

621.37

621.37

A 15

ЎЗБЕКИСТОН RESPUBLIKASI ALOQA, AXBOROTLASITIRISH  
VA TELEKOMMUNIKATSIYA TEXNOLOGIYALARI DAVLAT QO'MITASI

TOSHKENT AXBOROT TEXNOLOGIYALARI UNIVERSITETI

*A.A.Abdugazizov, M.M. Muhtidinov, Ya.T. Yusupov*

**RADIOTEXNIK  
ZANJIRLAR VA SIGNALLAR**

[darslik]

2035266

**1 O'QUV ZALI**

Toshkent Axborot Texnologiyalari Universiteti

№ 2746

Axborot Resursi Markuzi

Toshkent 2012

621.372 (045) Radiotexnik. ushbu u  
kurmash

Ushbu darslikda axborot, xabar va signallar; signallarni ortogonal tashkil etuvchilarga yoyish; signallarni Fure qatoriga yoyish; spektri polosasi tor signallar; uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash va uni diskret vaqtlarda olingan qiymatlari asosida qayta tiklash; diskret signallarda almashtirishlar; z-almashtirish; radiotexnik zanjirlarning turlari; chiziqli radiotexnik zanjirlar va ularning asosiy xarakteristikalarini; chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etish; nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approssimatsiyalash; nochiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etish usullari; analog modulyatsiyalangan signallar; diskret modulyatsiyalangan signallar; raqamli aloqa tizimlarida modulyatsiya turlari; raqamli signallarni uzatish tizimlarining samaradorligi va xalaqitbardoshligi; xabarlarini yashirin shaklda uzatish usullari; detektorlash; nochiziqli radiotexnik qurilmalar; avtogeneratorlar; parametrik qurilmalar; nochiziqli radiotexnik zanjirlarda bir necha signallarning o'zaro ta'siri; tasodifiy jarayonlar; signallarning energetik spektri; tasodifiy signallarni chiziqli va nochiziqli zanjirlardan o'tishi; radiosignallarni qabullashda xalaqitbardoshlik asoslari; signallarni ajratish nazariyasi asoslari; signallarni optimal filtrlash; raqamli filtrlarga tegishli masalalar yoritilgan.

Darslik oliy o'quv yurtlari bakalavriatura, magistratura talabalari, injener-texnik xodimlar va qiziquvchilar uchun mo'ljallangan.

#### Mualliflar:

A.Abduazizov, M.M. Muhitdinov, Ya.T.Yusupov

#### Taqrizchilar:

A.A. Abduqayumov,  
texnika fanlari doktori, professor

A.A. Xoliqov,  
texnika fanlari doktori, professor

Mualliflar ushbu "Radiotexnik zanjirlar va signallar" darsligini chop etishga homiylik qilgan "O'zbektekekom" aksiyadorlik kompaniyasi bosh direktori M.M. Maxmudovga o'z minnatdorliklarini bildiradilar.

O'zbekiston Respublikasi Oliy va o'rta maxsus ta'lim vazirligi  
tomonidan darslik sifatida tavsiya etilgan

## KIRISH

Hozirgi zamon telekommunikatsiya va aloqa tizimlari: radioaloqa, televidenie, ko'p kanalli uzatish tizimlari, radioeshittirish, sotali radioaloqa, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa qurilmalari murakkab radioelektron tizimlar sirasiga kiradi. Radiotexnik zanjirlar va signallar (RTZvaS) fanida telekommunikatsiya qurilmalari va tizimlaridagi asosiy funksional qurilmalar, ularning ishlash prinsipi va asosiy xarakteristikalari; aloqa kanallari orqali axborotlarni uzatish va ulardan foydalanish samaradorligini oshirish usullari o'rganiladi.

Fanda axborotlar, signallar va turli xalaqitlarni matematik tarzda tasvirlash, turli signallarni shakllantirish usullari, ularning elektr zanjirlardan o'tganda o'zgarishi, analog va raqamli shaklda axborotlarni uzatish asoslari, aloqa qurilmalari xalaqitbardoshligi; aloqa tizimlari axborot uzatish qobiliyati; signallarni optimal qabul qilish; optimal filtrlash; aloqa tizimidan samarador foydalanish usullariga alohida e'tibor berilgan.

RTZvaS fani Radiotexnika yo'nalishining o'quv rejasida umumkasbiy fanlar qatoriga kiritilgan bo'lib, ushbu fan mutaxassislik fanlarini o'rganish uchun asos bo'lib xizmat qiladi. RTZvaS fanida beriladigan bilimlar bir qator matematik va tabiiy-ilmiiy fanlaridan olingan nazariy va amaliy bilimlarga asoslanadi.

Ushbu darslikka Toshkent axborot texnologiyalari universitetining Radiotexnika va radioaloqa kafedrasida yaratilgan virtual laboratoriya ishlari va virtual laboratoriya ishlarini bajarish uchun uslubiy ko'rsatma hamda ushbu fandan masalalar to'plami elektron shaklda ilova qilingan bo'lib, u ushbu fanni mustaqil ravishda o'rganish imkoniyatini beradi.

Radiotexnik zanjirlar va signallar fanidan virtual laboratoriya ishlari DELPIII dasturi asosida tayyorlangan bo'lib, ushbu ishlarni shaxsiy kompyuterda mustaqil bajarish nazariy bilimlarni chuqurroq o'zlashtirish, xususan signallarning asosiy parametrlarining o'zgarishi uning shakliga, amplituda va chastota spektriga ta'sirini o'rganish; turli modulyatsiyalanmagan va modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish, ularga ishlov berish; signal va xalaqitlarning chiziqli, nochiziqli va parametrik radiotexnik funksional qismlaridan o'tishidagi jarayonlar; turli raqamli modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish usullarini o'zlashtirishga imkoniyat beradi. Har bir virtual laboratoriya ishini bajarish uchun elektron uslubiy qo'lanmadan foydalanish tavsiya etiladi.

Ushbu darslikning kirish so'zi, 1, 7÷13, 17÷20, 21, 23÷27 boblari hamda 3.5÷3.6.8, 16.1, 22.1÷22.4 qismlari texnika fanlari nomzodi, professor A.Abduev, 4, 5, 14, 15 boblari hamda 3.1÷3.4, 3.6.9 qismlari texnika fanlari doktori, professor M.M. Muxitdinov, 2, 6, 28 boblari hamda 16.2, 22.5÷22.7 qismlari katta o'qituvchi Ya.T. Yusupovlar tomonidan yozilgan. shuningdek ilovalar ham Ya.T. Yusupov tomonidan tuzilgan.

# 1. AXBOROT, XABAR VA SIGNALLAR

## 1.1. Elektromagnit to'liqlar

Radiotexnikada xabarni manbadan istemolchiga yetkazib berish uchun elektromagnit to'liqlardan foydalaniladi. Quyida elektromagnit to'liqlar haqida qisqacha tushuncha beramiz. Bu tushuncha xabarni elektromagnit to'liqlar yordamida qanday uzatilishi haqida dastlabki ma'lumot bo'ladi.

Ma'lum uzunlikdagi o'tkazgichdan tok o'tganda, uning atrofida statistik magnit maydoni paydo bo'ladi. Agarda tokning qiymatini asta-sekin nolgacha kamaytirsak o'tkazgichdan ma'lum masofada bo'lgan magnit maydoni kuchlanganligi ham kamayib nolga teng bo'ladi. Bu holni maydon energiyasi tok manbaiga qaytgan deