gərginlik düşgüsünü yaradır.

Sxemin iş prinsipini başqa cür də izah etmək olar.  $\omega \gg \Omega$  olduğundan yüksək tezlikli rəqslərin bir periodu müddətində idarəedici signalın dəyişməsinə nəzərə almamaq olar. Bu şərt daxilində demək olar ki, idarəedici gərginliyin rolu,  $u_{0T}$  sürüşdürücü gərginliyi  $u_{\Omega}(t)$ -yə uyğun olaraq periodik dəyişməklə işçi nöqtəni lampanın xarakteristikası boyunca hərəkət etdirməkdir. Onda tam sürüşdürücü gərginliyini belə yazmaq olar;

$$U_{t \text{ sür}} = U_{0T} + U_{m\Omega} \cos \Omega t.$$

Beləliklə, yüksək tezlikli rəqslərin “oxu” alçaqtezlikli modullaşdırıcı signala uyğun olaraq əyilir (şəkil 9.3).

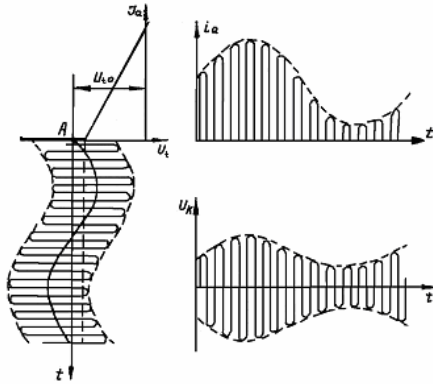
Bu vaxt tor xarakteristikasının dikliyi

$$S = dI_a / dU_{t \text{ cup}} = \frac{d(bU_{t \text{ cup}})}{dU_{t \text{ cup}}} = 2bU_{t \text{ cup}}$$

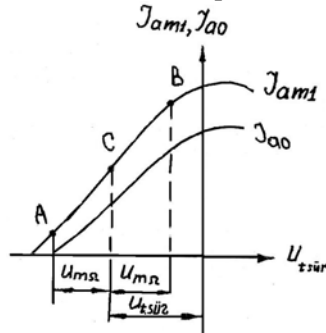
olur.

$U_{t \text{ sür}}$  sürüşdürücü gərginliyə uyğun olaraq dəyişir. Buna görə də xarakteristikanın işçi hissəsi lampanın toruna verilən yüksək tezlikli rəqslər üçün həmişə qeyri-xətti olduğundan alınan anod cərəyanı mürəkkəb tərkibə malik olur. Bu vaxt anod cərəyanı impulslarının maksimumları-  $I_{a \max}$  və eləcə də onun  $I_{a1}$  birinci harmonikasının amplitudu sürüşdürücü gərginliyə uyğun olaraq dəyişir. Anod cərəyanının birinci harmonikasının idarəedici tora verilən sürüşdürücü gərginlikdən asılılığı  $I_{a1} = f(U_{t \text{ sür}})$  statik modullaşma xarakteristikası adlanır. Şəkil 9.4-də statik modullaşma xarakteristikası və anod cərəyanının sabit toplananının  $U_{t \text{ sür}}$  sürüşdürücü gərginlikdən asılılıq qrafikləri verilmişdir. Qrafikdən görüldüyü kimi,  $I_{a1}$  və  $I_{a0}$  kəmiyyətlərinin  $U_{t \text{ sür}}$  gərginliyindən asılı olaraq dəyişməsinin xarakteri eynidir. Modullaşma

xarakteristikasının düzxətli hissəsində təhriflər yoxdur. Sürüşdürücü gərginliyin nisbətən böyük qiymətlərində tor cərəyanının qiyməti artdığından, anod cərəyanının birinci harmonikasının artımı yavaşdır; daha böyük qiymətlərdə isə hətta onun azalması baş verə bilər.



Şəkil 9.3. Anod cərəyanının kəsilmə rejimində rəqlərin amplituda görə modullaşması prosesini göstərən diaqram.



Şəkil 9.4. Statik modullaşma xarakteristikası.

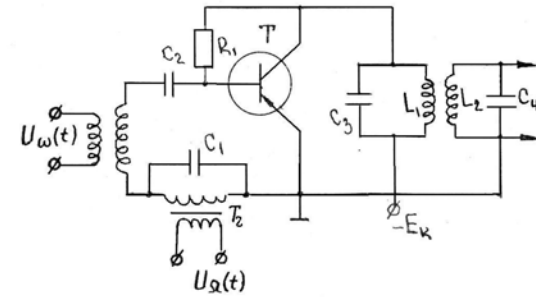
Təsvir etdiyimiz bu əyriyə təcrübə olaraq almaq üçün lampanın toruna verilən  $U_{tsür}$  sürüşdürücü gərginliyi dəyişməklə, anod cərəyanının  $I_{am1}$  birinci harmonikasının amplitudunu və onun  $I_{a0}$  sabit hissəsini ölçmək lazımdır. Modullaşma xarakteristikasını  $I_{am1}$ -in əvəzinə konturdakı gərginliyin  $U_{km}$  amplitud qiymətini ölçməklə də çıxarmaq olar. Belə ki, konturdakı gərginlik düşgüsü, əsas etibarilə, anod cərəyanının birinci harmonikasına hesabına yaranır. Başqa tezlikli

cərəyanlar üçün isə konturun müqaviməti çox kiçik qiymətə malik olduğundan, onların konturda yaratdığı gərginlik düşgüləri kiçik olur.

Statik modullaşma xarakteristikasının AB xətti hissəsindən səmərəli istifadə etmək üçün sürüşdürücü gərginliyin qiymətini elə seçmək lazımdır ki, C işçi nöqtəsi bu oblastın ortasına düşsün və modullaşdırıcı gərginliyin ən böyük amplitud qiyməti AC və ya CB hissələrindən kənara çıxmasın.

Tor modullaşması sxeminin üstün cəhəti onun kiçik amplitudlu modullaşdırıcı gərginliklərlə işləyə bilməsidir.

Şəkil 9.5-də bipolyar tranzistorlu modulyatorun baza modullaşması sxemi göstərilmişdir. Bu sxemin iş prinsipi lampalı modulyatorun tor modullaşması sxemindən çox da fərqlənmir. Sxemdə yüksək tezlikli  $u_{\omega}(t)$  signal tranzistorun baza dövrəsinə yüksək tezlikli signal mənbəyi ilə induktiv rabitə yaratmaqla, aşağı tezlikli  $u_{\Omega}(t)$  signal isə transformator vasitəsilə verilir.  $C_1$  kondensatorunun tutumu tor modullaşması sxemində olduğu kimi seçilir.



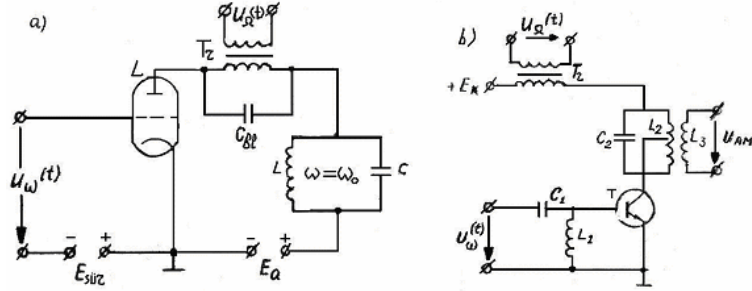
Şəkil 9.5. Baza modullaşması sxemi.

Amplituda görə modullaşmış signal tranzistorun kollektor dövrəsinə qoşulmuş  $L_1 C_3$  və  $L_2 C_4$  rabitəli konturların köməyi ilə ayrılır. Sxemin qalan elementləri işçi nöqtəni tranzistorun  $i_k(u_{eb})$  xarakteristikasının qeyri-xətti hissəsində lazım gələn rejimi seçmək üçündür. Bütün modullaşma prosesi və onun zaman diaqramları bu halda da lampalı modulyatorlarda olduğu kimidir və onu təzədən təkrar etməyə ehtiyac qalmır.

Anod və ya kollektor modullaşması sxemlərində



idarəedicı gərginlik lampanın anod və ya tranzistorun kollektor dövrələrinə, yüksək tezlikli gərginlik isə tor və ya baza dövrələrinə verilir (şəkil 9.6 a,b).



Şəkil 9.6. Anod (a) və kollektor (b) modullaşması sxemləri.

Bu sxemlərin hər ikisinin iş prinsipləri eynidir. Anod modullaşması sxemi üzərində bir qədər ətraflı dayanacağıq.

Şəkil 9.6a-da alçaq tezlikli  $T_r$  transformatoru yüksək tezlikli rəqsləri sərbəst buraxan  $C_{bl}$  kondensatoru ilə şuntlanmışdır. Anod dövrəsinə  $\omega$  tezliyə köklənmiş LC rəqs konturu və sabit cərəyan mənbəyi daxil edilmişdir. Bu dövrəyə

$$U_a = E_a + U_{m\Omega} \cos \Omega t \quad (9.10)$$

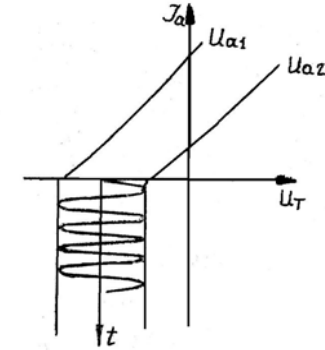
gərginliyi təsir edir. Tor xarakteristikasının S dikliyi, göstərdiyimiz kimi, bu gərginliyə uyğun olaraq dəyişir:

$$S = S_0 (1 + m \cos \Omega t) \quad (9.11)$$

Burada  $S_0$  tor xarakteristikasının idarəedicı  $U_a$  gərginliyinin təsirindən əvvəlki dikliyidir. Belə olduqda yüksək tezlikli signal xarakteristikasının müxtəlif dikliyə malik olan hissələrinə düşür və onun amplitudu idarəedicı gərginliyin amplituduna uyğun dəyişir. Nəticədə, anod dövrəsindəki konturda amplituda görə modullaşmış rəqslər yaranır.

Xatırladaq ki, tor modullaşmasında eyni bir tor xarakteristikasından istifadə olunurdu və idarəedicı signal işçi nöqtənin vəziyyətini zamana görə xarakteristikasının qeyri-xətti

hissəsində dəyişdirirdi. Anod modullaşmasında isə torunda sabit gərginlik müəyyən bir qiymətə malik olur, amma idarəedicı signala uyğun olaraq dəyişən anod gərginliyi tor xarakteristikasının özünü bu signala uyğun dəyişdirir ki, nəticədə konturda modullaşmış rəqslər alınır (şəkil 9.7).



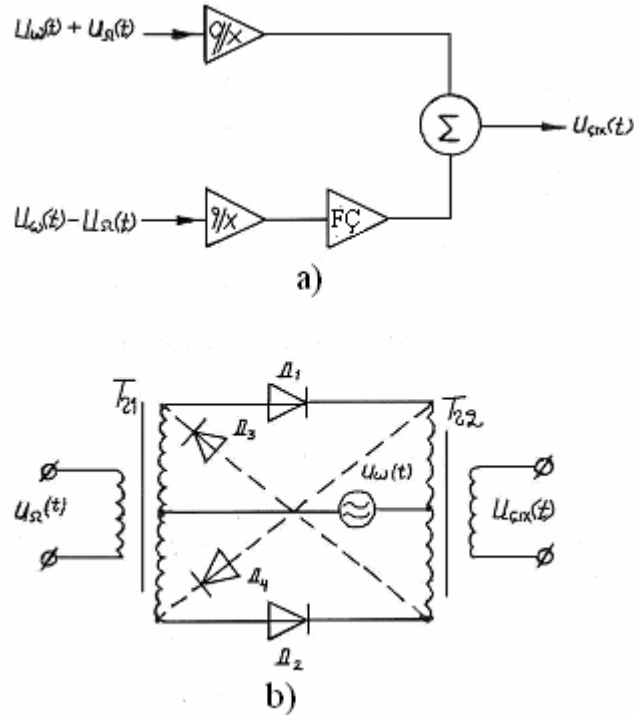
Şəkil 9.7. Anod modullaşması prosesini göstərən qrafik.

Bu halda modullaşma xarakteristikası yüksək tezlikli rəqslərin amplitudunun sabit qiymətlərində anod cərəyanının birinci harmonikasının amplitud qiymətinin anod batareyası gərginliyindən asılılığı ilə təyin edilir.

Anod və ya kollektor modullaşması sxemləri tor və ya baza modullaşması sxemlərindən fərqli olaraq daha dərin və təhrifsiz modullaşma almağa imkan verir. Bu onların modullaşma xarakteristikalarının daha uzun düz xəttli işçi hissəyə malik olması ilə əlaqədardır.

Qeyd edək ki, amplituda görə modullaşmış rəqslərin spektral tərkibində yaranan  $\omega \pm \Omega$  yantəzlikli rəqslərin hər ikisi informasiya ötürmək nöqtəyi-nəzərindən eyni dərəcədə əhəmiyyətlidir. Amma  $\omega$  daşıyıcı tezlikli rəqslər heç bir informasiya daşımır və onların modullaşmış signalın tərkibində qalması energetik nöqtəyi-nəzərindən məqsədə uyğun deyil. Buna görə də, praktikada modullaşmış signalın tərkibində olan daşıyıcı tezlikli rəqsləri söndürmək üçün müxtəlif üsullardan istifadə edirlər. Çox vaxt buna b

alans modullaşması sxemlərinin köməyi ilə nail olurlar. Şəkil 9.8a-da ikitəktli balans modulyatorun sadələşdirilmiş sturuktur sxemi verilmişdir. Modulyatorlar elə seçilir ki, bunlarda  $\omega$  daşıyıcı tezlikli rəqslər əks fazada olur və onlar sxemin çıxışında toplandıqından bir-birini yox edir.



Şəkil 9.8. Balans modulyatorun struktur (a) və praktiki (b) sxemləri

Sxemdə yuxarı qoldakı qeyri-xətti elementin girişinə  $u_\omega(t) + u_\Omega(t)$  siqnalların cəmi, aşağıdakının girişinə isə onların fərqi  $u_\omega(t) - u_\Omega(t)$  verilir. Qeyri-xətti elementlərin BAX-nın kvadratik funksiyası ilə aproksimasiya olunduğunu qəbul edərək yuxarıdakı və aşağıdakı qeyri-xətti elementlərin çıxışlarında cərəyanlar üçün uyğun

olaraq

$$i_{yux.} = i_0 + a[u_\omega(t) + u_\Omega(t)] + b[u_\omega(t) + u_\Omega(t)]^2,$$

$$i_{as.} = i_0 + a[u_\omega(t) - u_\Omega(t)] + b[u_\omega(t) - u_\Omega(t)]^2.$$

yazmaq olar.

Əgər aşağıdakı kanalda faza çeviricisinin (FÇ) köməyi ilə siqnalın fazasını  $\pi$  qədər döndərüb onları toplasaq, sxemin çıxışında ancaq alçaqtezlikli və yantezlikli (yanzolaqlı) rəqslər qalar:

$$i_\Sigma = i_{yux.} - i_{as.} = 2au_\Omega(t) + 4bu_\omega(t)u_\Omega(t) \quad (9.12)$$

Bu prosesi praktiki olaraq aşağıdakı balans modulyatoru sxemi ilə həyata keçirmək olar (şəkil 9.8b). Burada transformatorlar cəmləyici və fazaçeviricisi (invertor) rolunu oynayır. Qeyri-xətti elementlər kimi  $D_1$  və  $D_2$  diodlarından istifadə olunmuşdur. Əgər sxemə bunlardan əlavə  $D_3$ ,  $D_4$  diodları da əlavə etsək (sxemdə bunlar qırıq xətlərlə göstərilmişdir), onda dairəvi modulyatorun sxemi alınır. Onun çıxışında alınan signal yalnız iki yan zolağa malik modullaşmış siqnal olur:

$$u_{ubix} = 8bu_\omega(t)u_\Omega(t) \quad (9.13)$$

Yalnız bir yan zolaqdan ibarət olan modullaşmış siqnal almaq üçün isə filtrlərdən istifadə etmək olar. Bir zolaqlı modullaşmış siqnallarla radio rabitə energetik nöqtəyə nəzərən daha əlverişlidir.

Amplitud modullaşmanı, həmçinin, parametrik elementlərlə də həyata keçirmək olar (şəkil 9.9).

Tutaq ki, dövrədə  $y$  keçiriciliyi  $y_0$  orta keçiriciliyi ətrafında kiçik intervalda

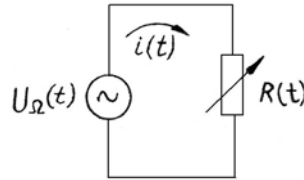
$$y(t) = y_0 \left( 1 + m \sin \omega t \right) \quad (9.14)$$

qanunu ilə dəyişən rezistor vardır. Burada  $m = \frac{\Delta y}{y_0}$  keçiriciliyin nisbi dəyişməsi və ya modullaşmanın dərinliyidir. Əgər bu rezistor dövrəsinə  $u_\Omega(t) = U_m \sin \Omega t$  alçaqtezlikli idarəedici siqnal versək, dövrədən keçən cərəyan

$$i(t) = u_{\Omega}(t)y(t) = y_0 U_m \sin \Omega t \left[ 1 + m \sin \omega t \right] =$$

$$= y_0 U_m \sin \Omega t + y_0 m \frac{U_m}{2} [\cos(\omega - \Omega)t - \cos(\omega + \Omega)t] \quad (9.15)$$

olar.



**Şəkil.9.9.** Parametrik rezistor dövrəsində amplituda görə modullaşmış rəqslərin alınması sxemi.

Bu ifadə göstərir ki, parametrik rezistordan rəqslərin spektral tərkibini dəyişmək, başqa sözlə, rəqsləri amplituda görə modullaşdırmaq üçün istifadə etmək olar. Rəqsləri modullaşdırmaq üçün eləcə də C(t) parametrik kondensatordan və L(t) parametrik induktivlik sarğacından da istifadə oluna bilər.

### §9.2. Rəqslərin tezliyə və fazaya görə modullaşması

Rəqslərin tezlik modullaşmasında (TM) və faza modullaşmasında (FM)  $u_{\Omega}(t)$  idarəedici (modullaşdırıcı) alçaqtezlikli siqnala uyğun olaraq yüksək tezlikli daşıyıcı rəqslərin amplitudu yox, onların tezliyi və fazası dəyişir. Sadəlik üçün modullaşdırıcı signalı  $u_{\Omega}(t) = U_m \cos \Omega t$  harmonik dəyişən qəbul edərək TM-siqnalın tezliyinin ani qiyməti üçün yazmaq olar:

$$\omega(t) = \omega + k U_m \cos \Omega t = \omega + \Delta \omega_{\text{dev}} \cos \Omega t \quad (9.16)$$

Burada  $\omega$ -daşıyıcı rəqslərin tezliyi,  $k$ -mütənasiblik əmsalı,  $\Delta \omega_{\text{dev}} = k U_m$ -tezliyin TM-dən əvvəlki qiymətinə nəzərən maksimal dəyişməsidir və modullaşdırıcı signalın amplitudu ilə mütənasibdir. Buna tezlik deviasiyası deyilir.

Rəqslərin fazaya görə modullaşmasında isə modullaşdırıcı

siqnala uyğun rəqslərin fazası dəyişir:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta \varphi \cos \Omega t \quad (9.17)$$

burada  $\varphi_0$ -başlangıç fazadır.  $\Delta \varphi$  faza deviasiyası adlanır.

Məlum olduğu kimi, tezlik və fazanın ani qiymətləri bir-birilə aşağıdakı münasibətlə bağlıdır:

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt ; \omega(t) = d\varphi(t)/dt \quad (9.18)$$

Bu ifadələrdən görünür ki, rəqslərin tezliyi dəyişdikdə onların fazası da dəyişir və əksinə, fazası dəyişdikdə tezliyi dəyişir. Buna görə də TM və FM-ə çox vaxt bucaq modullaşması (BM) deyirlər.

(9.16)-da göstərilən tezliyin ani qiymətini (9.18) ifadəsində nəzərə alsaq, TM signalın ani fazası üçün alırıq:

$$\varphi_{TM} = \int \omega(t) dt = \omega t + \Delta \omega_{\text{dev}} / \Omega \cdot \int \cos \Omega t dt = \omega t + m_{\Omega} \sin \Omega t \quad (9.19)$$

Deməli, TM-də rəqslərin fazası modullaşdırıcı siqnalın inteqralına uyğun olaraq dəyişir. FM siqnallarda tezlik isə modullaşdırıcı siqnalın diferensialı ilə mütənasibdir:

$$\omega_{FM}(t) = d\varphi(t)/dt = \omega + \Delta \varphi \cdot d \cos \Omega t / dt =$$

$$= \omega + \Omega M \sin \Omega t = \omega + \Delta \omega_{FM} \sin \Omega t \quad (9.20)$$

Burada  $M = \Delta \varphi$ -bucaq modullaşmasının indeksi,  $\Delta \omega_{FM} = \Omega M$  isə FM-də siqnalın tezlik deviasiyasıdır.

(9.18) və (9.19) ifadələri göstərir ki, tezlik modulyatorunun köməyi ilə fazaya görə modullaşmış siqnalları da almaq olar. Bunun üçün tezlik modulyatoruna modullaşdırıcı signalı diferensiallayıcı dövrədən keçirdikdən sonra vermək lazımdır. Faza modulyatorunun köməyi ilə tezliyə görə modullaşmış siqnalı almaq lazım gəldikdə isə modullaşdırıcı siqnalı inteqrallayıcı dövrədən keçirmək lazımdır. Baxılan halda, yəni modullaşdırıcı siqnal harmonik qanunla dəyişdikdə BM-siqnalın spektrinin tərkibini araşdıraraq. Bunun üçün fazaya görə modullaşmış yüksək tezlikli sabit amplitudlu siqnalı aşağıdakı kimi yazaq:

$$u_{FM}(t) = U_M \cos(\omega t + M \cos \Omega t) = U_M \cos(M \cos \Omega t) \cos \omega t - U_M \sin(M \cos \Omega t) \sin \omega t \quad (9.21)$$

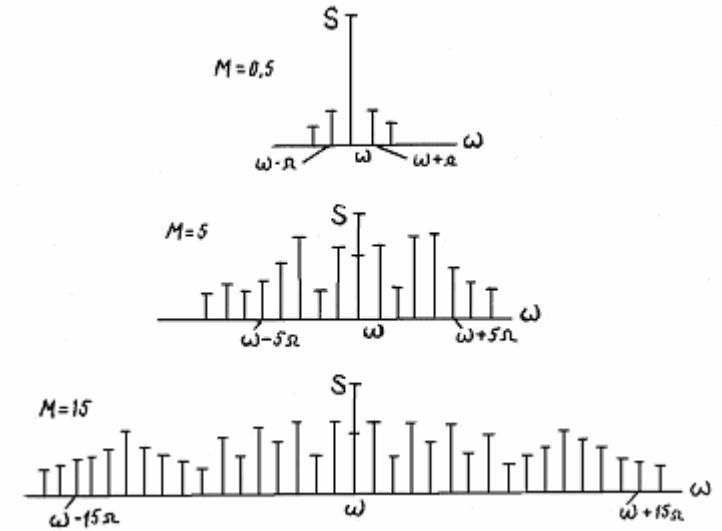
Modullaşma indeksinin kiçik qiymətlərində, yəni  $M \approx 0$  olduqda  $\cos(M \cos \Omega t) \approx 1$ ,  $\sin(M \cos \Omega t) \approx M \cos \Omega t$  olar. Onda (9.21) ifadəsini

$$u_{FM}(t) = U_M \cos \omega t - 1/2 \cdot U_M \sin(\omega - \Omega)t - 1/2 \cdot U_M \sin(\omega + \Omega)t \quad (9.22)$$

kimi yazmaq olar. Bu ifadəni (9.9) ifadəsi ilə müqayisə etsək görürük ki,  $M$  modullaşma indekslərinin kiçik qiymətlərində bucağa görə modullaşmış (BM) siqnalın amplitud spektri amplituda görə modullaşmış (AM) rəqslərinin spektri kimidir. Ancaq fazalar spektri fərqlidir. BM-siqnallarda yan tezliklərin fazaları AM-rəqslərin uyğun toplananlarına nəzərən  $\pi/2$  qədər sürüşmüş olur. Spektral enləri hər iki halda eynidir.  $M$  bucaq modullaşma indeksinin qiyməti kifayət qədər böyük olduqda bucağa görə modullaşmış siqnalın spektrini  $\cos(M \cos \Omega t)$  və  $\sin(M \cos \Omega t)$  funksiyalarını Fürye sırasına ayırmaqla hesablamaq lazımdır. Belə təhlil göstərir ki, BM-siqnal da daşıyıcı və yantezlikli rəqslərdən ibarətdir. Lakin, AM siqnalardan fərqli olaraq yantezliklər mürəkkəb olub  $\omega \pm n\Omega$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) tezlikli harmonik rəqslərdən təşkil olunur.

Daşıyıcı və yan tezlikli rəqslərin (harmonikaların) amplitudları  $I_k(M)$  birinci tərtib Bessel funksiyaları ilə mütənasibdir.

Qeyd etmək lazımdır ki, modullaşma indeksinin böyük qiymətlərində TM-rəqslərin spektrində informasiya daşıyan yan tezliklərin amplitudları daşıyıcı tezlikli rəqslərin amplitud qiymətlərindən böyük də ola bilər. Bu isə radiosiqnalların daşdığı enerjinin çox hissəsinin bu yan tezliklərdə toplanması deməkdir. Deməli, rəqslərin TM-modullaşması onların AM-modullaşmasına nəzərən energetik cəhətdən daha əlverişlidir.



**Şəkil 9.10.** Müxtəlif modullaşma indekslərində bucağa görə modullamış siqnalın spektri.

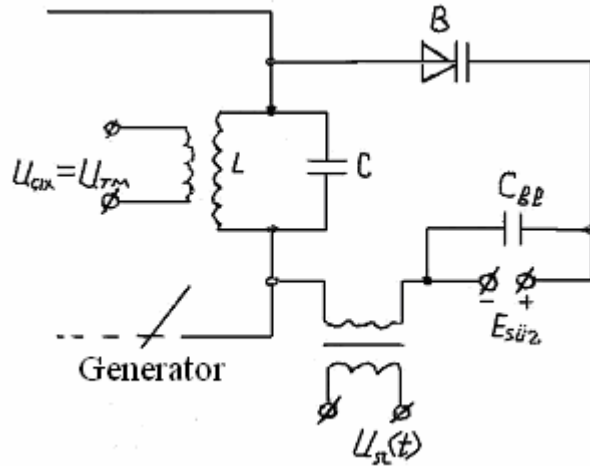
Şəkil 9.10-da müxtəlif modullaşma indekslərində BM-siqnalların spektrləri göstərilmişdir. Göründüyü kimi, BM-siqnalın spektri AM-siqnalın spektrindən mürəkkəbdir və onun spektri bir-birindən  $\Omega$  qədər fərqlənən çoxlu sayda harmonikalardan təşkil olunmuşdur. Yantezlikli harmonikaların amplitudları,  $n$  harmonikaların nömrəsi artdıqca azalır.  $M > 1$  olduqda spektral eni  $2\Delta\omega = 2M\Omega$  olur. Bucaq modullaşma indeksinin kiçik qiymətlərində isə AM-siqnallarda olduğu kimi, spektral en  $2\Omega$ -ya yaxınlaşır. TM və FM-siqnallar arasındakı fərq, modullaşma müxtəliftezlikli siqnallarla aparıldıqda, aydın görünür. FM-siqnallarda modullaşma indeksi modullaşdırıcı siqnalın tezliyindən asılı olmur və bina görə də spektrin  $\omega + n\Omega$  tezlikli toplananlarının amplitudları istənilən  $\Omega$ -da dəyişməz qalır. TM-siqnallarda modullaşma indeksi  $\Omega$  tezliyi ilə tərs mütənasib olduğundan ( $M_{TM} = \Delta\omega/\Omega$ ),  $\omega \pm n\Omega$  tezlikli toplananların amplitudları  $\Omega$  artdıqca azalır. TM-siqnalın spektral eni FM-siqnalın spektral enindən kiçikdir.

Sadə hallarda siqnalın tezliyə görə modullaşmasını daşıyıcı

tezlikli rəqslər generatorunun LC konturuna daxil edilmiş varikapın köməyi ilə həyata keçirmək olar (şəkil 9.11). Məlum olduğu kimi, varikapın p–n keçidinin tutumu ona tətbiq olunmuş gərginlikdən asılıdır (bax: §6.2).  $C_{p-n} = C_0 + dC = C_0 + C_m \cos \Omega t$

Bu gərginliyin (baxılan halda modullaşdırıcı alçaqtezlikli siqnalın) amplitudu dəyişdikcə, varikapın tutumu və buna uyğun olaraq generasiya olunan rəqslərin tezlikləri dəyişir:

$$d\omega = -\omega_0 dC / 2(C + C_0) = -\omega_0 C_m \cos \Omega t / 2(C + C_0)$$



Şəkil 9.11. Tezlik modulyatorunun sxemi.

Modulyator tezliyinin deviasiyası

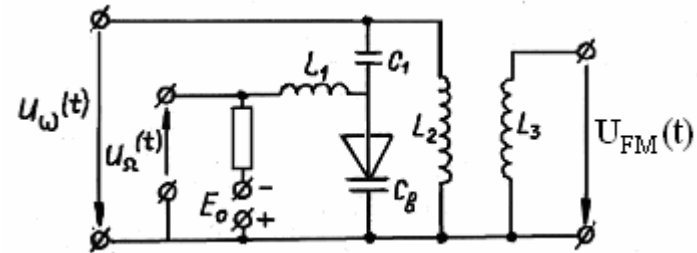
$$\Delta\omega = S_\omega u_{\Omega(t)}$$

burada  $S_\omega = d\omega_g/du$  – modulyasiya xarakteristikasının dikliyi,  $\omega_g$  – generasiya olunan rəqslərin tezliyidir.

Modullaşdırıcı rəqslərin amplitudu elə seçilir ki, qeyri-xətti təhriflər verilmiş qiymətdən artıq olmasın. TM-siqnalın tezlik deviasiyasının qiymətini artırmaq üçün modullaşma xarakteristikasının dikliyi və modullaşdırıcı siqnalın  $U_{m\Omega}$  amplitudunu artırmaq lazımdır. Lakin  $U_{m\Omega}$  elə seçmək lazımdır ki, digər təhriflər müəyyən olunmuş səviyyəni aşmasın. Siqnalları fazaya görə modullaşdırmaq üçün müxtəlif üsullar mövcuddur. Bunlardan ən sadəsi  $u_\omega(t)$  daşıyıcı rəqslərin fazasını generatorun konturunu  $u_\Omega(t)$  modullaşdırıcı siqnallara uyğun olaraq kökdənsalma yolu ilə dəyişməkdir (şəkil 9.12). Buna isə varikapın köməyi ilə asanlıqla nail olmaq olar. Bu zaman konturun faza xarakteristikası

$$\varphi_k(u_\Omega) = \varphi_{FM}(u_\Omega) - \varphi_\omega$$

kimi dəyişir; burada  $\varphi_{FM}$  və  $\varphi_\omega$  – uyğun olaraq çıxış və giriş siqnalların fazalarıdır.



Şəkil 9.12. Faza modulyatorunun sxemi.

FM-siqnalların modullaşma indeksi  $M = \Delta\varphi = S_\varphi u_\Omega$  olur;

burada  $S_\varphi = d\varphi/du$  modullaşma xarakteristikasının dikliyidir.

Faza modullaşması sxemlərində rəqslərin fazaya görə modullaşması ilə yanaşı, amplitud modullaşması da baş verir. AM-ni

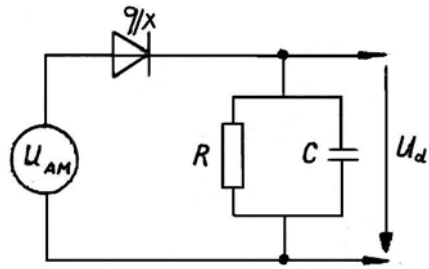
aradan götürmək üçün modulyatorun çıxışına amplitud məhdudlaşdırıcısı qoymaq lazımdır.

Qeyd edək ki, yuxarıda göstərilən modullaşma növləri ilə yanaşı siqnalların impuls modullaşması (İM) da mövcuddur. İM modullaşdırıcı diskret siqnalın impuls ardıcılığının parametrlərindən birinə – amplituduna, davam etmə müddətinə, təkrarlanma perioduna təsir etməklə həyata keçirilir.

### § 9.3. Amplituda görə modullaşmış rəqslərin detektə edilməsi

Modullaşmış yüksək tezlikli rəqslərdən alçaq tezlikli idarəedici rəqslərin (faydalı siqnalların) alınması prosesinə *d e t e k t ə t m ə* və ya *d e m o d u l l a ş m a* deyilir. Detektə etmə prosesində qəbul olunan siqnalın spektri kökündən dəyişilir; yüksək tezlikli modullaşmış rəqslərdən daşıyıcı və alçaq tezlikli modullaşdırıcı siqnalın toplananları alınır. Modullaşmış rəqslərin spektrini dəyişmək üçün başqa sözlə, detektə etmə prosesini həyata keçirmək üçün tərkibinə qeyri-xətti element daxil olan sistemlərdən (buna detektor deyilir) istifadə etmək olar.

Detektor dövrəsindən keçən alçaq tezlikli siqnalları yüksək tezlikli siqnallardan ayırmaq üçün RC alçaq tezlik filtrlərindən istifadə edilir. Amplituda görə modullaşmış rəqslərin detektə edilməsini prinsipcə şəkil 9.13-də göstərilən sxemlə həyata keçirmək olar.



Şəkil 9.13. Amplituda görə modullaşmış rəqslərin detektə edilməsi sxemi.

Əvvəlcə sxemin girişinə modullaşmamış yüksək tezlikli  $u_{\omega}(t) =$

$U_m \cos \omega t$  şəklində dəyişən kiçik amplitudlu zəif siqnal verək. Belə kiçik gərginliklərdə qeyri-xətti elementin xarakteristikasının başlanğıc hissəsindən istifadə olunur. Bu hissədə isə məlum olduğu kimi (§ 4.2), cərəyan gərginlikdən kvadratik asılıdır:

$$i_a = I_0 + au + bu^2$$

Burada  $I_0$ -gərginlik sıfıra bərabər olduqda detektor dövrəsindən keçən cərəyan,  $a$  və  $b$  isə sabit əmsallardır. Gərginliyin ifadəsini burada nəzərə alsaq:

$$\begin{aligned} i_a &= I_0 + aU_m \cos \omega t + bU_m^2 \cos^2 \omega t = \\ &= I_0 + aU_m \cos \omega t + bU_m^2/2 + bU_m^2/2 \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (9.23)$$

olar. Cərəyan spektrinin yüksək tezlikli toplananları  $\omega$  və  $2\omega$  verilmiş halda faydasız olduqlarından onlar detektor sxemində RC filtri vasitəsilə filtrlənir. Qalan toplananlar isə detektor cərəyanını təşkil edir:

$$I_d = I_0 + b U_m^2/2 \quad (9.24)$$

$U_m$ -gərginliyin amplitudu sabit olduqda  $I_d$  detektor cərəyanı da sabit olur, yəni sxem dəyişən cərəyanı sabit cərəyanə çevirən düzləndirici rolunu oynayır.

İndi də fərz edək ki, detektorun girişinə amplituda görə modullaşmış

$$u_{AM} = U_{0m}(1+m\cos \Omega t) \cos \omega t = U_{AM} \cos \omega t \quad (9.25)$$

gərginliyi verilmişdir. Burada  $U_{AM} = U_{0m}(1+m\cos \Omega t)$ -idarəedici  $\Omega$  tezlikli siqnala uyğun dəyişən  $\omega$  tezlikli daşıyıcı rəqslərin amplitududur. Bunu (9.24)-də nəzərə alsaq

$$\begin{aligned} \dot{I}_d = \dot{I}_0 + \frac{bU_{0m}^2}{2} \cdot (1 + 2m \cos \Omega t + m^2 \cos^2 \Omega t) = \dot{I}_0 + \frac{bU_{0m}^2}{2} + \\ + bU_{0m}^2 m \cos \Omega t + \frac{bU_{0m}^2}{4} \cdot m^2 + \frac{bU_{0m}^2}{4} \cdot m^2 \cos 2\Omega t \end{aligned}$$

olar.

Bu ifadədən görünür ki,  $\dot{I}_d$  detektor cərəyanı sabit

$$\dot{I} = \dot{I}_0 + \frac{bm^2U_{0m}^2}{4} + \frac{bm^2U_{0m}^2}{2} \quad (9.26)$$

və dəyişən

$$\dot{I}_\Omega = b m U_{0m}^2 \cos \Omega t + \frac{1}{4} \cdot b m^2 U_{0m}^2 \cos 2\Omega t \quad (9.27)$$

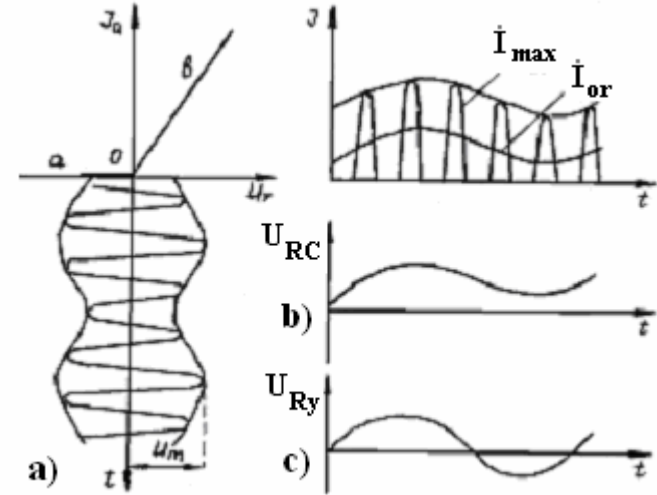
toplananlardan ibarətdir. Axırıncı ifadədə tezliyi  $\Omega$ , amplitudu  $\dot{I}_{m1\Omega} = b m U_{0m}^2$  olan toplanan faydalı,  $2\Omega$  tezlikli və amplitudu  $\dot{I}_{m2\Omega} = b m^2 U_{0m}^2 / 4$  olan toplananı isə faydasız olub, qeyri-xətti təhrifləri yaradır. (9.27) ifadəsindən görüldüyü kimi  $\Omega$  tezlikli cərəyanın  $\dot{I}_{m1\Omega}$  amplitudu daşıyıcı tezlikli gərginliyin  $U_{0m}$  amplitudunun kvadratı ilə mütənasibdir. Bu səbəbdən kiçik amplitudlu zəif siqnalların detektə edilməsi kvadratik detektə etmə adlanır. Kvadratik detektətmədə qeyri-xətti təhrif əmsalı böyükdür.

$$\gamma = \sqrt{\frac{I_{m2\Omega}^2 + I_{m3\Omega}^2 + I_{m4\Omega}^2}{I_{m1\Omega}^2}} = \frac{I_{m2\Omega}}{I_{m1\Omega}} = \frac{b \cdot m^2 \cdot U_{0m}^2}{4mbU_{0m}^2} = \frac{m}{4} \quad (9.28)$$

Məsələn, modullaşma əmsalı  $m=1$  olduqda  $\gamma=0.25$  olur.

İndi də detektorun girişinə böyük amplitudlu siqnal verildiyi hala baxaq. Bu halda detektor xarakteristikası aob sınıq xətlə approksimasiya oluna bilər (şəkil 9.14). Belə olduqda detektor cərəyanı kəsmə bucağı  $\theta=90^\circ$  olan itiüclu impulslar şəklinə düşür. İmpulsların maksimumları  $\dot{I}_{0 \max}$  detektorun girişinə verilmiş siqnalın  $U_{0m}$  amplitudu ilə mütənasibdir. Bu halda detektor xarakteristikası

§4.3-də göstəriləyi kimi aşağıdakı iki düzxət parçası ilə approksimasiya oluna bilər:  $u>0$  olduqda  $i_1 = S_1 u$  və  $u<0$  olduqda  $i_2 = S_2 u$ ; burada  $S_1$ –aob xarakteristikasının ob hissəsinin,  $S_2$  isə oa hissəsinin diklikləridir.



Şəkil 9.14. Amplituda görə modullaşmış rəqslərin xətti detektə edilməsi.

Şəkildən görüldüyü kimi, baxılan halda  $S_2 = 0$ . Fərz edək ki, işçi nöqtə xarakteristikasının sınıma nöqtəsi ilə üst-üstə düşür. Onda, detektorun girişinə (9.25) düsturu ilə ifadə olunan yüksək tezlikli modullaşmış gərginlik verildikdə, cərəyanın müsbət amplitudlarının qurşayanı üçün

$$i_{(+)} = S_1 U_{0m} (1 + m \cos \Omega t),$$

mənfi amplitudlarının qurşayanı üçün isə  $i_{(-)} = 0$  alırıq. Cərəyan qurşayanının orta qiyməti (detektor cərəyanı):

$$i_{d,ort} = \frac{i_+ + i_-}{2} = \frac{(S_1 + S_2) U_{AM}}{2} = \frac{S_1 U_{0m}}{2} + \frac{S_1 m U_{0m}}{2} \cdot \cos \Omega t \quad (9.29)$$

olar.

Buradan görünür ki, detektə olunmuş cərəyanın orta qiymətinin ifadəsində yüksək tezlikli cərəyan toplananları yoxdur və buna görə də bu halda qeyri-xətti təhriflər olmur. Bundan başqa (9.29) ifadəsindən görünür ki, detektor cərəyanı yüksək tezliklə modullaşmış gərginliyin  $U_{0m}$  amplitudundan xətti asılıdır. Buna görə də, detektorun girişinə verilən siqnalın böyük amplitudlarında alınan detektətməyə xətti detektətmə deyilir.

Qeyd edək ki, detektətmə bu halda da qeyri-xətti proses olaraq qalır. Belə ki, bu halda xətti xarakteristikadan yox, sınıq xətlə aproksimasiya oluna bilən qeyri-xətti xarakteristikadan istifadə olunmuşdur. Xətti detektətmədə qeyri-xətti təhriflər olmadığından detektətmənin bu rejimindən geniş istifadə olunur.

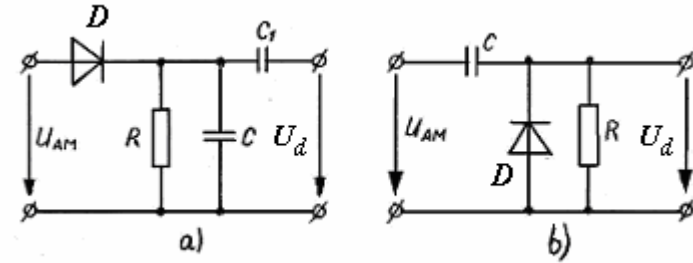
İndi də praktikada ən çox istifadə olunan detektor sxemlərini nəzərdən keçirək.

#### § 9.4. Detektor sxemləri

Modulyatorlar kimi detektorlar da üç növə ayrılır: amplitud detektoru, tezlik detektoru və faza detektoru. Detektorları xarakterizə edən əsas parametrlər bunlardır: qeyri-xətti və tezlik təhrif əmsalları, ötürmə əmsalı, giriş və çıxış müqavimətləri.

AM-siqnalları detektə etmək üçün amplitud detektorlarından istifadə olunur.

**D i o d a m p l i t u d d e t e k t o r u.** Diod detektor sxemlərindən praktikada geniş istifadə olunur. Belə sxemlərin üstünlüyü bunlarda alçaq tezlikli faydalı siqnalların az təhrif olunmasıdır. Çatışmayan cəhəti isə siqnalların belə detektorlarda güclənməməsidir. Detektor sxemlərində dioda yük ardıcıl və ya paralel birləşdirilə bilər (şəkil 9.15 a,b). Ardıcıl detektorda cərəyanın sabit toplananı ardıcıl olaraq dioddan, yükə və siqnal mənbəyindən keçir. Odur ki, belə detektoru sabit cərəyanı keçirməyən mənbəyə qoşmaq olmaz. Bu halda dövrəyə ayırıcı kondensator da daxil edilməlidir.



Şəkil 9.15. Ardıcıl (a) və paralel (b) diod detektorların sxemləri.

Paralel detektor sxemində isə cərəyanın sabit toplananı mənbədən keçmir. Digər tərəfdən C kondensatoru girişə təsir edən sabit gərginliyi dioda buraxmır. Lakin belə sxemlərdə girişdəki yüksək tezlikli modullaşmış siqnal C kondensatoru vasitəsilə bilavasitə yükə düşə bilər ki, bu da paralel detektorların çatışmayan cəhətidir.

Ardıcıl diod detektorunda gedən fiziki prosesləri ətraflı izah edək. Sxemin girişinə yüksək tezlikli modullaşmış siqnal verildikdə gərginliyin müsbət yarımpəriodlarında dioddan cərəyan impulsları keçir. Bu impuls C kondensatorunu təqribən giriş siqnalının  $U_{0m}$  amplituduna bərabər gərginliyə qədər yükləyir. Bu cərəyan impulslarının amplitudları və buna uyğun olaraq C kondensatorundakı  $U_0$  gərginliyi modullaşdırıcı siqnala uyğun olaraq dəyişir. Detektorun  $U_{çix}$  gərginliyi,  $\theta$  kəsmə bucağı və giriş gərginliyinin  $U_{m\text{ gir}}$  amplitudu ilə aşağıdakı münasibətlə əlaqədardır:

$$u_{çix} = U_{m\text{ gir}} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = U_{m\text{ gir}} \cos \theta \quad (9.30)$$

$\theta$  kəsmə bucağı yalnız diodun BAX-ın S dikliyindən və yük müqavimətindən asılıdır. Yük müqavimətindən götürülən  $U_{m\text{ çix}}$  gərginliyinin  $U_{m\text{ gir}}$  giriş gərginliyinin amplitudundan asılılığı detektor xarakteristikası adlanır.

Qeyd edək ki, xətti detektor üçün yük müqavimətinin verilmiş qiymətində detektor xarakteristikası xəttidir; giriş gərginliyinin amplitudunun kiçik qiymətlərində isə əyilir.

Detektor sxeminin işi əsasən detektorun gərginliyə görə ötürmə əmsalı ilə xarakterizə olunur:



$$K_d = \frac{U_{m\Omega_{\text{çix}}}}{U_{m\text{max}} - U_{0m}} = \frac{U_{m\Omega_{\text{çix}}}}{mU_{0m}}$$

burada  $U_{m\Omega_{\text{çix}}}$  – detektorun çıxışdakı alçaqtezlikli siqnalın amplitudu,  $mU_{0m}$  – yüksək tezlikli daşıyıcı rəqslərin amplitudunun maksimal dəyişməsidir. Bu əmsal yüksək tezlikli modullaşmış gərginliyin alçaqtezlikli gərginliyə çevirməyin effektivliyini göstərir.  $U_{m\Omega_{\text{çix}}}$  gərginliyi  $C$  tutumunun hətta kifayət qədər böyük qiymətlərində belə, sözün əsl mənasında sabit deyil; belə ki, kondensator daim dolub-boşalır. Diod detektorunun ardıcıl sxemində  $R_y$  yükəki gərginliyin döyünmələrini  $1/\omega C_y \ll R_y$  şərti daxilində hamarlanmış qəbul etmək olar. Qeyri-xətti təhriflər

$R_y C_y \Omega \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m}$  olduqda, demək olar ki, yox dərəcəsidədir.  $m=0,5$  qiyməti üçün bu şərt belə olar:

$$R_y C_y \Omega \leq 1,5 \quad (9.31)$$

Bunu nəzərə alaraq  $C_y$  kondensatorun tutumunu aşağıdakı şərtdən axtarmaq lazımdır:

$$1,5/R_y \Omega \geq C_y \gg 1/R_y \omega \quad (9.32)$$

Diod detektorunun paralel sxemində  $R_y$  yük müqavimətində yüksək tezlikli gərginliyin impulslarının amplitudu ardıcıl detektor sxemlərinə nisbətən böyükdür və praktiki olaraq detektora verilən gərginliyin amplitudunun iki mislinə bərabərdir. Paralel sxemlərdə döyünən gərginlik  $R_F C_F$  filtrin köməyi ilə hamarlandırılır. Belə sxemlərdə diod detektoru yüksək tezlikli gərginlik mənbəyini şuntlayır və ondan müəyyən güc ayırır.

Detektorun girişinə verilən gərginliyin böyük qiymətlərində ( $U_{m\text{gir}} > 0,5V$ ) və  $R_y$  yük müqaviməti lampanın  $R_i$  daxili müqavimətindən böyük olduqda detektorun giriş müqaviməti belə qiymətlər alır:

Ardıcıl sxem üçün  $R_{\text{gir}} = R_y/2$ , paralel sxem üçün  $R_{\text{gir}} = R_y/3$ .

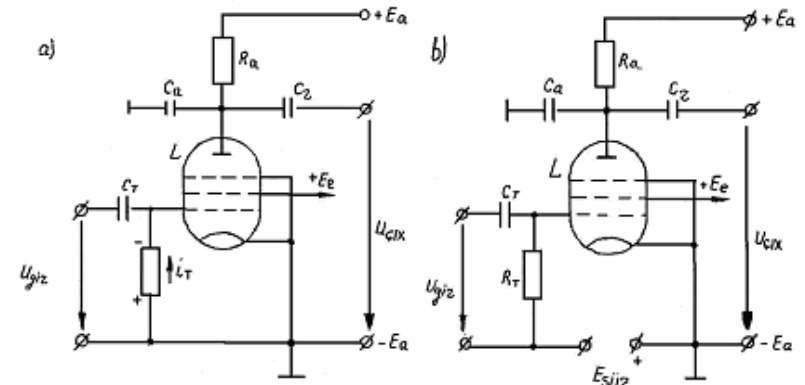
**T o r d e t e k t o r u.** Diod detektorun  $K_d$  ötürmə əmsalı kiçik olduğundan zəif siqnalları detektə etmək üçün tor detektorundan istifadə olunur. Tor detektor sxemi çox vaxt pentod lampası əsasında qurulur (şəkil 9.16 a). Burada detektor rolunu katod- idarəedici tor

aralığı oynayır və detektə etmə  $I_T$  tor cərəyanının  $U_T$  tor gərginliyindən qeyri-xətti asılılığı nəticəsində baş verir. Tor-katod aralığı,  $R_T$  müqaviməti və  $C_T$  kondensatoru birlikdə adi diod detektoru rolunu oynayır.  $R_T C_T$  filtrin parametrləri, diod detektorunda olduğu kimi  $1/\Omega C_T > R_T > 1/\omega C_T$  şərtindən tapılır.

Amplituda görə modullaşmış siqnalın gərginliyi  $i_T$  top cərəyanını yaradır. Bu cərəyanın qiyməti tətbiq olunmuş gərginliyin amplitudundan asılıdır.  $C_T$  kondensatoru yükləndikcə top gərginliyi mənfi qiymətlər alır və bu gərginlik giriş gərginliyinin amplituduna uyğun olaraq dəyişir. Detektə olunmuş alçaqtezlikli siqnal və eləcə də, yüksək tezlikli siqnal sxemdə lampaya vasitəsilə gücləndirilir. Lampanın anod cərəyanı alçaq və yüksək tezlikli iki sabit toplanandan ibarətdir. Anod cərəyanının yüksək tezlikli toplananı  $C_a$  kondensatoru ilə yerə verilir. Bu kondensatorun tutumu aşağıdakı şərtdən təyin edilə bilər:

$$1/\omega C_a \leq R_a$$

Alçaqtezlikli faydalı siqnal isə  $R_a$  rezistorunda bu rəqslərə uyğun gərginlik düşgüsü yaradır və  $C_r$  kondensatoru vasitəsilə çıxışa verilir.

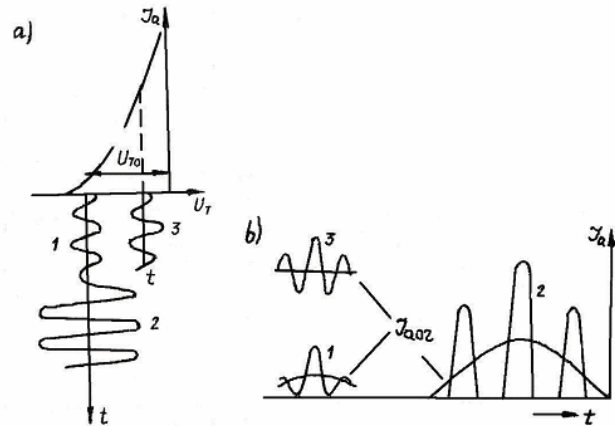


Şəkil. 9.16. Tor (a) və anod (b) detektor sxemləri .

Tor detektorunda həm güclü və həm də zəif siqnallarda nisbətən böyük qeyri-xətti təhriflər yaranır. Kiçik amplitudlu siqnallarda təhriflər tor cərəyanı ilə giriş gərginliyi arasındakı kvadratik asılıqla

əlaqədardır. Giriş gərginliyi amplitudunun böyük qiymətlərində isə torda kifayət qədər böyük mənfi potensial yarandığından lampanın anod-tor xarakteristikasının aşağı əyrixətli hissəsindən istifadə edilir ki, bu da qeyri-xətti təhriflərin əmələ gəlməsinə səbəb olur. Qeyd etmək lazımdır ki, tor gərginliyinin kifayət qədər böyük mənfi qiymətlərində tor cərəyanı tamamilə kəsilə bilər və bu halda detektətmə mümkün olmaz.

**A n o d d e t e k t o r u.** Anod cərəyanının top gərginliyindən qeyri-xətti asılılığı  $I_a = f(U_T)$  detektətmə prosesini icra etmək üçün anod dövrəsindən istifadə olunmasına imkan verir. Anod detektoru sxemi birkaskadlı rezistorlu gərginlik gücləndiricisinin sxemində oxşayır. Amma detektor kaskadında lampanın iş rejimi gücləndirici kaskadından fərqlidir. Anod detektoru sxemində idarəedici tora elə sürüşdürücü gərginlik verilir ki, işçi nöqtə anod-tor xarakteristikasının başlanğıc əyrixətli hissəsində olsun (şəkil 9.17a)



**Şəkil 9.17.** Zəif siqnalların kvadratik, güclü siqnalların isə xətti detektə edilməsi.

Belə olduqda zəif siqnallar üçün kvadratik (şəkildə 1 əyrisi), güclü siqnallar üçün isə xətti detektətmə (şəkildə 2 əyrisi) baş verir. İşçi nöqtə xarakteristikasının düzxətli hissəsinə düşdükdə isə detektətmə mövcud olmur (şəkildə 3 əyrisi).

Anod detektorunda tor cərəyanları olmur. Şəkildən görüldüyü

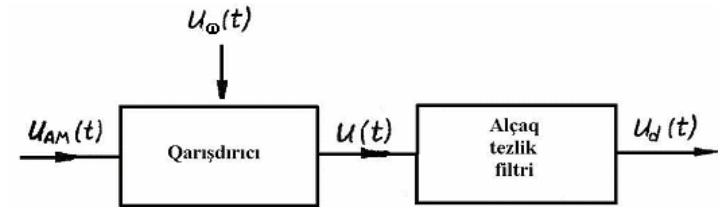
kimi, giriş siqnalının amplitudu anod detektətmədə sürüşdürücü gərginliyin təxminən yarısından böyük olmamalıdır. Əks halda, kifayət qədər dərin modullaşmalarda elə ola bilər ki, torda potensial müsbət olsun. Bu isə tor cərəyanının əmələ gəlməsinə və uyğun təhriflərin yaranmasına səbəb olur.

Anod detektorunun çatışmayan cəhəti zəif siqnallarda onun xarakteristikasının qeyri-xətti olmasıdır.

Anod detektorlardan radioqəbuledicilərdə çox az istifadə olunur, belə ki, onlar başqa detektorlardan xüsusi üstünlüklərə malik deyil, həm də əlavə enerji mənbəyi tələb edir.

**S i n x r o n d e t e k t e t m ə.** Amplituda görə modullaşmış yüksək tezlikli rəqslərdən alçaq tezlikli modullaşdırıcı faydalı siqnalı ayırmaq üçün bu rəqsləri daşıyıcı tezlikli rəqslərlə sinxronlaşdırılmış yüksək tezlikli  $U_d = U_{0m} \cos \omega t$  dayaq siqnalına vurmaqla da həyata keçirmək mümkündür. Bu yolla alınan detektətmə **s i n x r o n d e t e k t e t m ə** adlanır. Şəkil 9.18-də sinxron detektorun funksional struktur sxemi göstərilmişdir. Tutaq ki,  $U_{AM} = U_{0m}(1+m \cos \Omega t) \cos \omega t$  şəklində dəyişən AM-siqnal verilmişdir. Burada,  $U_{0m} \cos \omega t$  – daşıyıcı yüksək tezlikli rəqslərdir. Əgər bu AM-rəqsləri daşıyıcı tezlikli rəqslərə təkrarən vursaq faydalı siqnalı ayırmaq olar.

$$u(t) = U_{AM}(t)u_d(t) = U_{0m}(1+m \cos \Omega t) \cos \omega t U_{0m} \cos \omega t = \frac{U_{0m}}{2} + \frac{mU_{0m}}{2} \cdot \cos \Omega t - \frac{U_{0m}}{2} \cdot \cos 2\omega t (1+m \cos \Omega t)$$



**Şəkil 9.18.** Sinxron detektətmənin funksional struktur sxemi.

Bu ifadədəki birinci və üçüncü hədləri (sabit toplanan və AM-siqnalı), ikinci həddən (faydalı siqnaldan) alçaq tezlik filtri vasitəsilə ayırmaq mümkündür. Sinxron detektətmənin əsas xüsusiyyətlərindən biri ilkin daşıyıcı tezlikli rəqslərlə sinfaz olan

əlavə daşıyıcı tezlikli rəqslərin lazım olmasıdır. Bu məsələnin həlli çox vaxt böyük çətinliklərlə əlaqədardır. Əgər modulyator və detektor bir-birindən müəyyən məsafədə yerləşdirilibsə (məsələn, radorabitədə olduğu kimi), daşıyıcı tezlikli rəqsləri əlavə olaraq qəbuledici qurğunun özündə generasiya etmək, onların tezlik və fazalarını ilkin yüksək tezlikli rəqslərlə yüksək dərəcədə sinxronlaşdırmaq lazımdır.

Tezliyə görə modullaşmış siqnalların detektə edilməsi.

Tezliyə görə modullaşmış siqnalları, məsələn sadə halda sinusoidal rəqslə modullaşmış  $U_{TM} = U_{0m} \cos(\omega t + M_{TM} \sin \Omega t)$  TM-siqnalları detektə etmək üçün bu siqnalları amplituda görə modullaşdırıb adi amplitud detektorundan keçirmək lazımdır. Bu prosesdə amplitud detektorunda gərginliyin dəyişmələri TM-siqnalların tezlik dəyişmələri ilə mütənasib olmalıdır. Bu isə o vaxt mümkündür ki, çeviricinin amplitud-tezlik xarakteristikası xətti olsun, yəni  $K(\omega) = a\Delta\omega$ ,  $a = const$ . Belə çevirici olaraq  $\omega$  daşıyıcı tezliyə nəzərən kökdən salınmış rezonans konturundan istifadə etmək olar (şəkil 9.19 a). Lakin tək kontur çox vaxt detektor xarakteristikasının xəttliliyini tələb olunan dərəcədə təmin edə bilmir. Odur ki, praktiki sxemlərdə rəbitəli konturdan istifadə edirlər. Belə detektor d i s k r i m i n a t o r adlanır (şəkil 9.19 b). Burada hər iki kontur siqnalın  $\omega$  orta tezliyinə nəzərən simmetrik şəkildə kökdən salınır. Bu konturların çıxış gərginlikləri diodların girişlərinə verilir:

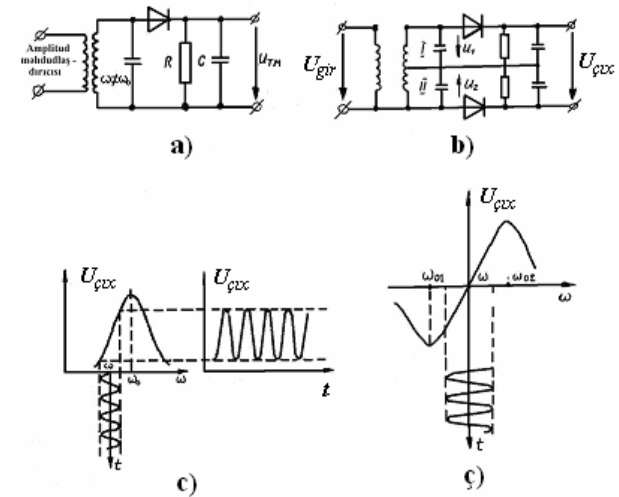
$$U_{m1} = U_{m\text{ gir}} K_1(\omega), U_{m2} = U_{m\text{ gir}} K_2(\omega).$$

Burada  $U_{m\text{ gir}}$ –giriş siqnalın amplitudu,  $K_1(\omega)$  və  $K_2(\omega)$  uyğun olaraq birinci və ikinci konturların ötürmə əmsallarının modullarıdır. Onda diskriminatorun çıxışındakı gərginlik

$$u_{\text{çix}} = K_d(U_{m1} - U_{m2}) = K_d\{K_1(\omega) - K_2(\omega)\} U_{m\text{ gir}} \quad (9.33)$$

TM-siqnalın tezliyinin dəyişməsinə uyğun olaraq dəyişir və beləliklə, sxemdə TM-siqnal tezliyə görə detektə olunur.

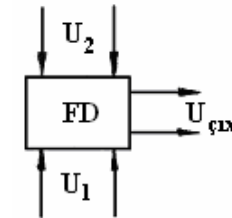
Çıxış gərginliyinin siqnalın tezliyindən asılılığı detektor xarakteristikası adlanır (şəkil 9.19ç).



Şəkil.9.19. Siqnalları tezliyə görə detektə etmək üçün sxemlər (a,b), tək konturun (c), rəbitəli konturların (ç) tezlik xarakteristikaları.

F a z a d e t e k t ə d i l m ə s i. Fazaya görə detektə etmədə iki harmonik rəqsin  $U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$  və  $U_2 = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$  fazaları fərqi təyin edilir; bu rəqslərdən biri məsələn,  $U_2$  dayaq rəqsi kimi götürülür. Bu rəqslər qeyri-xətti altıqütblüdə “qarışdırılarda” (şəkil 9.20) mürəkkəb tərkibli spektr alınır:

$$u_{\text{çix}} = K_F U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \quad (9.34)$$



Şəkil.9.20. Faza detektoru altıqütblü kimi.

Bərabər tezlikli siqnallar müqayisə edilsə, yəni  $\omega_1 = \omega_2$  olduqda

$$u_{\text{çix}} = K_F U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

olar. Deməli, çıxış gərginliyi müqayisə edilən siqnalların fazalar fərqi ilə mütənasibdir.  $\varphi_1 = \varphi_2$  olduqda isə (9.34) ifadəsindən

$$u_{\text{çix}} = K_F U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

olar; detektorun çıxış gərginliyi müqayisə edilən siqnalların tezlikləri fərqi ilə təyin olunur, yəni tezliyə görə detektətmə baş verir.

### §9.5. Tezliyin çevrilməsi

Müasir radioelektronikada radiosiqnalların spektrini alçaq tezlik oblastından yüksək tezlik oblastına, yaxud əksinə, yüksək tezlik oblastından alçaq tezlik oblastına keçirmək lazım gəlir. Bu cür əməliyyata tezliyin çevrilməsi, bunu icra edən radioelektron qurğularına isə tezlik çeviriciləri deyilir. Tezliyin çevrilməsi qeyri-xətti prosesdir. Qeyri-xətti elementdə radiosiqnal köməkçi generatordan (buna adətən geterodin deyirlər) götürülən  $\omega$  tezlikli rəqslərlə “qarışdırılır”. Buna görə də belə funksiyaları həyata keçirən qeyri-xətti element qarışdırıcı adlanır. Bu proses nəticəsində siqnalın spektri tərkibindəki bütün komponentlər onların bir-birinə nəzərən qarşılıqlı yerləşməsi və amplitudları arasındakı münasibətlər pozulmadan tezliyə görə bu və ya digər tərəfə sürüşür. Tezlik çeviricisinin çıxışındakı siqnalın spektri  $S_{\text{çix}}(\omega)$  giriş siqnalının spektri  $S_{\text{giriş}}(\omega)$  ilə  $S_{\text{çix}}(\omega) = K S_{\text{giriş}}(\omega_s \pm \omega_g)$  münasibəti ilə bağlıdır. Tezliyə görə çevrilmiş siqnal yüksək tezlikli LC filtri vasitəsilə ayrılır. Tezlik çeviricisinin prinsipial sxemi şəkil 9.21-də verilmişdir.

Əgər kvadratik funksiya ilə approksimasiya oluna bilən qeyri-xətti elementin (qarışdırıcının) girişinə  $u_s(t) = U_{AM} \cos(\omega_s t + \varphi_s)$  amplituda görə modullaşmış siqnal və geterodindən  $U_g(t) = U_{gm} \cos(\omega_g t + \varphi_g)$  harmonik rəqs verilərsə, onun çıxışında alınan cərəyanın spektrində

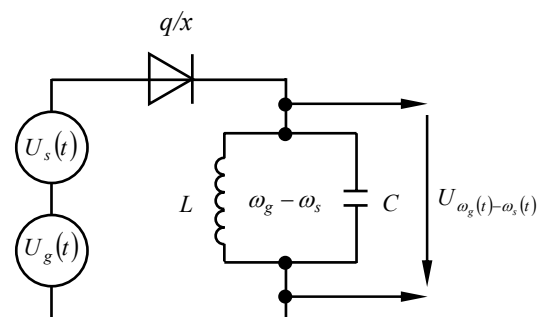
$$i = I_0 + i_{\omega_s} + i_{\omega_g} + i_{2\omega_s} + i_{2\omega_g} + i_{\omega_g \pm \omega_s}$$

kimi komponentlər alınır. Çeviricinin filtrinə  $\omega_g + \omega_s$  və ya  $\omega_g - \omega_s$  tezliklərə kökləyərək bu və ya digər ara tezlikləri;  $\omega_g + \omega_s$  tezliklər

cəmini, və ya  $\omega_g - \omega_s$  tezliklər fərqi ayırmaq olar. Fərz edək ki, kontur  $\Delta\omega = \omega_g - \omega_s$  tezliyinə köklənmişdir. Onda

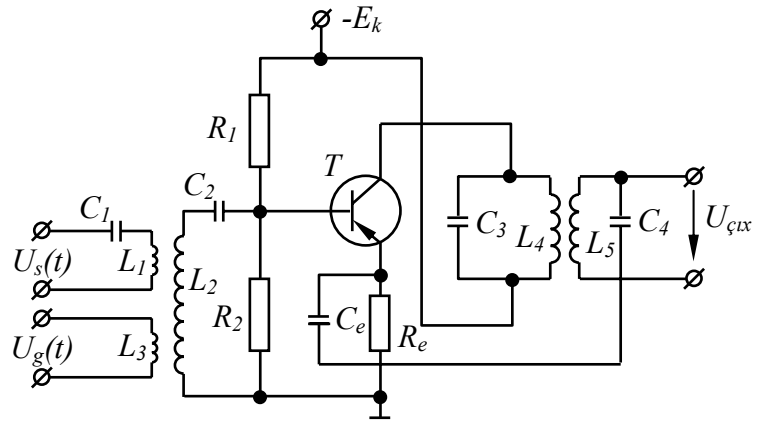
$$\begin{aligned} i_{\omega_g - \omega_s} &= b U_{AM} U_{gm} \cos(\omega_g - \omega_s)t = \\ &= b U_{ms} U_{gm} (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos(\omega_g - \omega_s)t = \\ &= b U_{ms} U_{gm} + \frac{bm}{2} U_{ms} U_{mg} \cos[(\omega_g - \omega_s) - \Omega]t + \\ &+ \frac{bm}{2} U_{ms} U_{mg} \cos[(\omega_g - \omega_s) + \Omega]t \end{aligned}$$

alarıq. Bu yeni  $\omega_{ara} = \omega_g - \omega_s$  daşıyıcı tezliyə malik olan siqnal əvvəlki daşıyıcı siqnalla ötürülən bütün informasiyanı özündə saxlayır. Qeyd edək ki, həmişə  $\omega_{ara} \gg \Omega$  seçilir.



Şəkil 9.21. Tezlik çeviricisinin prinsipial sxemi.

Praktikada adətən  $f_{ara} = \omega_{ara} / 2\pi = 465 \text{ kHs}$  götürülür. Tezlik çeviricilərində qeyri-xətti element olaraq çoxelektrodlu elektron lampaları, bipolyar və sahə tranzistorları, diodlar və habelə diferensial gücləndiricilər tətbiq edilə bilər. Şəkil 9.22-də bipolyar tranzistor əsasında qurulmuş tezlik çeviricisinin sxemi göstərilmişdir.



Şəkil 9.22. Bipolyar tranzistorlu tezlik çeviricisi.

Geterodin və siqnal mənbələrindən verilən  $U_g(t)$  və  $U_s(t)$  gərginliklər  $L_1L_2$  və  $L_3L_2$  induktiv rabitəli konturlar vasitəsilə tranzistorun bazasına düşür. Tranzistorun kollektor dövrəsinə isə  $\omega_{ara}$  tezliyinə köklənmiş  $L_4C_3$  və  $L_5C_4$  zolaqlı filtrləri daxil edilmişdir. Bu vaxt  $L_5C_4$  konturun çıxışında ara tezlikli siqnal alınır.

## X F Ə S İ L

### İMPULS VƏ RƏQƏM TEXNİKASININ ƏSAS ELEMENTLƏRİ

#### § 10.1. İmpuls qurğularının ümumi xarakteristikaları. İmpuls siqnalların parametrləri

Əvvəlki fəsillərdə kəsilməz rejimdə işləyən elektron qurğuları ilə tanış olduq. İndi də impuls (diskret) rejimində işləyən qurğuları nəzərdən keçirək. Bu rejimdə işləyən qurğularda siqnal fasilələrlə, qısa müddət ərzində təsir göstərir. İmpuls elektrik dövrəsində elə həyəcanlanmadır ki, o, növbəti həyəcanlanma baş verənə qədər tam sönmüş olsun. İmpuls rejimi kəsilməz rejimə nisbətən bir sıra üstünlüklərə malikdir:

1. İmpuls rejimində kiçik gücə malik qurğularda impulsun təsiretmə müddətində kifayət qədər böyük güc almaq olar. Belə ki,  $P_i = \frac{T}{t_i} \cdot P_o$ , burada  $P_i$  – bir impulsun təsiretmə müddətində ayrılan güc,  $P_o$  – qurğunun orta gücü,  $t_i$  – impulsun davametmə müddəti,  $T$  – impulsun təkrarlanma periodudur. Təsir müddəti təkrarlanma perioduna nəzərən kiçik olduqca bir impulsda ayrılan güc də çox olur. Bunun nəticəsində impuls rejimində işləyən elektron qurğuların ölçüləri və kütləsini stasionar rejimdə işləyən qurğulara nəzərən əhəmiyyətli dərəcədə azaltmaq olar. Belə ki, bu parametrlər əsasən orta güclə təyin olunur.

2. İmpuls rejimi radioelektron qurğuların işinə temperaturun və həmçinin yarımkeçirici cihazların parametrlərinin təsirini zəiflətməyə imkan verir. Bu, impuls qurğuların elementlərində ayrılan enerjinin az olması ilə xarakterizə olunur. Yarımkeçirici cihazlar impuls qurğularında bir qayda olaraq “açar” rejimində işlədiyindən bunların parametrlərinin zaman keçdikcə dəyişməsi qurğuların işinə nəzərə çarpacaq dərəcədə təsir göstərmir.

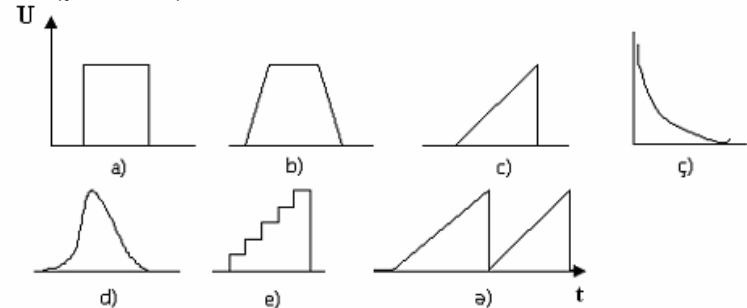
3. İmpuls rejimində radioelektron qurğuların (REQ-ın) informasiyanı ötürmə sürətini xeyli artırmaq olur. Belə ki, impuls qurğuların siqnalları diskretdir və faydalı informasiya standart impulslar kombinasiyasından ibarətdir. İnformasiyanı dəyişmək üçün impul-

sların parametrlərini yox, yalnız onların kombinasiyasını dəyişmək kifayətdir. İmpulsların parametrlərinə, məsələn, amplituduna küylərin təsiri impulslar kombinasiyasının daşdığı informasiyanı dəyişdirmir və nəticədə REQ-ın küylərə qarşı dayanıqlığı da artır.

4. Ən mürəkkəb impuls qurğularını, məsələn, EHM hazırlamaq üçün nisbətən sadə, eyni tip elementlər lazım gəlir ki, bu da REQ-ın etibarlılığını artırmağa, ölçü və kütləsini azaltmağa imkan verir. Belə qurğuları təşkil edən eyni tip elementlərin işə istehsalı yaxşı mənimənilmiş inteqral mikrosxemlərin hazırlanma texnologiyası yolu ilə nisbətən asan almaq mümkündür.

Hazırda impuls qurğuları hesablama texnikasında, kompüterlərdə, radiolokasiyada, televiziya texnikasında, avtomatikada, sənaye elektronikasında və s. geniş yayılmışdır. Müasir böyük sürətli rəqəm hesablama maşınların əsasını da impuls rejimi təşkil edir. Rəqəm texnikası, son zamanlar, radioelektronikanın bir çox sahələrinə nüfuz edir. Bu, hər şeydən əvvəl, onunla izah olunur ki, rəqəm texnikası elementlərinin etibarlılığı çox böyükdür və bunlar iqtisadi cəhətdən əlverişlidir.

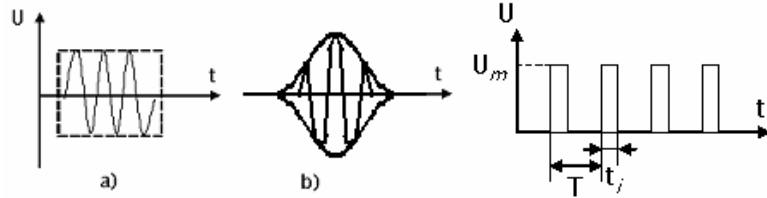
İmpuls texnikasında müxtəlif şəkilli: düzbucaq, trapesiya, zəng-şəkilli, mişarvari, eksponensial, pilləli və b. impulslardan istifadə edilir (şəkil 10.1). Belə impulslara, radioimpulslardan fərqli olaraq, *videoimpulslar* deyilir. *Radioimpulslar* isə yüksək tezlikli rəqsələr paketindən ibarət olur (şəkil 10.2). İmpuls texnikasında, adətən, periodik təkrarlanan videoimpulslardan istifadə olunur (şəkil 10.3)



Şəkil 10.1. Videoimpulslar:

a-düzbucaqşəkilli, b-trapesiyaşəkilli, c-üçbucaqşəkilli, ç-

eksponensial, d-zəngşəkilli, e-pilləli, ə-mişarvari



**Şəkil 10.2.** Radioimpulslar:  
a) düzbucaqşəkilli, b) zəngşəkilli.

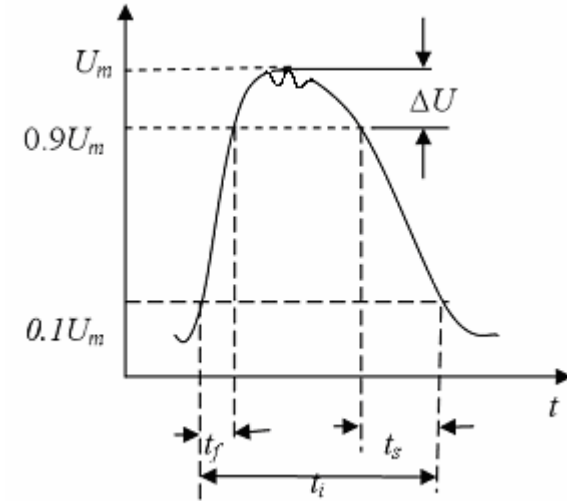
**Şəkil 10.3.** Periodik  
düzbucaqşəkilli impulslar.

İmpulslar, əsas etibarilə, amplitud, davametmə müddəti, təkrarlanma periodu, sönmə müddəti, dərinlik, doldurma əmsalı və s. parametrlərlə xarakterizə olunur. İmpulsun amplitudu ( $U_m$ ), onun cərəyan və gərginliyə görə ən böyük qiymətinə deyildir. İmpulsların yaranmasından tam sönməsinə kimi keçən müddətə onun davametmə müddəti ( $t_i$ ) deyildir. Müasir texnikada tətbiq olunan impulsların davametmə müddəti saniyənin hissələrindən- pikosaniyəyə qədər ola bilər. Bir impulsun sönməsindən digərinin yaranmasına qədər keçən vaxt p a u z a adlanır. *Təkrarlanma* periodu ( $T$ ) isə bir impulsun yaranmasından digər impulsun yaranmasına qədər keçən zamandır. Təkrarlanma periodunun tərs qiymətinə isə *təkrarlanma tezliyi* deyilir  $\left(F = \frac{1}{T}\right)$ .  $q = \frac{T}{t_i}$  nisbəti *impulsların dərinliyi*,

$k = \frac{1}{q} = \frac{t_i}{T}$  nisbəti isə *doldurma əmsalı* adlanır. İmpuls texnikasında

dərinliyi vahiddən bir neçə minə qədər olan impulslar ardıcılığından istifadə olunur.

İndiyə qədər ideal impulsların parametrləri ilə tanış olduq. Real impulslar isə təhrif olunmuş olur (şəkil 10.4). Onların davametmə müddəti amplitudun  $0.1U_m$  qiymətinə görə təyin olunur. Amplitudun  $0.1$  qiymətindən  $0.9$  qiyməti alana qədər keçən zamana ön cəbhə müddəti -  $t_c$ ,  $0.9$  qiymətindən  $0.1$  qiyməti alınana qədər keçən zamana isə impulsun sönmə müddəti- $t_s$  deyilir.  $\Delta U$  *impulsun zirvəsinin qeyri-hamarlığıdır*.



**Şəkil 10.4.** Real impulsun parametrləri

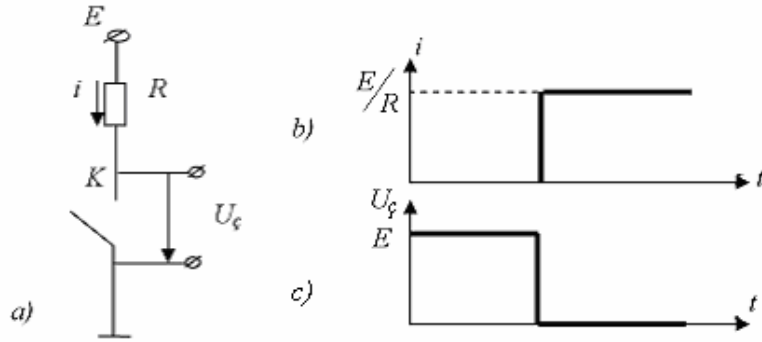
İmpuls texnikasında, xüsusilə, rəqəm texnikasında, baxılan impulslarla yanaşı gərginlik və cərəyan sıçrayışlarından da istifadə olunur.

## § 10.2. Elektron açarları. İmpuls siqnalların sadə formalaşdırıcıları

Bir çox qurğuların tərkibinə elektron açarlar daxildir. İstənilən elektron açarının əsasını açar rejimində işləyən element-yarımkəçirici diod, tranzistor, elektron lampası, ion cihazı və s. təşkil edir. Açar rejimi açarın iki- “qapalı” və “açıq” halları ilə xarakterizə olunur. Şəkil 10.5-də ideal açarın sadələşdirilmiş sxemi və zaman diaqramları göstərilmişdir. Burada açarın qapalı vəziyyətində  $i = \frac{E}{R}$  və  $U_{çix}=0$ ; “açıq” vəziyyətində isə  $i=0$  və  $U_{çix}=E$  olur. Bu vaxt fərz olunur ki, açarın açıq vəziyyətində onun müqaviməti sonsuz böyük, qapalı vəziyyətində isə müqaviməti  $0$ -a bərabərdir.

Real açarlarda isə qapalı və açıq hallara uyğun olan cərəyan və çıxış gərginliyinin qiymətləri tətbiq olunan aktiv elementlərin növündən və onların parametrlərindən asılıdır. Aktiv elementlər

müəyyən ətalətə və bu elementlərdən təşkil olunmuş dövrlərin parazit tutum və induktivliyə malik olmaları nəticəsində real açarlar bir haldan digər hala ani olaraq keçmir.



Şəkil 10.5. İdeal açarın sxemi (a), cərəyan (b) və çıxış gərginliyinin (c) zaman diaqramları.

Elektron açarların keyfiyyəti aşağıdakı parametrlərlə xarakterizə olunur: qapalı halda açarda gərginlik düşgüsü- $U_{a\check{c}}$ ; açıq halda acardan keçən cərəyan- $i_a$ ; açarın bir haldan başqa hala keçmə (çevrilmə) müddəti- $t_{\check{c}}$ ; Bu parametrlər kiçik olduqca açarda itkiyə sərf edilən güc azaldığından onun keyfiyyəti yüksək, çevrilmə sürəti isə böyük olur.

Ən sadə elektron açarı diod açarıdır. Bunlarda aktiv element olaraq yarımkeçirici və ya elektrovakuum diodundan istifadə edilir. Şəkil 10.6-da ardıcıl yarımkeçirici diod açarın (diod yükə ardıcıl qoşulmuşdur) sxemi və onun ötürmə xarakteristikası  $U_{\check{c}ix}=f(U_{gir})$  göstərilmişdir. Müsbət giriş gərginliyində diod açılır və ondan

$$i_{düz} = \frac{U_{gir}}{R_d + R} \quad (10.1)$$

cərəyanı axır. Burada,  $R_d$ - düz istiqamətdə diodun müqavimətidir. Onda açarın çıxışında alınan gərginlik

$$U_{\check{c}ix} = iR = R \frac{U_{gir}}{R_d + R} \quad (10.2)$$

Adətən  $R_d \ll R$ , onda  $U_{\check{c}ix} \approx U_{gir}$  olar.

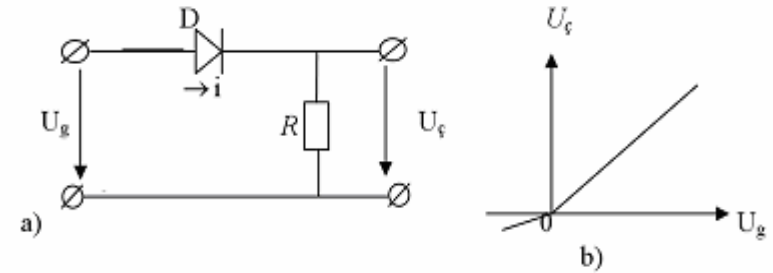
Mənfi giriş gərginliyində dioddan keçən əks-cərəyan

$$i_{\check{c}ix} = \frac{U_{ac}}{R_{\check{c}ix} + R} \quad (10.3)$$

Burada  $R_{\check{c}ix}$ - diodun əks-istiqamətindəki müqavimətidir. Bu vaxt açarın çıxışında gərginlik:

$$U_{\check{c}ix} = R \frac{U_{gir}}{R_{\check{c}ix} + R} \quad (10.4)$$

Bir qayda olaraq,  $R_{\check{c}ix} \gg R$  və  $U_{\check{c}ix} \ll U_{gir}$  olur.



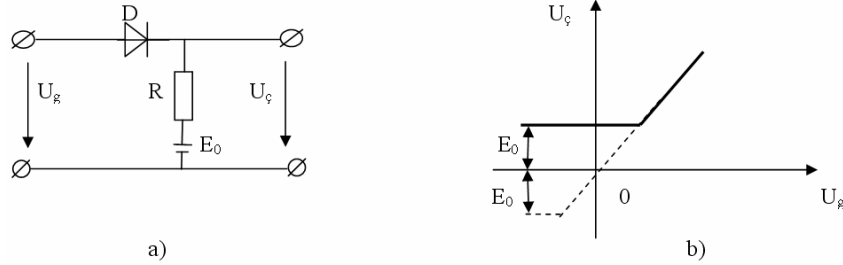
Şəkil 10.6. Sıfır səviyyəli ardıcıl diod açarın sxemi (a) və onun ötürmə xarakteristikası (b).

Baxılan sxem “sıfır səviyyəli” qoşulma sxemi adlanır. Açarın açılıb-bağlanma səviyyəsinə uyğun gərginliyi dəyişmək üçün onun sxeminə  $E_0$  sürüşdürücü gərginlik mənbəyi daxil etmək lazımdır (şəkil 10.7). Bu halda  $U_{gir} > E_0$  olduqda diod açıq olur və  $U_{\check{c}ix} \approx U_{gir}$  olacaqdır.  $U_{gir} < E_0$  olduqda isə diod bağlı olur və  $U_{\check{c}ix} = E_0$ . Sxemdə  $E_0$  mənbəyin qütblərinin yerini dəyişdiyi hala uyğun  $U_{\check{c}ix} = f(U_g)$  xarakteristikası şəkil 10.7-də qırıq xətlə göstərilmişdir. Şəkil 10.8-də paralel diod açarının sxemi (diod yükə paralel qoşulmuşdur) və onun ötürmə xarakteristikası göstərilmişdir. Müsbət giriş gərginliyində diod açıqdır və  $U_{\check{c}ix} = 0$  olur, mənfi gərginlikdə isə diod bağlı olur, yəni  $U_{\check{c}ix} \approx U_{gir}$ . Yuxarıda göstəriləyi kimi, açarın qoşulma səviyyəsinə uyğun olan gərginliyin qiymətini dəyişmək üçün sxemə bu halda da  $E_0$  sürüşdürücü gərginlik mənbəyini daxil etmək lazımdır.

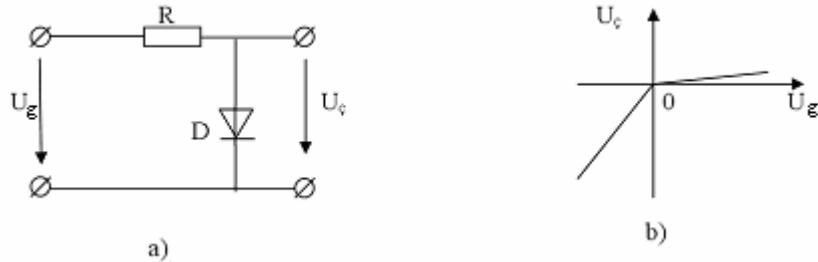
İki diod açarın kombinasiyasından *ikiqat diod açarı almaq olar*



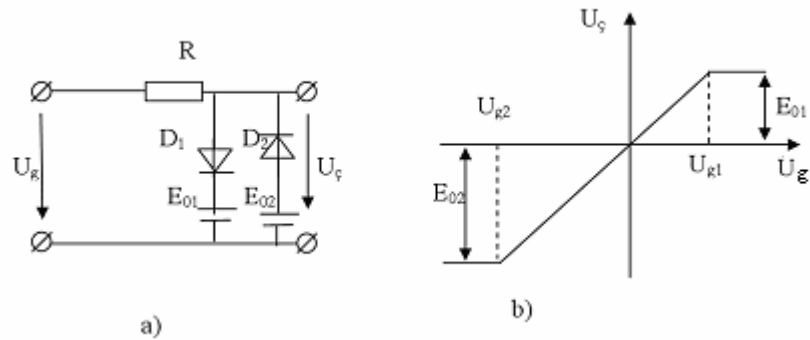
(şəkil 10.9). Belə açarlar giriş gərginliyi birinci və ikinci açarların hər birinin qoşulmasına uyğun gələn  $U_{g1}$  və  $U_{g2}$  gərginliklər intervalında dəyişdikdə işləyə bilər, yəni giriş gərginliyini çıxışa ötürə bilər.



**Şəkil 10.7.** Sıfırdan fərqli səviyyəli ardıcıl diod açarın sxemi (a) və onun ötürmə karakteristikası (b).



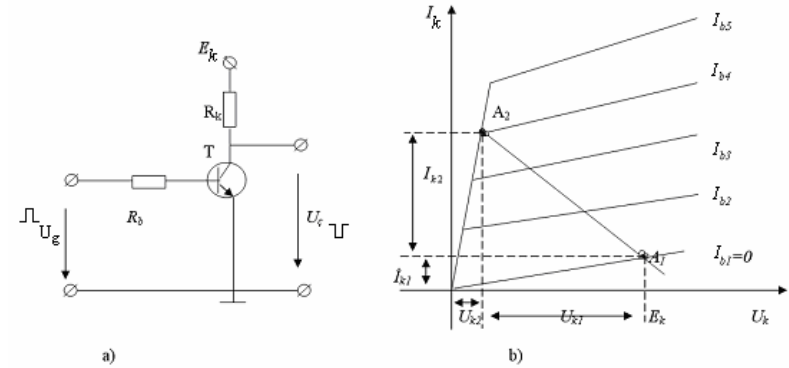
**Şəkil 10.8.** Sıfır səviyyəli paralel diod açarın sxemi (a) və onun ötürmə karakteristikası (b).



**Şəkil 10.9.** İkiqat diod açarın sxemi (a) və onun ötürmə karakteristikası (b).

Diod açarların açılıb-bağlanma müddəti diodun  $p-n$  keçidinin tutumundan və həmçinin diodun ətalətliliyindən asılıdır. Açarın açılıb-bağlanma müddətini azaltmaq üçün az ətalətli diodlardan istifadə etmək lazımdır.

Diod açarları idarəedici və idarəolunan dövrləri bir-birindən ayırmağa imkan vermir. Belə halda tranzistorlu açarlardan istifadə olunur. Şəkil 10.10-da bipolyar tranzistorlu açarın sxemi göstərilmişdir. Bu sxemdə giriş (idarəedici) dövrəsi çıxış (idarəolunan) dövrəsindən ayrılmışdır. Açarın sxemi ümumi emitterli gücləndirici kaskadın sxemindən az fərqlənir. Lakin tranzistor bu halda iki vəziyyətə malik olan açar rejimində işləyir. Birinci hal tranzistorun çıxış xarakteristikasında  $A_1$  nöqtəsi ilə təyin olunur; buna *kəsilmə rejimi* deyilir. Bu rejimdə baza cərəyanı  $I_b = 0$ , kollektor cərəyanı  $I_{k1}$  başlanğıc kollektor cərəyanına bərabər, kollektor gərginliyi isə  $U_k = U_{k1} = E_k$  olur (şəkil 10.10.b).



**Şəkil 10.10.** Bipolyar tranzistorlu açarın sxemi (a) və iş rejiminin karakteristikası (b)  $I_{b1} < I_{b2} < I_{b3} < I_{b4} < I_{b5}$

Kəsilmə rejimi baza potensialının mənfi qiymətlərində alınır. İkinci hal isə  $A_2$  nöqtəsi ilə təyin olunur və *d o y m a r e j i m i* adlanır. Bu rejim müsbət baza gərginliklərində baş verir. Açıq emittor keçidinin müqaviməti az olduğundan baza cərəyanı, əsas etibarilə,  $R_b$  müqaviməti ilə təyin olunur:  $I_{b2} = \frac{U_g}{R_b}$ . Bu halda kollektor keçidi də açıqdır. Kollektor cərəyanı  $I_{k2} = \frac{E_k}{R_k}$  və kollektor gərginliyi

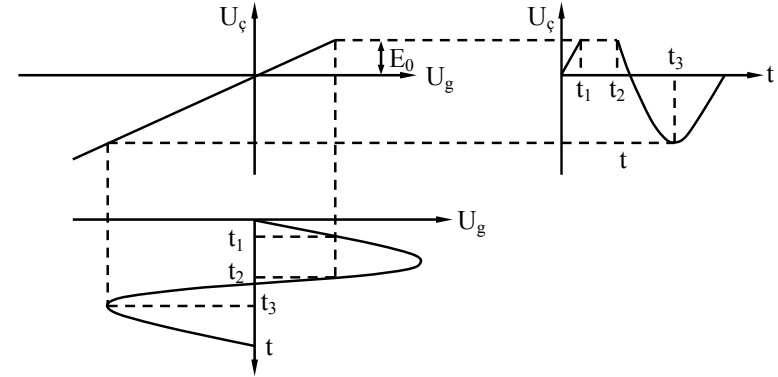
$U_{k2}=0$  olur. Tranzistor kəsilmə rejimindən doyma rejiminə müsbət giriş gərginliyinin təsiri ilə keçə bilər. Bu vaxt giriş gərginliyi (bazanın potensialı) artdıqda çıxış gərginliyi (kollektor gərginliyi) azalır və əksinə. Belə açar *i n v e r t o r* adlanır. Bu terminlə elektrotexnikada sabit elektrik cərəyanını dəyişən cərəyana çevirən qurğuları da adlandırmaq olar. Lakin rəqəm texnikasında bu termin öz əvvəlki mənasını tam daşımır.

İnvertor açarlarından başqa, invertorlama xüsusiyyətinə malik olmayan elektron açarları da vardır. Bunlara təkrarlayıcı açarlar deyilir. Belə açarlarda giriş gərginliyinin azalması ilə çıxış gərginliyi də azalır. Təkrarlayıcı açar emitter təkrarlayıcısı (ümumi kollektorlu gücləndirici kaskad) sxemi əsasında hazırlanır.

Bipolyar tranzistorlu açarların açılıb-bağlanma (çevrilmə) müddəti *p-n* keçidinin tutumu və bazada qeyri-əsas yükdaşıyıcıların kinetikasi ilə təyin olunur. Açılıb-bağlanma sürətini artırmaq məqsədilə çox vaxt sahə tranzistorlu açarlardan istifadə olunur.

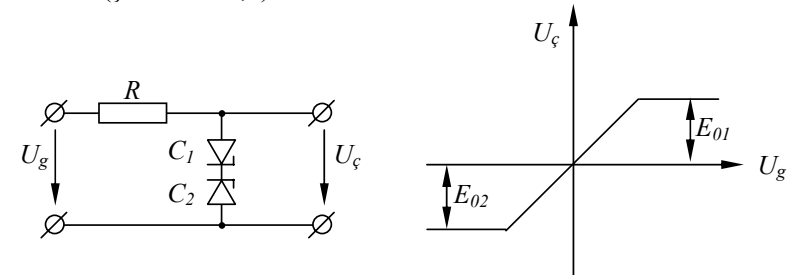
Müxtəlif elektron qurğularını idarə etmək üçün çox vaxt cəbhəsi kəskin sürətdə artan düzbucaqşəkilli, yaxud itiuclu üçbucaqşəkilli impuls ardıcılığını formalaşdırmaq lazım gəlir. Bu məqsədlə praktikada müxtəlif formalaşdırıcı sxemlərdən istifadə olunur ki, bunların da əsasını elektron açarları təşkil edir. Ən sadə impuls formalaşdırıcı qurğular məhdudlaşdırıcı, diferensiallayıcı və inteqrallayıcı dövrlərdir.

M ə h d u d l a ş d ı r ı c ı qeyri-xətti dördqütblü olub, vəzifəsi girişə verilən dəyişən gərginliyi amplituda görə bir və yaxud iki qütb üzrə müəyyən səviyyədə məhdudlaşdırmaqdır. Praktikada məhdudlaşdırıcılardan impulsların müəyyən səbəbdən təhrif olunmuş zirvələrini hamarlamaq üçün istifadə olunur. Gərginliyi “yuxarıdan” məhdudlaşdırmaq üçün kəsilmə, yaxud ancaq doyma rejimlərdə işləyən tranzistor açarlarından istifadə etmək olar. Şəkil 10.11-də  $E_0$  səviyyəli paralel diod açarı (bax: şəkil 10.8,a və 10.9) vasitəsilə sinusoidal gərginliyin yuxarıdan məhdudlaşdırılmasını göstərən diaqram verilmişdir. Məhdudlaşdırmanın səviyyəsi açarın  $E_0$  sürüşdürücü gərginliyinə uyğundur. “Aşağıdan” məhdudlaşdırmanı da baxılan hala oxşar olaraq almaq mümkündür.



Şəkil 10.11. Gərginliyin yuxarıdan məhdudlaşdırılmasını göstərən diaqram.

Gərginliyi həm yuxarıdan və həm də aşağıdan məhdudlaşdırmaq üçün ikiqat açarlardan istifadə olunur. Şəkil 10.12,b-də ikiqat açarın köməyi ilə sinusoidal gərginliyin iki tərəfli məhdudlaşdırılmasının diaqramı göstərilmişdir. Gərginliyi hər iki tərəfdən məhdudlaşdırmaq üçün ardıcıl qoşulmuş stabilitronlardan istifadə etmək daha əlverişlidir. Belə ki, bunlarda sürüşdürücü gərginlik mənbəyi tələb olunmur (şəkil 10.12,a).



Şəkil 10.12. Stabilitronlu ikitərəfli məhdudlaşdırıcının sxemi (a) və onun ötürmə xarakteristikası (b).

Bu halda məhdudlaşdırma səviyyələri uyğun olaraq

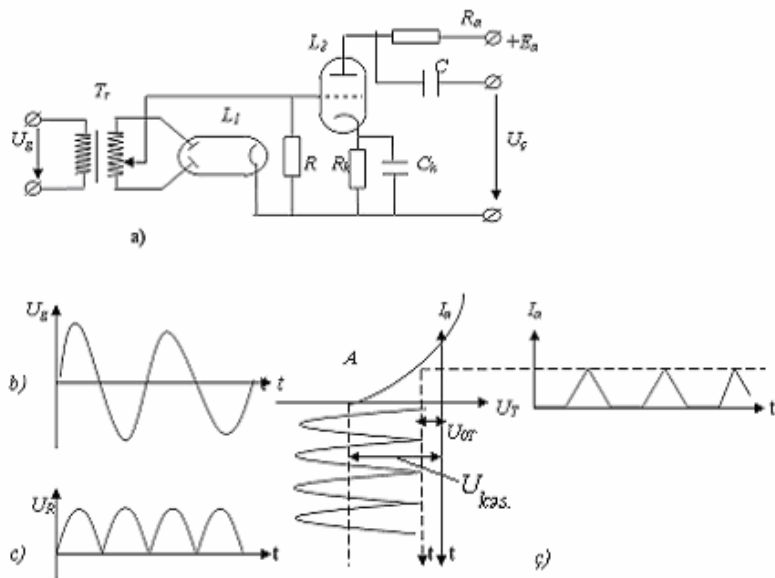
$$E_{01}=U_{C1}+U_{düz2}; \quad E_{02}=U_{C2}+U_{düz1};$$

burada,  $U_{C1}$  və  $U_{C2}$ - uyğun olaraq birinci və ikinci stabilitronların

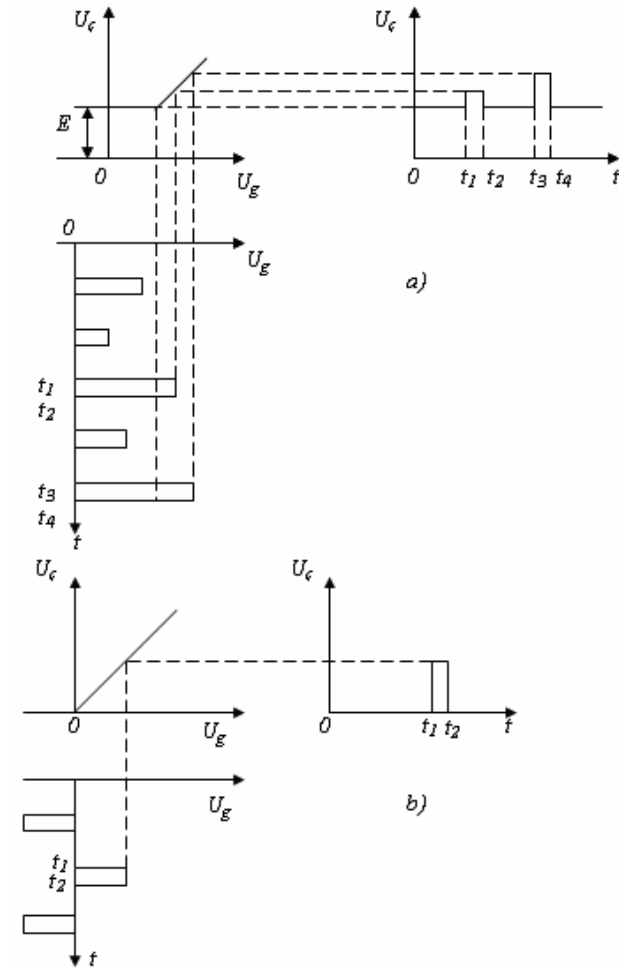
stabilləşmə gərginlikləridir,  $U_{düz1}$  və  $U_{düz2}$  – isə birinci və ikinci stabilitronlara düz istiqamətdə tətbiq olunan gərginliklərdir. Stabilitronlarda  $p-n$  keçidinin tutumu nisbətən böyük olduğundan ( 80-150 pF ), belə məhdudlaşdırıcılarıdan alçaq tezliklərdə işləyən qurğularda istifadə olunur.

Məhdudlaşdırıcıların köməyi ilə sinusoidal gərginlikdən asanlıqla trapesiyaşəkilli impulslar almaq olar (şəkil 10.11). Əgər girişə verilən gərginliyin amplitudu məhdudlaşdırma səviyyəsindən çox böyük olarsa ( $U_{mg} \gg E_0$ ), məhdudlaşdırıcının çıxışında forması düzbucaqşəkilli impulslara çox yaxın olan impulslar alınır.

Praktikada üçbucaq və düzbucaqşəkilli impulslar almaq üçün çox vaxt hər iki növ açarlardan – diod və triod açarlarından eyni zamanda istifadə edirlər. Qeyd edək ki, açar rejimində işləyən tranzistoru triod lampası ilə də əvəz etmək olar. Şəkil 10.13-də sinusoidal rəqslərdən üçbucaqşəkilli impulslar almaq üçün istifadə olunan praktiki sxemlərdən biri göstərilmişdir.



**Şəkil 10.13.** Üçbucaq şəkilli impulsları formalaşdırmaq üçün sxem (a) və bunun iş prinsipini izah edən diaqramlar (b,c,ç).



**Şəkil 10.14.** Məhdudlaşdırıcının köməyi ilə impulsların amplituda (a) və qütblərə (b) görə ayrılması.

Burada sinusoidalşəkilli rəqs (şəkil 10.13, b) ikiqat  $L_1$  diod lampasından keçdikdən sonra  $R$  müqavimətində döyünən rəqs şəklinə

düşür (şəkil 10.13 c).

Bu döyünən gərginlik  $L_2$  lampasının girişinə verilərək gücləndirilir. Bundan əlavə,  $L_2$  lampasının girişinə tor xarakteristikasında A işçi nöqtəsinin (şəkil 10.13 ç) vəziyyətini dəyişmək üçün  $U_{OT}$  sürüşdürücü gərginliyi də vermək lazımdır. Lampanın torundakı gərginliyin müəyyən  $U_{kos}$  qiymətindən sonra (buna kəsilmə gərginliyi deyilir) lampa bağlanır və ondan kəsilmə gərginliyinin qiymətindən böyük gərginliklərə uyğun olan cərəyanlar keçmir. Nəticədə anod dövrəsində üçbucaqşəkilli cərəyan impulsları formalaşır (şəkil 10.13 ç). Bu cərəyan impulsları yük müqavimətindən keçdikdə onda uyğun gərginlik impulsları yaranır. Düzbucaqşəkilli impulslar almaq üçün də buna oxşar sxemdən istifadə etmək olar. Lakin bu halda adi birqat düzləndirici dioddan istifadə etmək lazımdır.

Məhdudlaşdırıcılarından *amplitud selektorlarında* (amplitud ayırddedicilərində) geniş istifadə olunur. Amplitud selektorunun vəzifəsi amplitudu müəyyən səviyyədə böyük və ya kiçik olan impulsları ayırmaqdır.

Şəkil 10.14, a-da məhdudlaşdırıcının köməyi ilə amplitudu  $E_0$  səviyyəsindən böyük olan impulsların ayrılması göstərilmişdir.  $E_0=0$  olanda, impulsları qütblərə görə də ayırmaq olar (şəkil 10.14,b).

Bəzən də düzbucaqşəkilli impulsları itiüclü, qısamüddətli üçbucaqşəkilli impulslara çevirmək tələb olunur. Bunu §2.4-də baxılan diferensallayıcı dövrlərin köməyi ilə asanlıqla həyata keçirmək olar.

### §10.3. Məntiq cəbrinin əsasları və məntiq elementləri

Məntiq cəbri əsasında rəqəm (diskret) şəklində olan informasiyanı işləmək üçün istifadə olunan qurğulara *məntiq elementləri* deyilir. Bunlar *yaddaş elementləri* ilə birlikdə rəqəm qurğularının- elektron hesablama maşınlarının, rəqəmli ölçü cihazlarının və avtomatikanın bir sıra qurğularının əsasını təşkil edir. Məntiq elementləri diskret informasiya üzərində sadə əməliyyatlar aparmaq, yaddaş elementləri isə bu informasiyanı yaddaşında saxlamaq funksiyasını yerinə yetirir.

Məntiq cəbri riyaziyyat elminin bir bölməsi olub, XIX əsrin ortalarında İrlandiya riyaziyyatçısı C.Bul tərəfindən təklif olunmuşdur. Bu cəbrə çox vaxt ədəbiyyatda Bul cəbri də deyilir.

Məntiq cəbrinin (Bul cəbrinin) əsas müddəaları ilə tanış olaq. Məntiq cəbri mürəkkəb mühakimənin tərkibini təşkil edən sadə mühakimələr arasında olan qanunauyğunluqları və qarşılıqlı əlaqələri öyrənir. Belə sadə mühakimələrdən təşkil olunmuş mürəkkəb məntiq funksiyası  $Y = F(X_1, X_2, \dots, X_n)$  - Bul funksiyası adlanır. Burada  $X_1, X_2, \dots, X_n$ ;  $Y$  - funksiyasının arqumentləri olub, sadə (elementar) mühakimələrə uyğundur. Məntiq cəbri nöqtəyi- nəzərindən istənilən mühakimə ancaq ya doğru, yaxud yanlış ola bilər; yəni ancaq iki qiymət ala bilər. *Doğru mühakiməni* “1” rəqəmi ilə (buna “məntiq vahidi” deyilir), yanlış mühakiməni isə “0” rəqəmi ilə (buna isə “məntiq sıfırı” deyilir) işarə etmək qəbul olunmuşdur. Belə sadə mühakimələrdən təşkil olunmuş mürəkkəb Bul funksiyası da bir qayda olaraq iki dəyişəndən ibarət olub, yalnız iki qiymət ala bilər: 0 və 1. Çoxdəyişənli funksiyanı isə iki dəyişənli funksiyadan superpozisiya prinsipi ilə almaq olar.

Sadə mühakimələrin (dəyişənlərin) və onların kombinasiyalarının sayı  $Y = 2^{2^n}$  ifadəsi ilə təyin olunur (burada  $n=0,1,2,3,\dots$ ).  $n=0$  olduqda dəyişənlərin sayı  $2^{2^0} = 2^1 = 2$  olur.  $Y=1$  və ya  $Y=0$  ola bilər. Belə sistemə *ikili sistem* deyilir. İkili sistem “0” və “1” üzərində yalnız üç məntiq əməliyyatı: məntiqi inkar (inversiya) və ya “YOX” əməliyyatı, məntiqi toplama (dizyunksiya) və ya “YAXUD” əməliyyatı, məntiqi vurma (konyunksiya) və ya “VƏ” əməliyyatlarını aparmaq olar. Bu əməliyyatları isə “YOX”, “YAXUD”, “VƏ” məntiq elementləri və onların kombinasiyaları ilə həyata keçirilir. Məntiq elementləri, əsasən, kəsilmə rejimində işləyən elektron açarları əsasında qurulur.

“YOX” *məntiq elementi* – məntiqi inkar (inversiya) əməliyyatını icra edir. Bu əməliyyat bir mühakimənin doğru, digərinin isə yanlış olmasını göstərir,  $Y = \bar{X}$  kimi yazılır və  $Y$  bərabər deyil  $X$  kimi oxunulur. Məsələn, sıfırın inkarı vahiddir və  $0 = \bar{1}$  kimi işarə olunur. Vahidin inkarı isə sıfırdır:  $\bar{1} = 0$ . Məntiq əməliyyatının mahiyyətini daha aydın görmək üçün, adətən, məntiq arqument və funksiyalarının qiymətləri cədvəl şəklində göstərilir. Belə cədvəllərə “g e r ç ə k l i k” cədvəlləri deyilir. “YOX” əməliyyatı üçün bu cədvəl 10.1- dəki kimidir.

**Cədvəl 10.1**

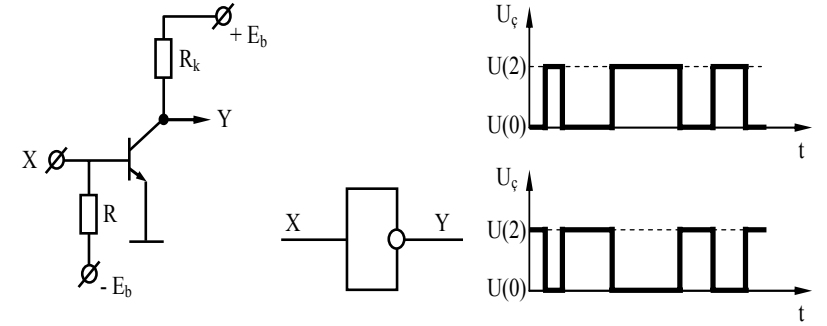
YOX	
X	Y
0	1
1	0

“YOX” əməliyyatını yerinə yetirən element, işarə dəyişdirici yaxud *invertor* adlanır. “YOX” məntiq elementi çıxışda işarəcə girişdəkinə əks olan siqnal yaradır. “YOX” əməliyyatı tranzistor açarı vasitəsilə həyata keçirilir (şəkil 10.17). Girişə siqnal verilmədikdə (məntiq “0”) tranzistor bağlanır,  $R_k$  rezistorunda gərginlik düşgüsü praktiki olaraq sıfır olur və bu vaxt çıxış gərginliyi mənbəyin  $E_k$  gərginliyinə bərabər olur. Yəni  $U_c = U(1)$  (məntiq vahidi “1”).

**Cədvəl 10.2**

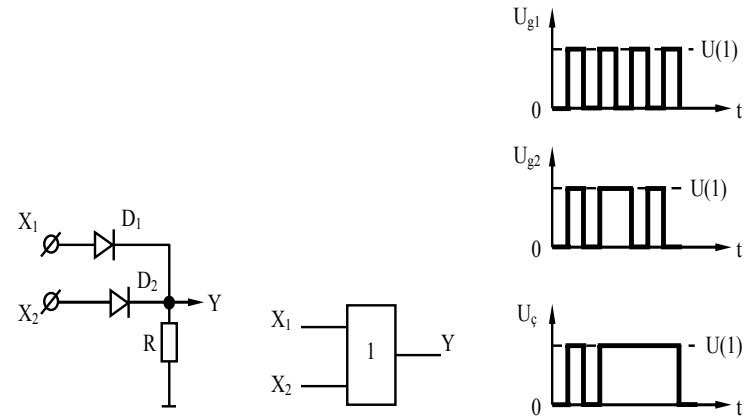
YAXUD		
$X_1$	$X_2$	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

İnvertorun girişinə  $|U_g| > |E_b|$  müsbət potensial (məntiq vahidi “1”) verildikdə isə tranzistor açılır, doyma rejiminə keçir və onun çıxış gərginliyi  $U_c = U(0)$  (məntiq sıfırı “0”) olur. Beləliklə, tranzistor açarı “0”-ı “1”-ə və əksinə çevirir ki, bu da “YOX” əməliyyatına uyğundur. Şəkil 10.17-də “YOX” əməliyyatı həyata keçirən invertorun şərti işarəsi və onun işinin zaman diaqramları göstərilmişdir.



**Şəkil 10.17.** “YOX” məntiq elementinin prinsipial sxemi (a), şərti işarəsi (b) və zaman diaqramları (c).

İki dəyişəndən (arqumentdən) asılı olan funksiya üçün “YAXUD” əməliyyatı və ya məntiqi toplama (dizyunksiya), “V” və ya “+” kimi işarə olunur.  $Y = X_1 V X_2 V X_3 V \dots V X_n$ . “YAXUD” əməliyyatının gerçəklik cədvəli belədir (cədvəl 10.2). Bu əməliyyat onu göstərir ki, Y hadisəsi, yəni məntiqi cəm, ya  $X_1$ , yaxud  $X_2$  və ya  $X_1 + X_2$  hadisələrinin birlikdə təsiri nəticəsində yaranır. “YAXUD” əməliyyatını şəkil 10.18-də göstərilən sadə diod-rezistor sxemi ilə həyata keçirmək olar. Sxemin girişinə siqnal verilmədikdə hər iki diod bağlı vəziyyətdə olur və çıxış gərginliyi sıfıra bərabərdir (məntiq sıfırı “0”). Girişlərdən istənilən birinə və ya hər ikisinə eyni zamanda siqnal verildikdə isə R müqavimətindən cərəyan keçir, onda gərginlik düşgüsü yaranır və sxemin çıxış gərginliyi sıfırdan fərqli olur (məntiq vahidi “1”). Beləliklə, baxılan sxem “YAXUD” əməliyyatını yerinə yetirir. YAXUD əməliyyatının şərti işarəsi və zaman diaqramları şəkil 10.18 b,c-də göstərilmişdir.



0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

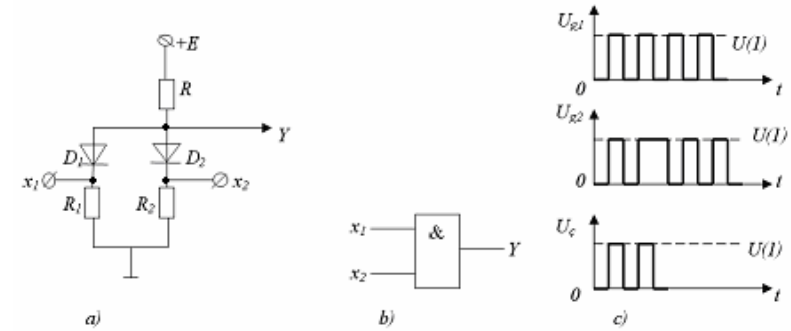
Şəkil 10.18. “YAXUD” məntiq elementinin prinsipial sxemi (a), şərti işarəsi (b) və zaman diaqramları (c).

“VƏ” əməliyyatı və ya məntiqi vurma (konyunksiya); “ $\wedge$ ” və ya “.” ilə işarə olunur. Onda  $Y = X_1 \wedge X_2 \wedge X_3 \wedge \dots \wedge X_n$  olar. İkidəyişənli funksiya üçün bu əməliyyatın “gerçəklik” cədvəli belədir: (cədvəl 10.3). Cədvəldən göründüyü kimi,  $X_1$  və  $X_2$  dəyişənlərin hər ikisi eyni zamanda məntiqi vahidə bərabər olduqda  $Y$  funksiyası doğru (məntiq vahidi “1”) qiymət ala bilər. Şəkil 10.19-da iki girişə malik olan “VƏ” məntiq elementinin sadələşdirilmiş sxemi göstərilmişdir.  $R_1=R_2 \ll R$  olduqda sxemin girişlərinə siqnal verilmədikdə hər iki diod açıq olur,  $R_1$  və  $R_2$  rezistorlarında gərginlik düşükləri də kiçik olur və  $U_{çix}=0$  (məntiq sıfırı “0”) alınır. Girişlərin yalnız birinə siqnal verildikdə, yəni  $X_1=1$  və ya  $X_2=1$  olduqda əvvəlki kimi  $U_{çix}=0$  qalar (çünki bu halda diodlardan biri açıq olur və aydındır ki, onun müsbət qütbündə və uyğun olaraq sxemin çıxışında gərginlik sıfıra bərabər olur). Sxemin girişlərinin hər ikisinə eyni zamanda siqnal verildikdə, yəni  $X_1=1$  və  $X_2=1$  olduqda isə hər iki diod bağlanır və  $U_{ç}=+E_k$  (məntiq vahidi “1”) olur.

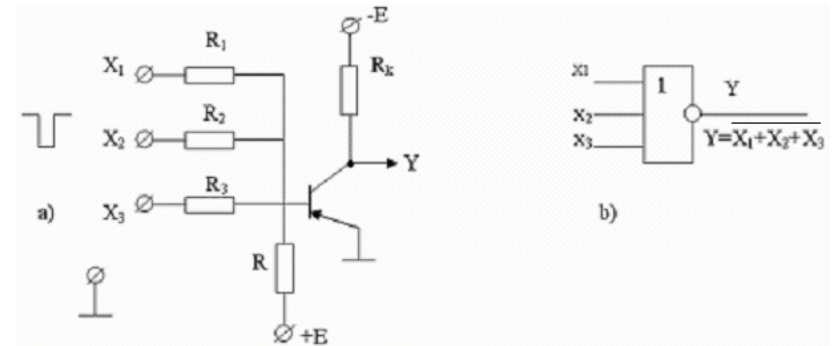
VƏ		
$X_1$	$X_2$	Y

Cədvəl 10.3

Beləliklə, sxemin işi “VƏ” əməliyyatına müvafiq olur. Praktikada “VƏ” məntiq elementlərinin girişləri ikidən çox da ola bilər və onun çıxışında siqnal (məntiq vahidi “1”) yalnız bütün girişlərə siqnal eyni zamanda verildikdə yaranır. “VƏ” məntiq elementinin şərti işarəsi və zaman diaqramları şəkil 10.19-da verilmişdir.



Şəkil 10.19. “VƏ” məntiq elementinin prinsipial sxemi (a), şərti işarəsi (b) və zaman diaqramları (c).



Şəkil 10.20. Rezistor-tranzistor məntiqi əsasında hazırlanan “YAXUD-YOX” məntiq elementinin prinsipial sxemi (a) və şərti işarəsi (b).

onun şərti işarəsi (b).

Baxılan əsas məntiq elementlərindən başqa “QADAĞAN” məntiq elementlərindən də istifadə edilir. *Qadağan məntiq* elementi sadə halda icazə verilən  $X_1$  və qadağan olunan  $X_2$  girişlərinə malikdir.  $X_2=0$  olduqda elementin çıxışında alınan siqnal  $X_1$  girişinə verilən siqnalı təkrarlayır,  $X_2=0$  olduqda isə  $X_1$ -ə verilən siqnalın qiymətindən asılı olmayaraq sxemin çıxışında həmişə məntiq sıfırı “0” alınır.

Bu məntiq elementləri ilə yanaşı “VƏ-YOX”, “YAXUD-YOX” və hətta “2 VƏ-YAXUD-YOX” və başqa kombinə edilmiş elementlərindən də geniş istifadə olunur. “VƏ-YOX” elementi  $Y = X_1 \wedge X_2 \wedge X_3 \wedge \dots \wedge X_n$  “YAXUD-YOX” elementi isə  $Y = X_1 \vee X_2 \vee X_3 \vee \dots \vee X_n$  əməliyyatlarını həyata keçirir. Bu əməliyyatların gerçəklik cədvəlləri cədvəl 10.4 və cədvəl 10.5-də göstərilmişdir.

**Cədvəl 10.4**

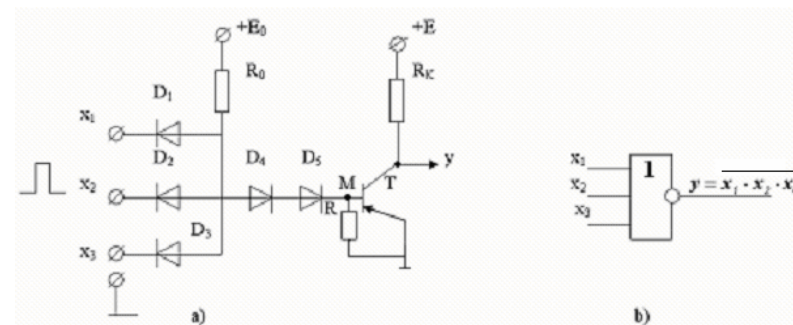
YAXUD-YOX		
$X_1$	$X_2$	Y
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

**Cədvəl 10.5**

VƏ-YOX		
$X_1$	$X_2$	Y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Hazırda məntiq elementləri, xüsusilə kombinə edilmiş məntiq elementləri, məntiq inteqral mikrosxəmlər (İMS) əsasında yaradılır. Şəkil 10.20-də rezistor-tranzistor məntiqi əsasında hazırlanmış “YAXUD-YOX” əməliyyatını icra edən məntiq elementinin

prinsipial inteqral mikrosxemi (məsələn, K2LB171 tipli) və onun şərti işarəsi göstərilmişdir. Sxem mənfə məntiq Prinsipi ilə işləyir. “YAXUD” məntiq əməliyyatları  $R_1$ ,  $R_2$  və  $R_3$  rezistorları ilə həyata keçirir. Məntiq “1”-ə uyğun mənfə gərginlik  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  girişlərindən istənilən birinə verildikdə tranzistor açılır və onun çıxışında məntiq “0” alınır.



**Şəkil 10.21.** Diod-tranzistor məntiqi əsasında hazırlanan “VƏ-YOX” məntiq elementinin prinsipial sxemi (a) və onun şərti işarəsi (b).

Şəkil 10.21-də diod-tranzistor məntiqi əsasında qurulan “VƏ-YOX” məntiq elementinin prinsipial sxemi və onun şərti işarəsi göstərilmişdir. Sxem müsbət məntiq prinsipi ilə işləyir. Bütün girişlərə müsbət potensial verildikdə  $D_1, D_2, D_3$  diodları bağlanır və  $M$  nöqtəsinin potensialı yüksək olur. Bu potensialın təsiri ilə tranzistor açılır və doyma rejiminə keçir. Nəticədə tranzistorun kollektorunda potensial sifra yaxınlaşır, başqa sözlə, sxemin çıxışında məntiq “0” alınır. Əgər bu girişlərin heç olmasa birində potensial sifra bərabər olarsa  $D_1, D_2, D_3$  diodlarından biri açıq olur ki, bu da  $M$  nöqtəsinin potensialının azalmasına və tranzistorun bağlanmasına səbəb olur. Bu vaxt tranzistorun kollektorunda potensial artır və onun çıxışında məntiq “1” alınır.  $D_4$  və  $D_5$  diodları sxemin küylərə qarşı dayanıqlığını artırmaq üçün əlavə edilmişdir. Göstərilən sxemlərlə yanaşı praktikada çox vaxt “tranzistor” və “tranzistor-tranzistor” məntiqləri əsasında hazırlanan məntiq elementlərindən də istifadə edilir. Bunlar inteqral texnologiya ilə bipolyar və eləcə də, sahə tranzistorları əsasında hazırlanır. Məsələn, K1LB141 və ya K1LB722

inteqral mikrosxemləri uyğun olaraq bipolyar və sahə tranzistorları əsasında “YAXUD-YOX” əməliyyatını icra edən tranzistor, 1LB344A sxemi isə “VƏ-YOX” əməliyyatını həyata keçirən tranzistor-tranzistor məntiqi əsasında hazırlanan məntiq elementləridir. Belə sxemlərlə xüsusi ədəbiyyatda tanış olmaq olar.

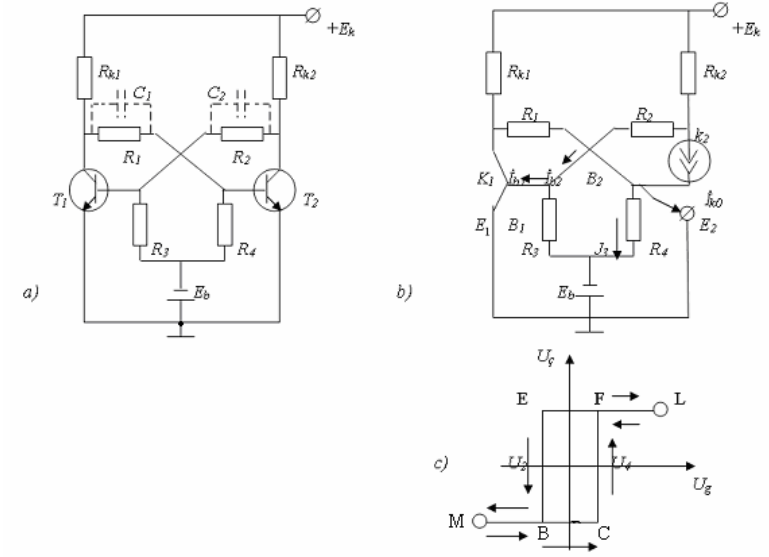
#### § 10.4. Triggerlər

İkidayanlıq hala malik olan və bir haldan digər hala xarici açıcı impulsun təsiri ilə sıçrayışla keçən elektron qurğularına triggerlər deyilir. Ədəbiyyatda bunlara bəzən işəsalma qurğular da deyilir. Triggerlər avtomat və elektron hesablama qurğularında düzbucaqşəkilli impulslar almaq, iki gərginliyi müşahidə etmək, ikili informasiyanı yaddaşında saxlamaq, impulsları bölmək və saymaq və.s üçün tətbiq olunur.

*Trigger* – kaskadlar arasında dərin müsbət əks-rabitə yaradılmış ikikaskadlı sabit cərəyan gücləndiricisindən ibarətdir. Trigger sxemlərində olan elektron cihazları (lampalar və ya tranzistorlar) açar rejimində işləyir və ümumi halda sxemə ardıcıl qoşulmuş iki elektron açarı kimi baxmaq olar. Bu vaxt birinci açarın çıxış gərginliyi ikinci açarın giriş gərginliyini və əksinə, ikinci açarın çıxış gərginliyi birincinin giriş gərginliyini idarə edir. Belə dərin müsbət əks rabitə ( $\beta K > 1$ ) yaradılmış sistemin (triggerin)  $U_{\varphi} = f(U_g)$  ötürmə xarakteristikası şəkil 10.22 c-də göstərilmişdir.  $U_g = U_4$  olduqda, sistem bir dayanıqlı haldan digər dayanıqlı hala (C nöqtəsindən F nöqtəsinə) sıçrayışla keçir. Bu halda çıxış gərginliyi  $-U_{\varphi}$ -dan,  $+U_{\varphi}$  qiymətinə qədər dəyişir. Gərginliyin  $U_g > U_2$  qiymətinə qədər sistem bu halda qalır.  $U_g = U_2$  olanda isə sistem ikinci dayanıqlı tarazlıq halından birinci dayanıqlı hala (E nöqtəsindən B nöqtəsinə) keçir və çıxış gərginliyi  $+U_{\varphi}$ -dan,  $-U_{\varphi}$  qiymətinə qədər dəyişir. Nəticədə, belə sistem histerezis xarakteristikasına malik olur (şəkil 10.22).

Bipolyar tranzistorlu triggerin sxemini (şəkil 10.22, a) daha ətraflı araşdıraq.  $R_{k1} = R_{k2}$ ,  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$  olduqda bu sxem simmetrik trigger adlanır. Tutaq ki,  $T_1$  tranzistoru doyma,  $T_2$  isə bağlı rejimdədir, yəni trigger birinci dayanıqlı haldadır. Onda  $T_1$  tranzistoru açıq olduğundan onun kollektor, emitter və bazasında potensiallar təxminən eyni olur,  $T_2$  tranzistorunun isə emitter- baza keçidi

bağlı olduğundan, onun kollektor dövrəsində  $I_b = 0$  qiymətinə uyğun olan  $I_{k0}$  başlanğıc cərəyanı vardır. Bu hala uyğun olan triggerin ekvivalent sxemi şəkil 10.22, b-də göstərilmişdir.  $T_1$  tranzistoru doyma rejimində işlədiyindən  $B_1, E_1, K_1$  qısa qapanmışdır.



**Şəkil 10.22.** Kollektor-baza rabitəli triggerin prinsiplial (a), ekvivalent (b) sxemləri və ötürmə xarakteristikası (c)

$T_2$  tranzistorun bağlı vəziyyətdə olması üçün onun bazasının potensialı mənfi ( $U_{b2} < 0$ ) olmalıdır. Bu halda  $T_2$  tranzistorunun baza dövrəsi üçün Kirxhofun ikinci qanununa görə  $E_b = I_{k0} R_4 + U_{b2}$  yazmaq olar.  $U_{b2} < 0$  olduğunu nəzərə alıb,  $T_2$  tranzistorunun bağlanması şərtini belə də yazmaq olar:

$$E_b \geq I_{k0} R_4, \text{ buradan } R_4 \leq \frac{E_b}{I_{k0}} \quad (10.10)$$

Bu bərabərsizlik  $E_b$ -nin minimum,  $I_{k0}$ -ın maksimum qiymətlərində daha asan ödənilir. (10.10) şərtindən verilmiş  $E_b$  üçün  $R_4$  və  $R_3$  ( $R_4 = R_3$ ) müqavimətlərini tapmaq olar.

$T_1$  tranzistorunun doyma rejimində işləməsi üçün onun baza cərəyanı

$$I_{b1} > I_{b,doyma} \quad (10.11)$$



olmalıdır. Burada  $I_{bldoy}$ - $T_1$  tranzistorunun doyma rejiminə keçməsi üçün lazım gələn baza cərəyanıdır. Bu cərəyan isə doyma rejiminə uyğun olan kollektor cərəyanı ilə aşağıdakı kimi bağlıdır:

$$I_{bldoy} = \frac{I_{kldoy}}{\beta} \quad (10.12)$$

Burada  $\beta$  - ümumi emitterli gücləndirici kaskadın baza cərəyanına görə gücləndirmə əmsəlidir.

$$I_{kldoy} = \frac{E_k}{R_{k_1}}$$

olduğunu nəzərə alsaq, (10.12) ifadəsini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

$$I_{b,doy} = \frac{E_k}{\beta R_k} \quad (10.13)$$

Triggerin ekvivalent sxemindən görüldüyü kimi olar.

$$I_{b1} = I_2 - I_3 \quad (10.14)$$

Burada

$$I_2 = \frac{E_k}{R_2 + R_{k_2}} + \frac{R_{k_2} I_{k_0}}{R_2 + R_{k_2}}, \quad (10.15)$$

$$I_3 = \frac{E_b}{R_3} \quad (10.16)$$

(10.13)- (10.16) ifadələrini (10.11) şərtində nəzərə alsaq,

$$\frac{E_k - R_{k_2} I_{k_0}}{R_2 + R_{k_2}} - \frac{E_b}{R_3} > \frac{E_k}{\beta R_{k_1}}$$

olar. Burada  $R_{k_1} = R_{k_2} = R_k$  olduğunu nəzərə alıb,  $R_1$  və  $R_2$  müqavimətlərini tapmaq olar:

$$R_1 = R_2 < R_k \left[ \frac{\beta R_3 (E_k - R_k I_{k_0})}{\beta R_k E_b + R_3 E_k} - 1 \right]. \quad (10.17)$$

(10.17) şərti  $\beta$  və  $R_k$ -nın minimum,  $I_{k_0}$  -ın isə maksimum qiymətlərində ödənilməlidir.

Triggerin çıxış gərginliyi impulsunun amplitudu, sxemin çıxışı ilə əlaqədar olan tranzistorun bağlı və açıq hallarına uyğun kollektor potensiallarının fərqi ilə təyin olunur:

$$\Delta U_c = U_{kb} - U_{k_0} = \frac{E_k R_k}{R_1 + R_k} - I_{kt} \frac{R_1 R_k}{R_1 + R_k}, \quad (10.18)$$

burada  $I_{kt}$ - ətraf mühitin verilmiş  $t$  temperaturunda kollektor cərəyanı,  $U_{kb}$ -bağlı tranzistorun kollektorunda gərginlik düşgüsüdür. Elementlərin parametrləri düzgün seçilmiş olarsa, yarımkeçirici triggerlər üçün  $\Delta U_c$ -in qiymətini (0.8-0.9)  $E_k$ -ya çatdırmaq olar.

İndi də triggerin bir dayanıqlı haldan digər hala keçməsinə, yəni onun çevrilməsinə baxaq. Bu çevrilməni doyma rejimində işləyən tranzistorun bazasına mənfə qütblü impuls verməklə asan icra etmək olar. Doyma rejimində işləyən  $T_1$  tranzistorun bazasına belə mənfə impuls verdikdə onun baza və kollektor cərəyanları azalacaq və o, doyma rejimindən çıxacaqdır. Bu vaxt  $T_1$  tranzistorun kollektor potensialı artır, bu da, öz növbəsində  $T_2$  tranzistorun baza potensialının artmasına və nəticədə, onun baza və kollektor cərəyanlarının artmasına səbəb olacaqdır. Buna görə də,  $T_2$  tranzistorun kollektorunda potensial azalır ki, bu da onunla rəbitədə olan  $T_1$  tranzistorun baza potensialının azalmasına gətirib çıxarır.

Beləliklə, müsbət əks-rəbitənin yaranması nəticəsində bu çevrilmə prosesi sel şəklində davam edərək  $T_1$  tranzistorun tam bağlanması (kəsilmə rejimi) və  $T_2$  tranzistorunun isə doyma rejiminə keçməsinə, yəni triggerin ikinci dayanıqlı halına keçməsinə səbəb olur. Bu prosesə bəzən *regenerasiya* prosesi deyilir.

Çevrilmə prosesinin davam etmə müddəti doyma halında olan tranzistorun bazasında toplanan yükdaşıyıcıların yoxolma (sorulma) zamanından əhəmiyyətli dərəcədə asılıdır. İşəsalıcı impulsun amplitudu böyük olduqca bu zaman da azalır. Çevrilmə prosesinin sürətini artırmaq məqsədi ilə  $R_1$  və  $R_2$  rezistorlarına paralel  $C_1$  və  $C_2$  “sürətləndirici” kondensatorlar qoşulur. Bunlar sxemə triggerin bir dayanıqlı halından digərinə keçmə sürətini artırmaq zəruriyyəti yarandıqda və qısa müddətli çıxış impulsunu almaq tələb olunduqda

daxil edilir. Triggerin birinci dayanıqlı halında  $C_2$  kondensatorunun yükü az olur; yəni  $T_2$  tranzistoru kollektorunun potensialı  $T_1$  tranzistoru bazasının potensialından az fərqlənir. Çevrilmə prosesi müddətində isə  $C_2$  kondensatoru yüklənir və onun yüklənmə cərəyanı  $T_1$  tranzistorun baza cərəyanını artırır və buna görə də,  $T_1$  tranzistorun açılmasını sürətləndirir.

Trigger üç üsulla işə salına bilər:

1) tranzistorların bazalarına iki müxtəlif generatordan müxtəlif zaman anlarında eyni qütblü impulslar verməklə (buna müstəqil işə salınan trigger deyilir);

2) eyni tranzistorun bazasına növbə ilə təkrarlanan müxtəlif impulslar verməklə;

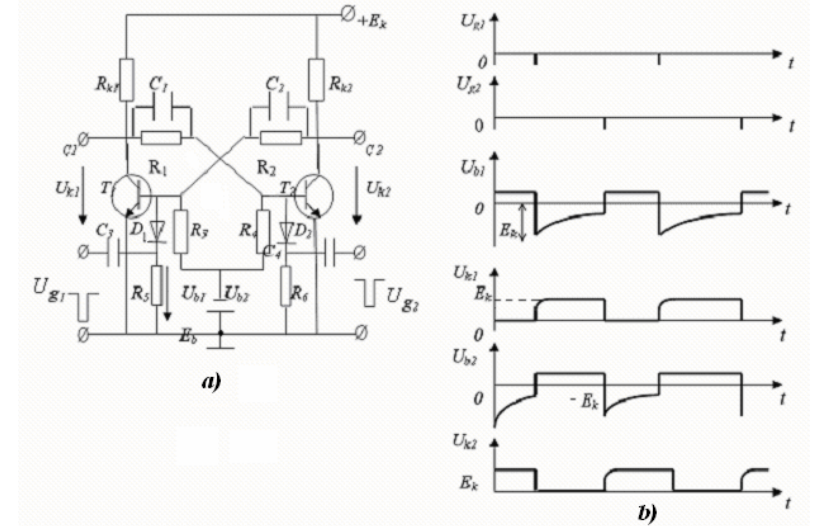
3) eyni bir generatordan eyni qütblü impulslar verməklə. Belə triggerlər, bir qayda olaraq, hesablama texnikasında tətbiq olunduğundan, bunlara rəqəm girişli triggerlər deyilir.

Triggerin şəkil 10.23-də göstərilən sxemində müstəqil işə salınma  $D_1$  və  $D_2$  diodları ilə həyata keçirilir. Generatordan verilən mənfi impuls  $D_1$  diodundan keçərək  $T_1$  tranzistorunu bağlayır,  $T_2$  tranzistorunu isə doyma rejiminə keçirir. Bu vaxt  $T_2$  tranzistorun kollektor və  $T_1$  tranzistorun baza potensialları azalır. Bu isə  $D_1$  diodunu bağlayır və generatoru triggerdən ayırır.

Triggerin çıxışları tranzistorların kollektorlarından götürülür (bax: şəkil 10.23,a).  $T_1$  tranzistorun baza potensialının azalması bu tranzistorun kollektorunda potensialın artmasına (inversiya çıxışı),  $T_2$  tranzistorunun kollektor potensialının isə azalmasına (düz çıxış) uyğun gəlir.

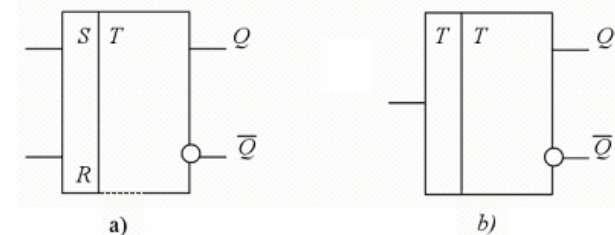
Şəkil 10.23, b-də müstəqil işəsalınan triggerin zaman diaqramları göstərilmişdir.  $T_1$  tranzistorun bağlanma anında onun bazasına açılan  $T_2$  tranzistorun kollektor dövrəsindən  $C_2$  kondensatoru vasitəsilə təxminən  $E_k$ -ya bərabər olan mənfi gərginlik impulsu verilir. Sonra  $C_2$  kondensatoru yüklənməyə başlayır və  $T_1$  tranzistorun bazasında gərginlik ( $U_{b1}$ ) eksponensial olaraq təxminən sıfır kimi artır. Tranzistorların kollektorlarında alınan düzbucaqşəkilli  $U_{k1}$ ,  $U_{k2}$  impulslarının cəbhələrinə  $C_1$  və  $C_2$  kondensatorlarının yüklənmə cərəyanları təsir etdiyindən, onlar müəyyən dərəcədə təhrif olunur.

Beləliklə, triggerin çıxışlarında düzbucaqşəkilli impulslara yaxın olan müsbət və mənfi gərginlik düşgülləri yaranır.



Şəkil 10.23. Müstəqil işə salınan triggerin sxemi (a) və zaman diaqramları (b).

Müstəqil işə salınan trigger RS- trigger adlanır və funksional sxemlərdə şəkil 10.24, a-dakı kimi işarə olunur. S girişinə triggerin məntiq "1" vəziyyətinə gətirən, R girişinə isə məntiq "0" vəziyyətlərinə gətirən siqnal verilir. Burada  $Q$  -düz,  $\bar{Q}$  isə inversiya çıxışlarıdır.



Şəkil 10.24. Triggerlərin şərti işarələri: a-RS-trigger, b-T-trigger

İkinci üsulla –növbə ilə təkrarlanan müxtəlif qütblü impulslarla işə salınan triggerlər çox az işlədilir. Bu vaxt işəsalıcı impuls trans-

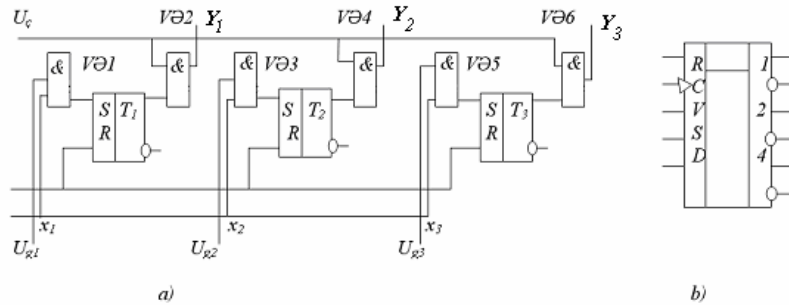
zistorların bazalarından birinə verilə bilər.

Hesab girişli triggerlərdən impuls sarğaclarında və impuls bölüşdürücülərində geniş istifadə olunur. Belə triggerlər T-triggerlər adlanır və sxemlərdə şəkil 10.24, b-dəki kimi işarə olunur. Triggerlər “YAXUD-YOX”, “VƏ-YOX” inteqral məntiq elementləri əsasında asan yığıla bilər. Məsələn, K2TP171 tipli RS-triggeri K2LB171 tip məntiq elementlərindən hazırlanmışdır. Belə tranzistorlardan müasir mikroelektronikada geniş istifadə olunur.

### § 10.5. Registrlər

Trigger və məntiq elementləri əsasında yığılan və rəqəm şəklində olan informasiyanı qəbul etmək, yaddaşda saxlamaq, yaxud lazım gəldikdə aşkar etmək kimi xassələrə malik olan qurğulara *registrlər* deyilir. EHM-də operativ işlənməli olan informasiyanı çox da böyük olmayan müddətlərdə yaddaşda saxlamaq üçün məhz registrlərdən istifadə olunur. Registrlərdən həmçinin avtomatik sistemlərdə, impuls sarğaclarında, siqnal bölücülərində və ölçü texnikasında da istifadə olunur.

Registrlər iki qrupa ayrılır: *yığıcı* (yaddaş) və *sürüşdürücü* (yığıcı) registrlər. Yığıcı registrlər rəqəm şəklində olan informasiyanı ancaq qəbul etmək, yaddaşda saxlamaq və sonra da aşkar etmək xassəsinə malikdir. Sürüşdürücü registrlər isə rəqəmləri sağa-sola sürüşdürə bilər ki, bu da onların qiymətlərinin tərtiblərini dəyişməyə ekvivalentdir.



Şəkil 10.25. Yığıcı registrin sxemi (a) və şərti işarəsi (b).

Şəkil 10.25-də üçdərəcəli ikili rəqəmləri qəbul edib yaddaşda saxlamaq üçün tətbiq olunan yığıcı registrin tipik sxemi və onun şərti işarəsi göstərilmişdir (şərti işarəsində RC-nin altında qoyulan bir və ya iki istiqamətli ox, registrin bir və ya hər iki istiqamətdə sürüşdürmə xassəsinə malik olmasını göstərir). Düzbucaqlının sol tərəfində girişlər, sağ tərəfində isə çıxışlar göstərilmişdir. O, üç düz girişə malik olan triggerdən və altı ədəd “VƏ” məntiq elementindən təşkil olunmuşdur. Burada  $V\Theta 1$ ,  $V\Theta 3$ ,  $V\Theta 5$  elementlər triggerin girişlərində,  $V\Theta 2$ ,  $V\Theta 4$ ,  $V\Theta 6$  elementləri isə triggerlərin düz çıxışlarında qoyulmuşdur. Triggerlərin girişləri başlanğıc halda “0” vəziyyətində qoyulur. “VƏ” elementlərinin birinci girişləri olan  $X_1$ ,  $X_2$  və  $X_3$ -ə yazmaq lazım gələn rəqəm şəklində kodlar verilir, onların ikinci girişləri isə yazmaq üçün impulslar generasiya edən generatora qoşulur. Informasiya  $Y_1$ ,  $Y_2$  və  $Y_3$  konyunktorların çıxışlarından götürülür.

*Sürüşdürücü registri* şəkil 10.25, a-da göstərilmiş paralel registrin özəklərini ardıcıl qoşmaqla almaq olar. Başqa sözlə, qabaqkı özəkdəki sağ triggerin kollektorunu növbəti özəkdəki triggerin hesablama girişi ilə birləşdirmək lazımdır. Sürüşdürücü registrin çıxışı onların tətbiqindən asılı olaraq bu və ya digər məsələlərin həllini icra edən bloklara qoşula bilər.

### §10.6. Multivibratorlar

Düzbucaqşəkilli impulslar almaq üçün praktikada relaksasiya generatorlarından (relaksatorlardan) da geniş istifadə edilir. Relaksatorlar triggerlər kimi müsbət əks-rabitəli gücləndiricilər və ya mənfi diferensial müqavimətli elektron cihazları (tunel diodu, tiristorlar və s.) əsasında qurulur. Kaskadlar arasında müsbət əks-rabitə RC dövrəsi vasitəsilə yaradılsa, belə relaksatorlar – multivibratorlar, transformator vasitəsilə yaradılsa, blokinggeneratorlar adlanır. Triggerlərdən fərqli olaraq multivibratorlar yalnız bir dayanıqlı tarazlıq və ya iki dayanıqsız kvazitarazlıq halına malikdir.

Multivibratorlar aşağıdakı üç rejimdə: gözləmə, avtorəqs və sinkronlaşma rejimlərində işləyə bilər.

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 zaman-  
dan sonra öz-özünə baş verir. Beləliklə, gözləmə rejimində multivi-  
brator yalnız müəyyən parametrlə bir impuls generasiya edə bilər.  
Buna görə də, bu rejimdə işləyən multivibratorlara bəzən t ə k v i b r  
a t o r da deyilir.

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.

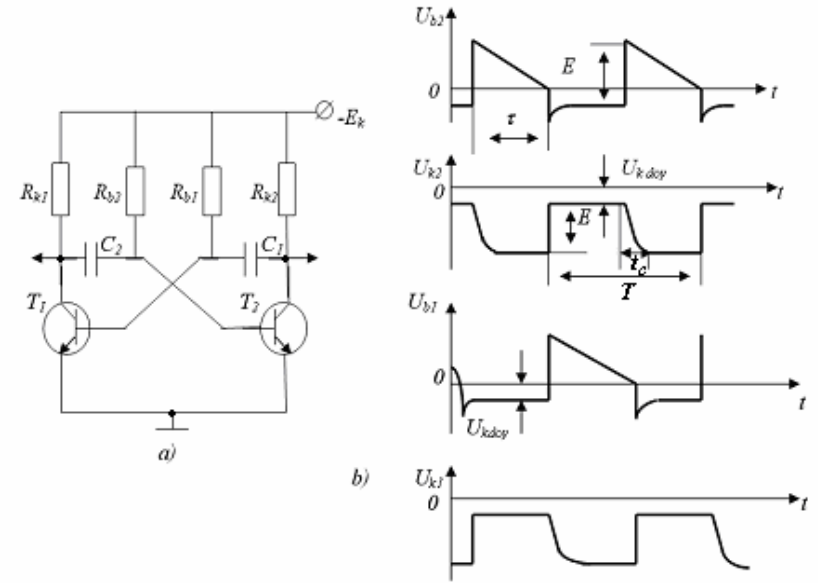
Sinxronlaşma rejimində multivibratorun çıxışında alınan impul-  
sların təkrarlanma tezliyi xarici sinxronlaşdırıcı gərginliyin tezliyi ilə  
təyin olunur. Relaksator iki tarazlıq halına malik olur və onun bu hal-  
larda qalma müddəti təkcə relaksatorun öz parametrlərindən yox,  
həmçinin sinxronlaşdırıcı gərginliyin periodundan da asılı olur.  
Sinxronlaşdırıcı gərginlik götürüldükdə isə multivibrator avtorəqs  
rejiminə keçir.

Avtorəqs rejimində işləyən multivibratorun iş prinsipi ilə tanış  
olaq. Belə multivibratorlardan müəyyən davam etmə müddətinə və  
təkrarlanma tezliyinə malik olan düzbucaqşəkilli impulslar almaq  
üçün istifadə edilir.

Şəkil 10.26-da kaskadlar arasında kollektor-baza əlaqəsi  
yaradılmış tranzistorlu simmetrik avtorəqs multivibratorun sxemi  
göstərilmişdir. Simmetrik multivibratorlarda  $R_{k1}=R_{k2}=R_k$ ,  $R_{b1}=R_{b2}=R_b$ ,  
 $C_1=C_2=C$  və  $T_1$ ,  $T_2$  tranzistorları eyni qrupa aid olub, yaxın  
parametrlərə malikdirlər. Burada  $C_1$  və  $C_2$  kaskadlar arasında rabitə  
yaradan kondensatorlardır.

Multivibrator avtorəqs rejimində işlədiyindən onun işinə  
istənilən zaman anından başlayaraq baxmaq olar. Tutaq ki,  $T_1$  tranzis-  
toru doyma,  $T_2$  tranzistoru isə bağlı,  $C_1$  kondensatoru boşalmış,  $C_2$   
kondensatoru isə  $E_k$  gərginliyə qədər yüklənmiş vəziyyətlərdədir. Bu  
andan başlayaraq  $C_1$  kondensatoru yüklənməyə (dolmağa),  $C_2$  kon-  
densatoru isə boşalmağa başlayır.  $C_1$  kondensatoru  $-E_k$  mənbəyi,  $R_{k2}$   
rezistoru və  $T_1$  tranzistorunun emitter keçidindən ibarət olan dövrə ilə  
yüklənir.  $C_1$  kondensatorlu dövrənin zaman sabiti  $\tau_1 = C_1 R_{k2}$  -dir.  
Simmetrik multivibrator üçün bu  $\tau_1 = C R_k$  olar. Yüklənmiş  $C_2$  kon-  
densatoru doyma rejimindəki  $T_1$  tranzistorunun kollektor keçidi,  $R_{b2}$

rezistoru və  $-E_k$  mənbəyindən ibarət olan dövrədə boşalır. Boşalma  
dövrəsinin zaman sabiti  $\tau_2 = C_2 R_{b2}$  -dir. Simmetrik multivibrator  
üçün bu  $\tau_2 = C R_b$  olar.



**Şəkil 10.26.** Avtorəqs rejimində işləyən multivibratorun prinsipli  
sxemi (a) və onun işinin zaman diaqramları (b).

Bu vaxt yüklənmiş  $C_2$  kondensatoru ikinci tranzistorun  
bazasında müsbət gərginlik artımı yaratdığından, ikinci tranzistor  
avtomatik olaraq bağlanır.  $T_2$  tranzistorun bazasında gərginlik sıfır  
qiymətini keçdikdən sonra tranzistor açılır və onun kollektor  
dövrəsində cərəyan yaranır. Bunun nəticəsində  $T_2$  tranzistorun  
kollektorunda müsbət gərginlik artımı yaranır ki, bu da öz  
növbəsində  $C_1$  kondensatoru ilə  $T_1$  tranzistorun bazasına verilərək  
onu doyma rejimindən çıxarır. Bu vaxt  $T_1$  tranzistorun kollektor  
cərəyanı azalır ki, bu da onun kollektorunda mənfi gərginliyin  
artmasına səbəb olur. Gərginliyin bu mənfi artımı  $C_2$  kondensatoru  
ilə  $T_2$  tranzistorun bazasına verilərək onun sonrakı açılmasını  
sürətləndirir. Bu proses sel şəklində davam edərək  $T_2$  tranzistorunun

tam doyması (açılması) ilə nəticələnir. Bu müddət ərzində  $C_1$  kondensatorunun lövhələrində gərginlik praktiki olaraq dəyişmir və təxminən mənbəyin  $-E_k$  gərginliyinə bərabər olur.  $C_1$  kondensatorunun sağ lövhəsi doyma halında olan  $T_2$  tranzistorunun açıq kollektor keçidi ilə əlaqələnilib, sol lövhəsi əvvəlki kimi  $T_1$  tranzistorunun bazası ilə birləşir və onun müsbət gərginliyinin artması tranzistoru bağlı vəziyyətində saxlayır. Beləliklə, multivibrator ikinci kvazidayaşırıqlı hala keçir. Bu halda  $T_1$  tranzistoru tam bağlı,  $T_2$  tranzistoru isə doyma rejimində olur.  $C_1$  kondensatoru  $R_{b1}$  rezistoru,  $-E_k$  mənbə və doyma rejimində olan  $T_2$  tranzistorunun qapalı emitter-kollektor dövrəsində boşalır.  $C_1$  kondensatoru sıfıra qədər boşaldıqdan sonra  $T_1$  tranzistorunun kollektorunda çıxış impulsunun formalaşması bitmiş olur. Bu müddətdə  $C_2$  kondensatoru isə  $R_{k1}$  rezistoru və doymuş  $T_2$  tranzistorunun giriş dövrəsi ilə (emitter keçidi ilə) mənbəyin  $-E_k$  gərginliyinə qədər tam yüklənir (şəkil 10.26, b). Tranzistorlar selşəkili proses nəticəsində rollarını dəyişdikdən sonra sxem yenidən öz əvvəlki halına keçir. Sxemdə proseslər müəyyən  $T$  periodu ilə təkrarlanır.  $T_1$  tranzistorunun kollektorunda alınan impulsun  $t_i$  davam etmə müddəti  $T_1$  tranzistorunun bağlı qalma müddətinə uyğun olub,  $C_1$  kondensatorunun boşalma müddəti ilə təyin olunur.  $C_1$  kondensatoru boşalarkən onda gərginlik eksponensial olaraq aşağıdakı kimi azalır.

$$U_{C1} = U_{\text{öau}} + (U_{\text{son}} - U_{\text{öau}})e^{-t/R_{b1}C_1} \quad (10.19)$$

Burada  $U_{\text{baş}}$ - kondensatorun lövhələri arasındakı başlanğıc,  $U_{\text{son}}$  isə boşalma prosesi qurtardıqdan sonrakı gərginliklərdir. Kondensator boşalarkən onun lövhələri arasındakı potensiallar fərqi  $-E_k$ -dan  $+E_k$ -ya qədər eksponensial qanunla dəyişir. Ona görə də,  $U_{\text{baş}} = -E_k$ ,  $U_{\text{son}} = +E_k$  götürmək olar. Onda (10.19) ifadəsi aşağıdakı şəkildə düşər:

$$U_{C1} = -E_k + 2E_k e^{-t/R_{b1}C_1} \quad (10.20)$$

Tranzistorun birinci kvazidayaşırıqlı halında qalma müddətində, başqa sözlə  $T_1$  tranzistorunun çıxışında alınan impulsun davam etmə müddətində  $U_{C1} = 0$  olur. Buradan multivibratorun  $T_1$  tranzistorunun çıxışında alınan impulsun davam etmə müddəti üçün

$$t_{i1} = R_{b1}C_1 \ln 2 \approx 0.7 R_{b1}C_1 \quad (10.21)$$

alırıq. Buna oxşar olaraq  $T_2$  tranzistorun çıxışında alınan impulsun davam etmə müddəti üçün yazmaq olar:

$$t_{i2} = R_{b2}C_2 \ln 2 \approx 0.7 R_{b2}C_2 \quad (10.22)$$

Multivibratorun simmetrik sxemi üçün:

$$t_{i1} = t_{i2} = t_i = 0.7 RC = 0.7 \tau \quad (10.23)$$

burada  $\tau$  - zaman sabitidir.

Multivibratorun çıxışında yaranan rəqslərin periodu: qeyri-simmetrik halda

$$T = t_{i1} + t_{i2} = 0.7(R_{b1}C_1 + R_{b2}C_2) \quad (10.24)$$

simmetrik halda isə

$$T = 2t = 1.4\tau = 1.4R_b C \quad (10.25)$$

olur. Simmetrik multivibrator üçün rəqslərin tezliyi belədir:

$$F = \frac{1}{T} = \frac{0.7}{R_b C}$$

Çıxış impulsunun amplitudu  $\approx E_k$  tərtibində olur. Çıxış impulsunun ön cəbhə müddəti  $t_c \approx 3\tau_1 = R_k C$  kimi təyin oluna bilər. Qeyri-simmetrik multivibratorun ( $C_1 \neq C_2$ ) çıxışında alınan impulsun  $q$  dərinliyi,  $T$  periodun bu impulsun davam etmə müddətlərinin ən kiçiyinə ( $t_{i \min}$ ) nisbəti ilə təyin olunur;

$$q = \frac{T}{t_{i \min}} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \quad (10.26)$$

## § 10.7. Blokinq - generatorlar

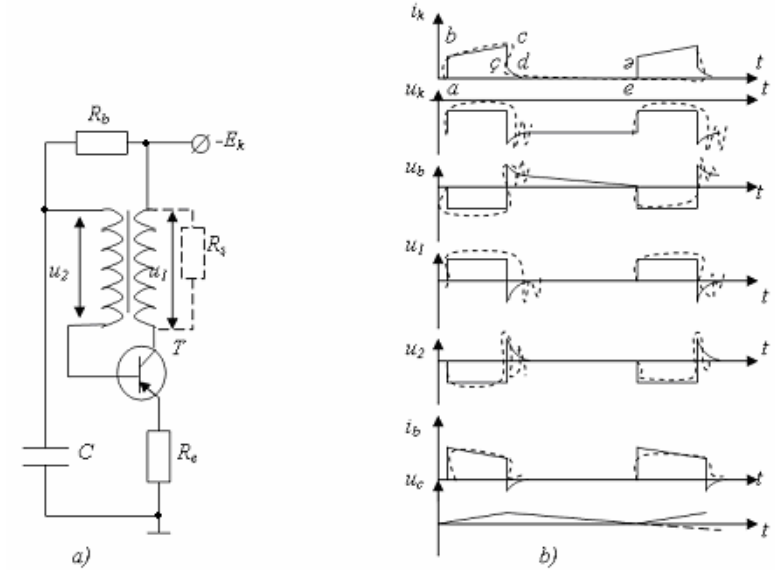
Transformator vasitəsilə güclü müsbət əks-rabitə yaradılmış bir kaskadlı relaksasiya generatoru *blokinq - generator* (bloklayıcı generator) adlanır. Ədəbiyyatda bunlara bəzən transformator-tutum rabitəli impuls avtogeneratorları da deyilir.

Radioelektronikada blokinq-generatorlardan adətən dərinliyi böyük olan qısamüddətli, düzbucaqşəkilli, kifayət qədər güclü impulslar generasiya etmək üçün istifadə edilir. Bundan əlavə, blokinq-generatorlar sinxronlaşdırıcı generatorlar, müqayisəedic qurğular, məntiq elementləri və s. kimi də tətbiq olunur. Multivibratorlar kimi bunlar da avtorəqs, gözləmə və sinxronlaşma rejimlərində işləyə bilər.

Şəkil 10.27, a-da avtorəqs rejimində işləyən tranzistorlu blokinq-generatorun sadə sxemi verilmişdir.

Blokinq-generatorda baş verən fiziki proseslər mürəkkəbdir və onların ətraflı tədqiqi kifayət qədər çətindir. 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 proseslər üzərində bir qədər ətraflı dayanaq.

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  $U_m = n u_1$  -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 əks-rabitə 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.



Şəkil 10.27. Blokinq-generatorun sadə sxemi (a) və onun işinin zaman diaqramları (b).

Blokinq-generatoru xarakterizə edən parametrlər sıçrayıqla dəyişir. Şəkil 10.27, 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 transformatorada toplanan enerjinin sabit qalması şərtindən təyin etmək olar:

$$W_C = \frac{1}{2} C U_c^2,$$

$$W_L = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 - M i_1 i_2. \quad (10.27)$$

Burada C-kondensatorun tutumu,  $U_C$ -onun lövhələri arasındakı potensiallar fərqi,  $i_1, i_2$ -uyğun olaraq transformatorun birinci və ikinci dolaqlarından keçən cərəyanlar,  $L_1, L_2$  –bu dolaqların inaktivlikləri, M- qarşılıqlı induksiya əmsəlidir. 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

(10.27)-da 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, transformatoru yığılan enerji dəyişməz qaldığından,  $i_k - n i_b = i_m = const$  yazmaq olar; burada  $i_m$  – maqnitlənmə cərəyanıdır. Sıçrayış müddətində və ondan sonra keçən kiçik zamanda  $i_m = 0$  olduğundan, düzünə blokinq prosesi üçün

$$i_k = n i_b \quad (10.28)$$

olar.

Burada  $i_k > \beta i_b$  şərtini nəzərə alsaq:

$$\beta > n \quad (10.29)$$

alarıq ki, bu da blokinq-generatorun öz-özünə həyəcanlanma şərtidir. Bu şərti ödəmək çox da çətin deyil. Belə ki, müasir tranzistorlar üçün  $\beta = 200-300$ , transformator üçün isə  $n = 0,2-5$  intervalında dəyişir.

Sıçrayış müddətində kondensatorda toplanan enerjinin sabit qalması üçün  $U_C = const$  olmalıdır. Blokinq-posesin başlanğıcında kondensatorun yükü sıfıra bərabər olduğundan  $U_C = 0$  olur.

Tranzistor doyma rejimində işləyən müddətdə impulsun zirvəsinin formalaşması mərhələsi başlanır. Bu rejimdə transformatorun maqnit və kondensatorun elektrik sahələrinin enerjisi tədricən artır (şəkil 10.27,b-də qrafikin bc hissəsi). Transformatoru maqnit sahəsi enerjisinin toplanması kollektor cərəyanı ilə təyin olunan  $i_m$  maqnitlənmə cərəyanı, elektrik sahəsi enerjisinin toplanması isə baza cərəyanı ilə təyin olunan kondensatorun  $i_C$  yüklənmə cərəyanı ilə əlaqədardır. Enerji yığıldıqca bu cərəyanlar tədricən azalır; bu isə baza cərəyanının azalmasına gətirib çıxarır. Nəticədə

tranzistor doyma rejimindən çıxır və bununla da impulsun zirvəsinin formalaşması mərhələsi qurtarır. Bu vaxt  $i_k = \beta i_b$  olur və yenidən tranzistorun idarəetmə xassəsi bərpa olunur. Bu prosesin getmə müddəti blokinq-generatorun çıxışında alınan impulsun davam etmə müddətini təyin edir. İmpulsun davam etmə müddətini təxminən aşağıdakı ifadədən təyin etmək olar:

$$t_i \approx \frac{n}{n+1} \tau_{IL}$$

burada,  $\tau_{IL} = L_I R_e$  maqnitlənmə cərəyanının artmasının zaman sabitidir. İmpulsun davam etmə müddətini praktiki olaraq  $t_i \approx (3-4) r_{b2} C$  ifadəsindən də tapmaq olar: burada  $r_{be}$  doyma rejimində tranzistorun emitter-baza keçidinin müqavimətidir. Bu müqavimət bir neçə Om tərtibində olur. Tranzistor doyma rejimindən çıxandan sonra yenidən öz aktiv rejiminə qaydır; onun  $i_k$  kollektor cərəyanı təzədən  $i_b$  baza cərəyanından asılı olur, müsbət əks-rabitə bərpa olunur. Baza cərəyanının azalması kollektor cərəyanının azalmasına, bu isə  $U_{ek}$  emitter-kollektor potensiallar fərqi artmasına və transformatorun birinci dolağındakı  $U_1$  gərginliyinin azalmasına səbəb olur.  $U_1$ -in azalması nəticəsində transformatorun ikinci dolağındakı potensiallar fərqi, yəni bazaya verilən mənfə potensial azalır. Blokinq-generatoru ikinci selşəkilli proses baş verir. Bu isə impulsun sönmə mərhələsinə uyğun gəlir (diaqramlarda cç hissəsi). Bu proses tranzistorun bağlanması ilə nəticələnir.

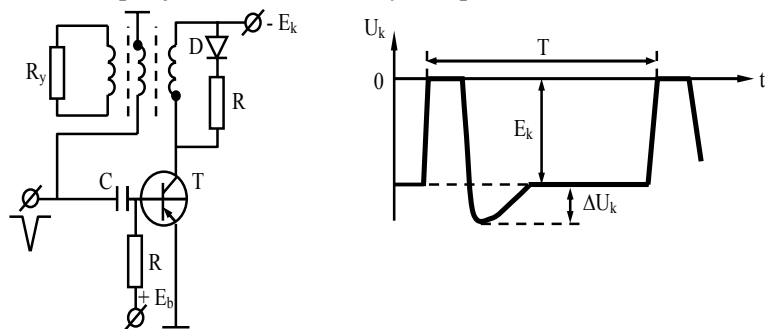
Tranzistor bağlandıqdan sonra blokinq-generatorun başlanğıc halının bərpa mərhələsi başlanır (diaqramlarda çd hissəsi). Tranzistorun doyma halından bağlı hala keçməsi o qədər sürətli olur ki, transformatoru yığılmış  $W_L$  və kondensatoru yığılmış  $W_C$  enerjiləri dəyişməyə imkan tapmır. Başlanğıc halının bərpa mərhələsi müddəti elə bu enerjilərin itkilərə sərf olunub, sıfıra kimi azalması zamanı ilə xarakterizə olunur. Bərpa mərhələsi impulsun arasındakı fasilə müddətini təyin edir. Hesablamalar göstərir ki, bu fasilə müddətini

$$t_f = \frac{n}{2(n+1)^2} \frac{R_b}{R_e} t_i \quad (10.30)$$

ifadəsindən tapmaq olar. Əgər  $R_b \gg R_e$  olarsa,  $t_f \gg t_i$  olar.

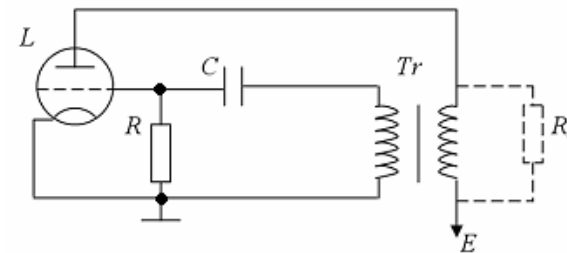
Baza potensialı sıfır və ondan kiçik qiymətlər alan kimi yenidən baza və kollektor cərəyanları yaranır və yenidən düzünə blokinq-proses (qrafikdə eə hissəsi) baş verir. Transformatoru və emitter dövrəsindəki  $R_e$  müqavimətinin qiymətini seçməklə impulsun lazım olan davametmə müddətini, baza dövrəsindəki  $R_b$  rezistorunun müqavimətini dəyişməklə isə fasilə müddətini və buna uyğun olan impulsların təkrarlanma periodunu dəyişmək olar.

Gözləmə rejimində işləyən blokinq-generatorun sxemi şəkil 10.28-də verilmişdir. Burada T-tranzistoru başlanğıc halda  $+E_b$  gərginliyinin təsiri ilə bağlı vəziyyətdədir. Tranzistorun kollektorunda gərginlik  $-E_k$ -a bərabərdir. Bu vəziyyətdə transformatorun dolaqlarında maqnitlənmə cərəyanı və maqnit seli sıfıra bərabər olur. Bu hal blokinq-generatorun dayanıqlı halıdır və o, bu halda istənilən müddətdə qala bilər. Gözləmə rejimində işləyən blokinq-generatordakı tranzistorun baza dövrəsinə onu açan mənfi cərəyan impulsu verməklə tranzistoru aktiv rejimə keçirmək olar. Bundan sonra isə bu rejimdə işləyən blokinq-generatorda da yuxarıda avtorəqs rejimi üçün təsvir etdiyimiz proseslər təkrar olunur.



**Şəkil 10.28.** Gözləmə rejimində işləyən blokinq-generatorun prinsipial sxemi (a) və bunun zaman diaqramı (b).

Blokinq-generator sxemini elektrovakuum lampası əsasında da yığmaq olar (şəkil 10.29).



**Şəkil 10.29.** Lampalı blokinq-generatorun sxemi.

Sxemin əsas xüsusiyyətləri və onda baş verən proseslər tranzistorlu blokinq-generatorda olduğu kimidir. Burada lampanın toruna katoda nəzərən kifayət qədər böyük müsbət potensial verilir və lampadan böyük anod və tor cərəyanları keçir. Düzünə blokinq-proses (impulsun ön cəbhəsinin formalaşma mərhələsi) tor potensialının qiyməti lampanın bağlanma potensialından böyük olduqda baş verir. Eyni zamanda  $C$  kondensatoru lampanın tor-katod aralığı və transformatorun birinci dolağı dövrəsi ilə yüklənir. Lampa doyma rejiminə çatdıqda ondan keçən  $i_a$  anod cərəyanının artımı azalır ki, bu da müsbət əks-rabitə nəticəsində torun müsbət potensialını azaldır. Bu isə, öz növbəsində, anod cərəyanını yenidən azaldır və i.a. Bu selşəkilli prosesdə müəyyən bir müddətdə anod cərəyanı sabit qalır. Nəticədə transformatorun ikinci dolağında və uyğun olaraq lampanın torunda potensial sıfıra bərabər olur. Yuxarıda qeyd olunduğu kimi, bu, impulsun zirvəsinin formalaşması mərhələsinə uyğun gəlir. Sonra isə  $C$  kondensatorunun boşalma cərəyanı  $R$  rezistorundan keçərək torda mənfi potensial yaradır ki, bu da, öz növbəsində, anod cərəyanını azaldır. Proses sel şəklinə davam edərək lampanı bağlayır. Bu, impulsun sönmə cəbhəsinin formalaşmasına uyğundur.  $C$  kondensatoru eksponensial olaraq boşaldığından, boşalma cərəyanı tədricən azalır. Bu isə lampanın torunda mənfi potensialın azalmasına və müəyyən müddətdən sonra lampanın açılmasına səbəb olur. Bu andan sonra, yəni bərpa mərhələsi qurtardıqdan sonra generator özünün başlanğıc halına qaydır; yenidən  $i_a$  anod cərəyanının artması baş verir və yuxarıdakı təsvir etdiyimiz proseslər təkrar olunur.

### § 10.8. Xətti-dəyişən gərginlik generatorları

Gərginliyi müəyyən zaman intervalında xətti qanunla dəyişib,



sonra əvvəlki səviyyəsinə qayıdaraq gərginlik impulsları hasil edən generatorlara xətti-dəyişən gərginlik generatorları deyilir. Bu cür cərəyan impulsları almağa imkan verən xətti-dəyişən cərəyan generatorları da mövcuddur. Bu gərginlik (cərəyan) mişarşəkilli olduğundan, belə generatorlara praktikada bəzən mişarşəkilli gərginlik (cərəyan) generatorları da deyirlər. Bu cür generatorlardan xüsusi halda elektron osilloqrafinin ekranında işıqlı nöqtənin üfqi ox boyunca zamana görə xətti yerdəyişməsinə və eyni zamanda bu nöqtənin ekranda başlanğıc vəziyyətə tez qayıtmasını təmin etmək üçün geniş istifadə olunur. Bu məqsəd üçün istifadə edilən xətti-dəyişən gərginlik generatorlarına açılış generatorları da deyilir.

Xətti dəyişən gərginlik (cərəyan) generatorları aşağıdakı əsas parametrlərlə ifadə olunur:  $T$ -period,  $T_i$  və  $T_{aks}$ - uyğun olaraq irəli və əks istiqamətdə açılışların davam etmə müddətləri,  $U_m$  və ya  $\dot{I}_m$ - gərginliyin və ya cərəyanın amplitud qiymətləri,  $\varepsilon$  - qeyi-xəttilik əmsəlidir.

Axıncı parametr irəli açılışın xəttiliyini xarakterizə edir və gərginlik generatoru üçün

$$\varepsilon = \frac{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0} - \left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_i}}{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}} \quad (10.31)$$

ifadəsi ilə təyin olunur. Burada  $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}$  və  $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_i}$  uyğun olaraq başlanğıc və son vəziyyətlərdə əyrinin işi hissəsində gərginliyin dəyişmə sürətləridir.

Praktikada istifadə olunan xətti-dəyişən gərginlik generatorlarında  $T_i$ - mikrosaniyədən onlarla saniyə,  $U_m$ - bir völdən minlərlə volt,  $T_{aks} = (1-50) T_i$  intervalında dəyişir. Real sxemlər üçün  $\varepsilon \leq 1\%$  olur.

Burada xətti-dəyişən gərginlik generatorunun iş prinsipinə baxmaq kifayətlənəcəyik. Belə generator sxemlərinin işi, bir qayda olaraq, kondensatorun dolub-boşalma proseslərinə əsaslanır. Məlum olduğu kimi, kondensatordakı  $U_C$  gərginliyi  $i_C$  yükləmə cərəyanı ilə

$U_C = \frac{1}{C} \int i_C dt$  ifadəsi ilə bağlıdır. Aydın ki, gərginliyin xətti dəyişməsi üçün

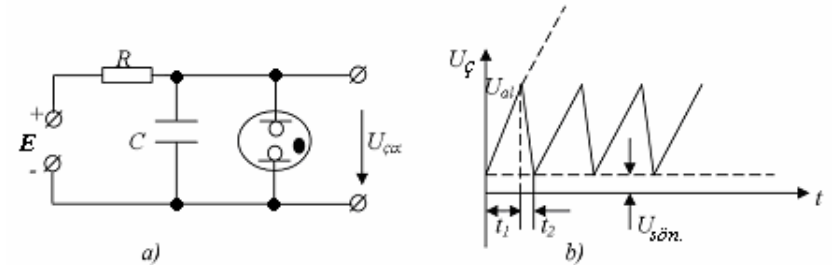
$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = const \quad (10.32)$$

olmalıdır. Başqa sözlə, xətti-dəyişən gərginlik almaq üçün kondensator sabit cərəyanla yüklənməlidir.

Beləliklə, ardıcıl təkrarlanan mişarşəkilli gərginlik impulsları almaq üçün kondensatoru periodik olaraq yükləyib boşaltmaq lazımdır. Bu proses §10.2-də təsvir olunan elektron açarları vasitəsilə asanlıqla həyata keçirilə bilər.

Xətti-dəyişən gərginlik generatorunun neon lampası əsasında işləyən sadə sxemi şəkil 10.30 a-da verilmişdir. Burada C kondensatoru R rezistoru vasitəsilə E sabit gərginlik mənbəyindən yüklənir. Yüklənmə prosesində kondensatordakı  $U_C$  gərginlik, məlum olduğu kimi, zamana görə aşağıdakı qanunla dəyişir:

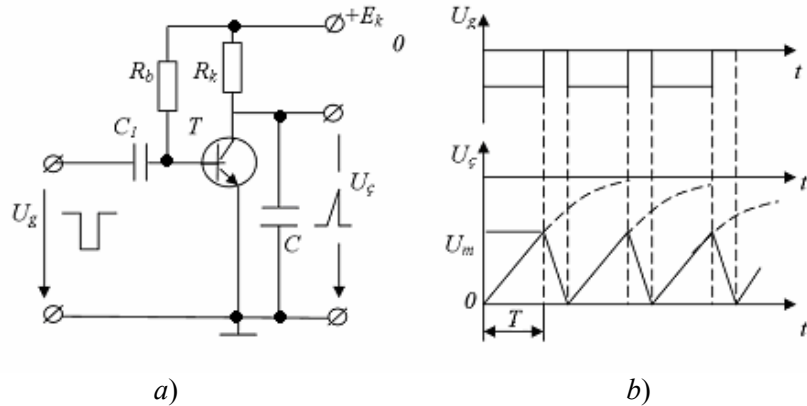
$$U_C = E(1 - e^{-t/RC}) \quad (10.33)$$



Şəkil 10.30. Neon lampalı xətti-dəyişən gərginlik generatorunun sxemi (a) və onun çıxışında alınan mişarşəkilli gərginlik (b).

Bu ifadəyə uyğun əyri, şəkil 10.30, b-də qismən bütöv, qismən qırıq xətlərlə göstərilmişdir. Kondensatordakı gərginlik, neon lampasının  $U_{al}$  alıma potensialına bərabər qiymət aldıqda, lampada qaz boşalması baş verir və kondensator lampanın kiçik daxili müqaviməti ilə çox qısa zaman müddətində boşalır. Lampadakı gərginlik  $U_s$  sönmə potensialına qədər azaldıqda, lampa bağlanır, kondensatorun boşalma prosesi qurtarır və o, yenidən dolmağa başlayır. Periodik təkrarlanan dolma və boşalma prosesləri nəticəsində, kondensatorun çıxışında əyrisi mişar şəklinə olan impuls yaranır. Bu əyri şəkildə bütöv xətlə göstərilmişdir. Təsvir

olunan sxemin çatışmayan cəhətləri lampada qaz boşalmasının sönmə gərginliyinin nisbətən böyük qiymətə malik olmasından və alışma potensialı qiymətlərinin qeyri-stabilliyi ilə əlaqədar alınan impulsların tezlik və amplitudlarının az stabil olmasından ibarətdir.



**Şəkil 10.31.** Tranzistorlu xətti-dəyişən gərginlik generatorunun sxemi (a) və bunun zaman diaqramları (b).

Neon lampası əvəzinə tiratron və ya tranzistor tətbiq etməklə bu nöqsanları aradan qaldırmaq olar. Şəkil 10.31-də bipolyar tranzistorlu xətti dəyişən gərginlik generatorunun sxemi göstərilmişdir. Burada tranzistorlu açar mənfə qütblü impulslarla idarə olunur. Başlanğıc halda T tranzistoru doyma rejimindədir. Girişə mənfə impuls verdikdə tranzistor bağlanır və C kondensatoru  $+E_k$  mənbəyindən  $R_k$  rezistoru vasitəsilə (10.33) ifadəsinə uyğun eksponensial olaraq yüklənir. Girişə verilən impuls kəsilən kimi tranzistor doyma rejiminə keçir və kondensator sürətlə kollektor-emitter keçidi ilə boşalır. Bu proses generatorun girişinə verilən impulslara uyğun olaraq periodik təkrarlanır və sxemin çıxışında diaqramları şəkil 10.31, b-də göstərilən mişarşəkilli rəqslər alınır. Qeyri-xəttilik əmsalının qiymətini azaltmaq məqsədilə belə sxemlərin çıxışında alınan əyrinin yalnız xəttliliyi kifayət qədər böyük olan başlanğıc hissələrindən istifadə edilir. Belə olduqda isə  $U_m/E_k$  nisbəti azalır ki, bu da baxılan sxemlərin əsas nöqsanlarından biridir. Praktikada daha təkmilləşdirilmiş sxemlərdən istifadə olunur. Belə sxemlərlə xüsusi ədəbiyyatda tanış olmaq olar.

## XI FƏSİL

### RADİOFİZİKA VƏ KOSMOS RADİODALĞALAR İNSANLARIN XİDMƏTİNDƏ

#### § 11.1. Kosmik radorabitə

Yaşadığımız əsr insan fəaliyyətinin bütün sahələrində informasiyanın çox böyük sürətlə artması ilə xarakterizə olunur. Dünyada baş verən qloballaşma prosesləri ilə əlaqədar olaraq dövlətlər və kontinentlərarası informasiyanın daha geniş miqyasda böyük sürətlə ötürülməsinə və sistemlərin etibarlılığının yüksəldilməsinə ehtiyac var. Rabitə üçün indiyə kimi istifadə edilən Yerüstü və sualtı radiokanallar həm iqtisadi, həm də texniki cəhətdən müasir tələblərə tam cavab verə bilmir. Bu məqsədlə Yerin süni peyklərindən (YSP) istifadə edilməsi, praktiki olaraq, çox böyük imkanlar açır.

YSP vasitəsilə kosmik radorabitə aşağıdakı vəzifələri yerinə yetirir:

1. USP – də yerləşdirilmiş retranslyator vasitəsilə radio və televiziya verilişlərinin uzaq məsafələrə yayımlanması;
2. Kosmik gəmilərdə uçan kosmonavtların Yerlə və öz aralarında radorabitəni həyata keçirməsi;
3. Kosmik gəmilərin uçuşuna, bir-birilə birləşməsinə və onların idarə olunmasına nəzarəti;
4. Kosmik gəmilərdən telemetrik, elmi, meteoroloji, geofiziki və xalq təsərrüfatı əhəmiyyətli informasiyaların Yerə verilməsi;
5. Ultraqısa radio dalğalarının, Yer – İonosfer – kosmik gəmi, Yer – Planet, Planet – Planet arasında yayılmasında baş verən radiofiziki proseslərini öyrənilməsi və s. kimi.

YSP-lərlə radorabitə hansı fiziki prinsiplərə əsaslanır? Məlumdur ki, kürə halında olan cisim onun səthinə düşən elektromaqnit dalğalarını hər tərəfə bərabər əks etdirir. Onun effektiv əksedici səthi kürənin diametrinin kvadratı ilə mütənasibdir. Elektromaqnit dalğaların yaxşı əks etdirilməsi üçün kürənin səthinə metal təbəqə çəkilir.

Kosmik radio rabitə məqsədilə 4 oktyabr 1957-ci ildə SSRİ-də

ionosferin F təbəqəsinə buraxılan 20 və 140 MHzs tezlikli iki radiovericiyə malik Yerin birinci süni peyki qarşıya qoyulan bütün tələblərə tam cavab verə bilmədi. Səbəbi peykin fəzada yerini durmadan dəyişdiyindən rabitəyə ehtiyac olan rayonlarda eyni zamanda görünmə zonasında ola bilməsi idi. Bundan əlavə belə peyklərin zaman keçdikcə forması dəyişdiyindən, əksedici səthləri xarab olduğundan və orbitin hündürlüyü vaxt keçdikcə azaldığından onlardan istifadə edilməsi çətinləşir. Lakin Yerin birinci süni peyki qısa dalğalar diapazonunda radio dalğaların ionosferdə yayılması xüsusiyyətlərinin öyrənilməsində çox mühüm rol oynamışdır.

Bəs, necə etmək lazımdır ki, YSP-ləri rabitəyə ehtiyacı olan rayonlarla saatlarla və ya daha yaxşı bütün sutka ərzində radorabitə saxlaya bilsin. Bunu üç yolla həyata keçirmək mümkündür:

1. Verilmiş orbitə bir yox, bir neçə süni peyki buraxaraq, peykin biri görünmə zonasından çıxan kimi, onun yerinin növbəti peyk tərəfindən tutulmasını təmin etməklə.

Kəsilməz rabitəni yaratmaq üçün buraxılan peyklərin sayı, təbii ki, onların orbitlərinin hündürlüyündən asılıdır, belə ki, hündürlük artdıqca peyklərin görünmə zonasında qalma ehtimalı da artır. Lakin energetik və texniki nöqtəyi-nəzərinə peykləri alçaq orbitlərə çıxarmaq asan olduğundan ilkin rabitə peykləri nisbətən alçaq dairəvi orbitlərə buraxılmışdı.

Bu isə peyklərin bir-birinə nəzərən yerləşməsinə təmin etməkdə, onların orbitlərinin korreksiyasında müəyyən çətinliklər yaratdı. Bundan başqa, onlarla kəsilməz rabitə yaratmaq üçün Yerdəki siqnal qəbul məntəqələrində vəziyyəti və istiqaməti avtomatik dəyişən mürəkkəb antenna sistemlərindən istifadə etmək lazım gəlirdi.

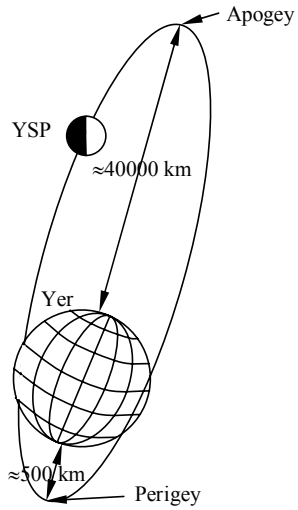
2. YSP-lərin yüksək elliptik orbitlərdə yerləşdirməklə.

Yuxarıda qeyd edildiyi kimi, peykin orbiti hündür olduqca Yerlə rabitə müddəti artır. Orbit elliptik olduqda isə bu müddət daha da artır. Belə ki, göy mexanikasına aid Keplerin ikinci qanununa görə, peyk elliptik orbit boyunca hərəkət etdikdə Yerin mərkəzindən uzaq olduqca onun bucaq sürəti azalır, yəni Yerdən görünmə zonasında qalma müddəti artır. Başqa sözlə, peyk apogeydə yavaş, perigeydə isə sürətlə hərəkət edir.

Yüksək elliptik orbitdə hərəkət edən YSP-lərə misal olaraq «Molniya» sovet rabitə peykini göstərmək olar. Bu peykin apogeyi şimal qütbündə olub, 40 min km-ə, perigeyi isə 500 km-ə bərabər idi

(şəkil 11.1). Peykin fırlanma periodu  $T = 12$  saat idi. Bu isə Moskva ilə Uzaq Şərq arasında bir period müddətində 8-9 saat radorabitə yaratmağa imkan verir. Peykdəki retransliyatorun gücü təxminən  $40 V_t$ , işçi tezliyi təxminən 1000 MHS- idi.

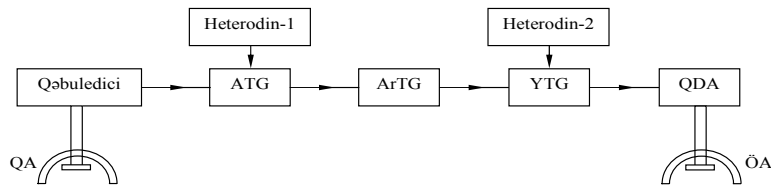
ABŞ-ın «Telstar» YSP də elliptik orbitli peykdir (perigeysi – təxminən 1 min km, arogeyi – təxminən 11 min km).



**Şəkil 11.1.**

Yerin süni peyki elliptik orbitdə.

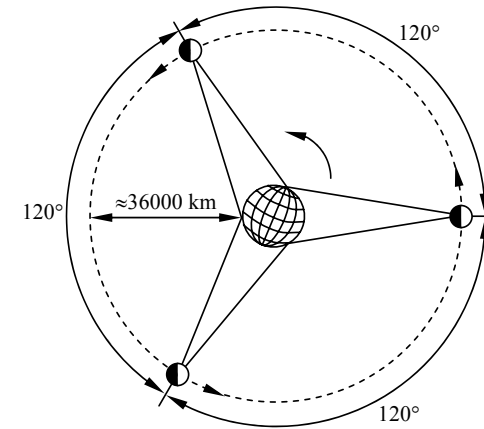
Sonra isə siqnalların tezlikləri yüksək tezlik çevirilişi (YTÇ) vasitəsilə yenidən dəyişdirilir. Nəhayət, bu siqnallar qaçan dalğa lampasından (QDL) ibarət olan gücləndiricidə gücləndirilərək ötürücü antennaya (ÖA) verilir. Ötürücü antenna isə öz növbəsində bu siqnalları Yer istiqamətində şüalandırır.



**Şəkil 11.2.** Retranslyatorun struktur sxemi

3. Geostasionar orbitli YSP sistemini tətbiq etməklə.

Hazırda belə rabitə sistemlərindən geniş istifadə olunur. Bunlara misal olaraq «Radaqa», «Horizont» və «Ekran» tipli sovet peyklərini göstərmək olar. Peyklər çox yüksək, təxminən 36 min km hündürlüyə malik dairəvi orbitə buraxılır (şəkil 11.3). Bu halda fırlanma periodu dəqiq olaraq Yerın fırlanma perioduna, yəni 24 saata bərabər olur. Peyk sanki Yerın ekvatorunun müəyyən bir nöqtəsində asılı vəziyyətdə qalır. Belə olduq-da Yerın çox hissəsi daimi görünmə zonasında olur. Peykin bu vəziyyəti, bədii desək, 36 min km hündürlüyə malik televiziya qülləsinə bənzəyir. Dairəvi orbitdə bir – birinə nəzərən  $120^\circ$  bucaq altında üç ədəd peyk yerləşdirməklə, demək olar ki, Yerın bütün coğrafi rayonlarını etibarlı radio rabitə ilə təmin etmək olar.



**Şəkil 11.3.** Bir – birindən eyni bucaq qədər aralı yerləşdirilmiş geostasionar orbitli YSP

Geostasionar YSP ilə radorabitə sistemlərini Yerdən idarə etmək və onları izləmək də digər rabitə sistemlərinə nəzərən kifayət qədər asandır. Peyklərdən siqnalları adi «dalğa kanal» tipli antennalarla da qəbul etmək mümkündür. Əhalisi çox olan regionlarda, çoxlu sayda belə antennalardan təşkil olunmuş sinfaz antenna sistemlərindən istifadə edilir. Televiziya proqramları kabel

tipli radiokanallar vasitəsilə bilavasitə abonentlərin mənzillərinə də verilə bilər. Burada əsas məsələ peykdə yerləşdirilən retranslyatorların gücünün böyük olmasıdır. 26 oktyabr 1976-cı ildə SSRİ – də buraxılan «Ekran» tipli peykdəki vericinin gücü kifayət qədər böyük olub, təxminən 200 Vt-dır. Orada istifadə olunan Günəş batareyasının gücü isə ~ 2 Kvt-a bərabərdir. Radioverici 700 MHS tezliyində işləyir. Hazırda belə rabitə sistemlərdən ABŞ-da («İntesat», «Domsat»), Kanadada («Telesat»), Türkiyədə və digər ölkələrdə də müvəffəqiyyətlə istifadə edilir.

YSP-ləri ilə radio rabitə sistemləri günü-gündən təkmilləşdirilir, informasiyanın buraxılma qabiliyyəti, ötürülmə sürəti və gücü artır, küylərin səviyyəsi isə azalır. Hazırda Qərb ölkələri tərəfindən istifadəyə buraxılan daha güclü «İntensat -4», «Reley» «Sinkom» və s. peyk - translyatorlar 9000-dən artıq telefon və 100-ə kimi televiziya kanalları verməyə qadirdir. Bunlar çoxlu sayda digər funksiyaları da yerinə yetirir. Çoxkanallı televiziya proqramları, ölkələrarası telekəpülər, telefon, teleqraf rabitəsi, qəzet səhifələrinin verilməsi və digər əməliyyatlar həyata keçirilir.

YSP-ləri ilə hətta mobil telefonlarla dünyanın istənilən yerindəki abonent arasında rabitə yaratmaq, elektron poçt rabitəsi (internet) yaratmaq, dünyanın istənilən nöqtəsində özünün koordinatlarını təyin etmək, meşə yanğınları, dünya sularında baş verən qəzalar haqqında məlumat vermək və almaq kimi əməliyyatları həyata keçirmək mümkündür.

## § 11.2. Kosmik radioelektronikanın digər tətbiqləri

Təbii ki, kənd təsərrüfatı və tikinti işlərinin düzgün planlaşdırılması, təyyarə və gəmilərin hərəkətlərinin etibarlı naviqasiyası, hətta insanların daha inamla işləyib yaşamaları üçün havanın düzgün təyin edilməsinin zəruriliyinin isbatına ehtiyac yoxdur. Son vaxtlar, hava haqqında məlumatların daha düzgün, etibarlı və vaxtında verilməsinin şahidi oluruq.

İnsanlara bu işdə kömək edən yenə də YSP-ləridir. Belə funksiyaları yerinə yetirən meteoroloji peyklərə misal olaraq «Meteor» (SSRİ), «Nimbus» (ABŞ) və b. göstərmək olar. Belə peyklər insanlara çox böyük ərazilər üzərində buludların vəziyyəti və hərəkəti haqqında dürüst məlumatlar verir. Buludlar isə atmosferdə

gedən proseslər – tsiklonlar, hava axınları, tufan və s. haqqında çox dolğun məlumat verə bilər. Meteoroloji peyklərdə qoyulmuş infraqırmızı şüalanma qəbulediciləri planetimizin istilik balansını haqqında düzgün məlumat verir ki, bu da siklonların, tufanların, sunamilərin, qasırğaların, dəniz və okean sularının konfigurasiyasının dəyişilməsinin səbəblərini öyrənməyə kömək edir.

Hazırda Yer orbitində bir neçə «Meteor» tipli (SSRİ) meteoroloji peyklər işləyir. Onlar Yerə buludların paylanması, Yer kürəsində qar və buz örtüyü, mühitin temperaturu, rütubətliyi və təzyiqi, okean və dənizlərdə temperatur sahəsi və s. haqqında müntəzəm olaraq məlumatlar verir. Peyklər Yerdəki stansiyalara bu məlumatları iki rabitə kanalı vasitəsilə çatdırır; 460 – 470 MHS diapazonunda işləyən kanalla kompleks meteoroloji və radiometrik informasiyalarını, 137 – 138 MHS diapazonunda işləyən digər kanalla isə – məhəlli televiziya şəkillərini (əkslərini) göndərir. Yerdə xüsusi mərkəzlərdə işləyən ixtisasçılar tərəfindən bu məlumatlar toplanılır, işlənir və rabitə vasitələri ilə lazımi təşkilatlara çatdırılır.

«Meteor 2» tipli meteoroloji peyk 1100 km hündürlüyə malik olan dairəvi orbitə çıxarılıb. Günəş batareyalarının gücü ~ 0,5 kvt-a bərabərdir. Onda yerləşdirilmiş televiziya kamerasının ayırdetmə qabiliyyəti 900 metrdir. Kameradan gələn siqnallar videomaqnitofonun yaddaşına yazılır və peyk idarə mərkəzindən görünmə zonasına düşəndə Yerə ötürülür. Peyk demək olar ki, sutkada 2 dəfə planetimizin bütün səthini «gör» bilir. Peyk Yerin televiziya şəkillərini onda yerləşdirilən infraqırmızı oblastda (3,4 – 4,2 mkm) işləyən radiometrlər vasitəsilə gecə vaxtı da çəkə bilir. Biz seansda o Yerə 150 M bit-ə bərabər informasiyanı verə bilir. Ümumiyyətlə, meteoroloji peyklərdə onlarla qeydedici cihazlar var və Yerə hava haqqında kifayət qədər dürüst məlumatlar verməyə qadirdir. Qeyd etmək lazımdır ki, hazırda kosmosda müxtəlif ölkələrə məxsus çoxlu meteoroloji peyklər var və onlar durmadan təkmilləşdirilir. Son vaxtlar, hava haqqında məlumatın düzgün və vaxtında verilməsi bir çox qəzaların qarşısını almağa imkan yaratmışdır. Buna ən yaxşı misal olaraq keçən əsrin 80-cı illərində yaradılmış KOSPAS sistemini göstərmək olar. KOSPAS sözü rus dilində ifadə olunmuş – qəzaya uğramış təyyarə və gəmiləri axtarmaq üçün kosmik sistem – mənasını verən abreviaturadır. Bu cür xidmət üçün iki sovet «Kosmos – 1383», «Kosmos 1447» və bir amerika

(«NODA -84») peyki kosmosda daimi fırlanmaqdadır. Bununla yanaşı SARSAT adında digər analoji sistem də fəaliyyət göstərir. Bu sistem ABŞ, Kanada və Fransa tərəfindən yaradılıb. Hazırda bu iki sistem birləşdirilib KOSPAS – SARSAT kimi əlaqəli işləyir. Söz gəlişi qeyd edək ki, bu sistem dövlətlər və xalqlar arasında radiodalğalar vasitəsilə kömək əlini uzatmağın ən parlaq nümunəsidir.

KOSPAS – SARSAT sistemi baş verən qəzalar haqqında operativ dürust məlumat verməyə qadirdir. Hər bir gəmi, təyyarə və ya başqa bir obyekt qəza siqnalları vermək üçün metrlik (121, 5 MHs) və desimetrlik (406 MHs) diapazonlarında işləyən xüsusi qəza radiovericilərlə təchiz edilmişdir. Qəza baş verdikdə bu radiovericilər avtomatik olaraq fəzaya qəza siqnallarını «buraxır». Bu siqnallar görünmə zonasında olan hər hansı bir YSP tərəfindən qəbul edilərək yaddaşında saxlanılır və Yerdə yerləşdirilmiş müəyyən informasiya qəbulu mərkəzlərinin üstündən keçərkən xüsusi kanalla (məsələn, 1544,5 MHs tezlikli) mərkəzə çatdırılır. Bu mərkəzlər də öz növbələrində uyğun ölkələrin axtarış xilasetmə xidmətlərinə qəza haqqında xəbər verir. Belə sistemlərin fədakar işi nəticəsində indiyə kimi yüzlərlə insan həyatı və onlarla gəmi batmaqdan xilas olmuşdur.

Dünya dəniz və okeanlarında hərəkət edən hərbi və mülki gəmilərin hərəkətini daha da etibarlı və təhlükəsiz etmək məqsədilə qlobal noviqasiya və koordinatları dəqiq təyinedici digər sistemlər də mövcuddur. Belə sistemlər ABŞ-da 1973 ildən yaradılmağa başlanmışdır və əvvəllər sırf hərbi məqsədlər daşıyırdı. Əsrin əvvəllərindən başlayaraq bu sistemlər kommersiya xarakteri daşıyır və digər marağı olan ölkələr tərəfindən də istifadə edilir. Bu sistemlərdən qəzaya uğramış gəmilərin və təyyarələrin koordinatlarını təyin etmək üçün də istifadə etmək olar. Bu sistemlər radiolokasiya stansiyalarında olduğu kimi radiodalğaların koordinatlarını təyin etmək və tələb olunan obyektə çatıb ondan əks olunmasına sərf olunan zamanı bilərək obyektə kimi məsafənin təyin edilməsinə əsaslanmışdır. Bu məqsədlə 17.000 km hündürlüyə malik 6 müxtəlif orbitlərə çıxarılmış 24 Yer sünə peykindən istifadə olunur. Peyklər 24 saat ərzində 3 km/san sürətilə fasiləsiz hərəkət edərək Yer ətrafında sutkada 2 dəfə dövr edir. Hər bir peykin çəkisi təxminən 900 kq, ölçüsü Günəş batareyası ilə birlikdə 5m-dir. Peykdə qoyulan vericinin gücü 50 Vat-dır.

Bu sistem iki tezlikdə – 1575, 12 MHs və 1227,60 MHs tezliklərdə radiodalğalar şüalandırır. Birinci siqnal «kobud» kod; 2-ci isə «dəqiq» koddur. Axırıncı kod hərbi məqsədlər üçündür və obyektin koordinatlarını daha dəqiq təyin etməyə imkan verir. Bu koda giriş məhduddur.

Naviqasiya siqnallardan əlavə peyk daimi olaraq digər xidməti informasiya da verir; dəqiq vaxt, peykin orbiti və s. Miqdarı 1500 bitdən ibarət olan bu parametrlər 50 bit/san sürətilə hər 12,5 dəqiqədən bir düzəlişlərlə verilir. Bu sistemlərdə əsas problem Yerdəki qəbuledicilərlə peyklərdəki vaxtın sinxronlaşdırılması məsələsidir. Bu zamanlar arasında olan kiçik bir fərq obyektə kimi məsafənin təyində çox böyük xətalara səbəb ola bilər. Buna görə də, həm qəbuledicidə, həm də peykdə çox böyük dəqiqliyə malik atom saatlarından istifadə olunur. Bundan başqa koordinatların təyin edilməsində Yerin atmosferi ilə, müxtəlif digər obyektlərdən elektromaqnit dalğalarının əks olunması ilə və obyektin yerləşdiyi məkanla əlaqədar xətalara da mövcud ola bilər. Bu sistemlər adi məqsədlər üçün obyektin koordinatlarını 30 – 100 m dəqiqliklə təyin etməyə imkan verir.

YSP, həmçinin, Yer səthinin coğrafi, geoloji, hidrofiziki, aqrobioloji prosesləri və xarakteristikaları haqqında bizim biliklərimizi xeyli genişləndirmişdir. Aral dənizinin quruması, dənizlərin, okeanların, o cümlədən, Xəzər dənizinin, ucu-bucağı görünməyən səhraların konturlarının dəqiqləşdirilməsi və s. Yerin sünə peykləri vasitəsilə mümkün olmuşdur.

Kənd təsərrüfatında da YSP-lərin rolu olduqca böyükdür; taxıl tarlalarının biçinə hazır olub-olmaması, zərərvericilər tərəfindən vurulan zərərləri, məhsulun müəyyən xəstəliklərə düşməsi, meşə yangınları və s. haqqında məlumatlar peyklər tərəfindən təyin edilərək müntəzəm surətdə aidiyyəti olan mərkəzlərə çatdırılır və insanlara milyonlarla xərclərə qənaət etməyə imkan yaradır.

Biz burada planetlərarası avtomatik stansiyalar haqqında söz açmadıq. Bunlar olduqca mürəkkəb sistemlərdir. Belə aparatlar bəşəriyyətə bizim Günəş sistemindən başqa digər qalaktikalardan da məlumatlar verə bilər və insanların kosmos və canlı aləmin yaranması haqqında biliklərini zənginləşdirməyə və mükəmməlləşdirməyə geniş imkanlar açır. Milyardlarla kilometr uzaqlarda yerləşən obyektlərdən bizə bu cür məlumatları gətirən radiodalğalardır. Kosmosda ultraqısa

dalğalar planetlər arası mühit tərəfindən, demək olar ki, udulmur. Siqnallar, əsasən, planetimizi əhatə edən atmosfer tərəfindən udula, səpilə və əks oluna bilər. Hazırda insanlar çox-çox zəifləməsinə baxmayaraq, bu radiodalğaların daşdıqları informasiyalardan bəhrələnməyi, faydalı məlumatları küylərdən ayırmağı bacarırlar.

*Kitabın axıncı fəslində verdiyimiz məlumatlar heç vaxt tam sayıla bilməz. Müasir radiofizikanın və radioelektronikanın inkişafı o qədər sürətlə gedir ki, dünən bizim malik olduğumuz məlumatlar sabah çox –çox köhnələ bilər. Lakin burada toxunduğumuz bəzi məsələlər, faktlar, uğurlu və uğursuz təcrübələr, fikrimizcə, tədris etdiyimiz sahənin - radiofizika üsullarının və radioelektron qurğularının öyrənilməsinin əhəmiyyətini və vacibliyini göstərmək üçün kifayətdir.*

Radiocihaz və detalların prinsipl sxemlərdə şərti işarələri			
Adı	İşarəsi	Adı	İşarəsi
Ötürücü antenna		Şəpsel	
Qəbuledici antenna		Taxılan şəpsel	
Qəbuledici-ötürücü antenna		Yuvacıq	
Yerlə birləşdirmə		Ekranlanmış şəpsel	
Örtüklə birləşdirmə		Yüksək tezlikli koaksial şəpsel	
Örtüklə birləşdirilmiş ekran		Qalvanik element	
Qapayıcı kontakt reləsi		Qalvanik elementli batareya	
Açıq kontakt reləsi		Relə sarğısı	
Qoşub-açan kontakt reləsi		Bir qat sarğılı relə	
Bir qütblü açar		İkiqat sarğılı relə	
İki qütblü açar		Polyarlaşmış relə sarğısı	
Bir qütblü iki vəziyyətli qoşub-açan açar		Qütblü elektrolitik kondensator	
Əriyən qoruyucu		Keçid kondensatoru	

Radiocihaz və detalların prinsipl sxemlərdə şərti işarələri			
Adı	İşarəsi	Adı	İşarəsi
Rezistor		Elektrolitik kondensator	
0,125 Vt		Kondensator	
0,25 Vt		Dəyişən tutumlu kondensator	
0,5 Vt		Dəyişən tutumlu kondensatorlar bloku	
1,0 Vt		Tənzimləyici kondensator	
2,0 Vt		İnduktivlik sarğacı	
5,0 Vt		İçlikli induktivlik sarğacı	
Potensiometr		Tənzimlənən içlikli induktivlik sarğacı	
Varistor		İçliksiz transformator	
Termistor		Dəyişən əlaqəli içliksiz transformator	
Ümumi içlikli transformator		İçlikli transformator	
Variometr		Kömür mikrofonu	



Radiocihaz və detalların prinsipial sxemlərdə şərti işarələri			
Adı	İşarəsi	Adı	İşarəsi
Ferromaqnit içlikli drossel		Dinamik mikrafon	
Ferromaqnit içlikli transformator		Kondensator mikrofonu	
Telefon		Birbaşa qızdırıcı katodlu vakuüm diodu	
Ucadan-danışan		Dolayı yolla qızdırılan vakuüm diodu	
Mikrofon		Ümumi katodlu ikiqat diod	
Səsgötürücü		Triod	
Monofonik səsverici maqnit başlığı		Şüalı tetrod	
Monofonik səsyazan maqnit başlığı		Pentod	
Səsyazan, səsi bərpaedən, səsi pozan maqnit başlığı		Qazotron	
Səsipozan maqnit başlığı		Soyuq katodlu tiratron	
Elektron fotoelementi		Stabilitrone	
Yarımkəçirici diod		p-n-p bipolyar tranzistor	

Radiocihaz və detalların prinsipial sxemlərdə şərti işarələri			
Adı	İşarəsi	Adı	İşarəsi
Yarımkəçirici stabilitrone		n-p-n bipolyar tranzistor	
Tunel diodu		n-tip sahə tranzistoru	
Çevrilmiş diod		p-tip sahə tranzistoru	
Varikap		p-tip MOY tranzistor	
Fotodiod		n-tip MOY tranzistor	
İşıq diodu		Fotorezistor	
İYT diodu		Közərmə lampası	
Yarımkəçirici fotoelement		Diod optronu	
Dinistor		Birfazlı körpülü düzləndirici	
Katodu ilə idarə olunan tiristor		Analoq mikrosxemi	
Anodu ilə idarə olunan tiristor		Rəqəmli mikrosxem	

## KİTABDAKI MÖVZULAR

	<i>səh.</i>
<b>Ön söz .....</b>	<b>3</b>
<b>I Fəsil. Radiofizika və radioelektronikanın əsas anlayışları və prinsipləri.....</b>	<b>5</b>
§1.1. Radiofizikanın predmeti və əsas tətbiq sahələri.....	5
§1.2. Signallar və onların təsnifatı.....	8
§1.3. Radioelektron kompleksi və əsas radiofiziki proseslər.....	15
§1.4. Radiodalğaların diapazonları şüalandırılması və tətbiq sahələri.....	21
§1.5. Rabitə kanalı vasitəsilə informasiyanın ötürülməsi .....	28
<b>II Fəsil. Toplanmış parametrlı xətti radioelektron dövrləri.....</b>	<b>34</b>
§2.1. Dövrə elementləri. Radioelektron dövrlərinin təsnifatı.....	34
§2.2. Spektral təhlil üsulu .....	41
§2.3. Xətti dördqütblülər. Dördqütblülər üsulu .....	49
§2.4. Diferensiallayıcı və inteqrallayıcı dövrlər dördqütblülər kimi .....	65
§2.5. Xətti sistemlərin təhlilində triqonometrik funksiyalar üsulu. Konturda sərbəst rəqslər.....	73
§2.6. Kompleks amplitud və vektor diaqramları üsulları. Ardıcıl konturda məcburi rəqslər.....	80
§2.7. Ardıcıl rəqs konturunun filtrləmə xassələri .....	87
§2.8. Paralel rəqs konturu və onun filtrləmə xassələri.....	91
§2.9. Rabitəli konturlar və onların filtrləmə xassələri .....	98
§2.10. Mürəkkəb elektrik filtrləri .....	105
<b>III Fəsil. Paylanmış parametrlı xətti sistemlər .....</b>	<b>115</b>
§3.1. Uzun xətlər və onların dalğa tənlikləri.....	115
§3.2. Dalğaların xəttin sonundan əks olunması .....	121
§3.3. Xəttin giriş müqaviməti .....	126
<b>IV Fəsil. Qeyri-xətti xarakteristikaların təhlili .....</b>	<b>131</b>
§4.1. Qeyri-xətti elementlər və onların xarakteristikaları .....	131
§4.2. Qeyri-xətti xarakteristikaların qrafiki üsulla təhlili .....	133
§4.3. Analitik üsul. Qeyri-xətti xarakteristikaların aproksimasiyası .....	136
<b>V Fəsil. Elektrovakuum və ion cihazları.....</b>	<b>140</b>
§5.1. Elektrovakuum cihazları. Elektron lampalarının katodları.	

Diod.....	140
§5.2. Triod və onun xarakteristikaları.....	149
§5.3. Coxelektrodlu lampalar .....	159
§5.4. Elektron-şüa boruları .....	166
§5.5. İon cihazları .....	169
§5.6. Elektrovakuum və ion cihazlarının markalanması.....	175
<b>VI Fəsil. Yarımkəçirici cihazlar.....</b>	<b>178</b>
§6.1. Elektron-deşik keçidi .....	178
§6.2. Yarımkəçirici diodlar .....	184
§6.3. Bipolyar tranzistorlar .....	192
§6.4. Sahə tranzistorları.....	196
§6.5. Coxkeçidli yarımkəçirici cihazlar. Tiristorlar .....	199
§6.6. Yarımkəçirici cihazların təsnifatı və markalanması .....	202
§6.7. İnteqral mikroşemlər .....	204
§6.8. Nanotexnologiya haqqında qısa məlumat. Nanoelektron elementləri .....	209
<b>VII Fəsil. Elektron gücləndiriciləri .....</b>	<b>211</b>
§7.1. Gücləndiricilərin təsnifatı və əsas xarakteristikaları .....	211
§7.2. Lampalı gücləndirici kaskadlar. Triodun ekvivalent sxemləri.....	219
§7.3. Tranzistorlu gücləndirici kaskadlar. Alçaq tezliklərdə bipolyar tranzistorun ekvivalent sxemləri .....	224
§7.4. Sahə tranzistorlu gücləndirici kaskad və alçaq tezliklərdə onun ekvivalent sxemi.....	232
§7.5. Rezistor-tutum rabitəli, enlizolaqlı, ikikaskadlı gərginlik gücləndiricisi. Coxkaskadlı gücləndiricilərə keçid.....	235
§7.6. Gücləndiricilərdə əks-rabitə .....	246
§7.7. Darzolaqlı gərginlik gücləndiriciləri .....	254
§7.8. Sabit cərəyan gücləndiriciləri.....	261
§7.9. Diferensial gücləndiricilər.....	265
§7.10. Əməliyyat gücləndiriciləri.....	269
§7.11. Güc gücləndiriciləri.....	275
<b>VIII Fəsil. Harmonik rəqs generatorları .....</b>	<b>280</b>
§8.1. Harmonik elektrik rəqslərinin həyəcanlandırılması .....	280
§8.2. LC-avtogenetorlar .....	288
§8.3. RC-avtogenetorlar .....	293
§8.4. Avtogenetorlarda generasiya olunan rəqslərin	

tezliyinin stabiləşdirilməsi .....	296
<b>IX Fəsil. Elektrik rəqslərinin çevrilməsi.....</b>	<b>301</b>
§9.1. Rəqslərin amplituda görə modullaşması .....	301
§9.2. Rəqslərin tezlik və fazaya görə modullaşması .....	313
§9.3. Amplituda görə modullaşmış rəqslərin detektə edilməsi .....	319
§9.4. Detektor sxemləri .....	323
§9.5. Tezliyin çevrilməsi.....	331
<b>X Fəsil. İmpuls və rəqəm texnikasının əsas elementləri .....</b>	<b>334</b>
§10.1. İmpuls qurğularının ümumi xarakteristikaları. İmpuls siqnalların parametrləri .....	334
§10.2. Elektron açarları. İmpuls siqnalların sadə formalaşdırıcıları .....	337
§10.3. Məntiq cəbrinin əsasları və məntiq elementləri.....	346
§10.4. Triggerlər .....	353
§10.5. Registrlər .....	359
§10.6. Multivibratorlar .....	360
§10.7. Bloking-generatorlar .....	365
§10.8. Xətti-dəyişən gərginlik generatorları.....	371
<b>XI Fəsil. Radiofizikavə kosmos radiodalğalar insanların xidmətində .....</b>	<b>374</b>
§ 11.1. Kosmik radio rabitə .....	374
§ 11.2. Kosmik radioelektronikanın digər tətbiqləri .....	378
<b>Radiocihaz və detalların prinsipial sxemlərdə şərti işarələri .....</b>	<b>383</b>
<b>Ədəbiyyat.....</b>	<b>387</b>

**Nəşriyyat redaktoru:  
Korrektorları:**

**Qədimova Məryəm  
Hətənova Mələhət**

**Kompüter tərtibi:**

**Cəfərova Afiqə  
Məmmədova Şöbə  
İmanova Azadə**

Çapa imzalanmışdır: 31.01.2008.  
Formatı 60x84 1/16. Sifariş 17  
Həcmi 24,5 ç.v. Sayı 350.

---

«Bakı Universiteti» nəşriyyatı,  
Bakı ş., AZ 1148, Z.Xəlilov küçəsi, 23.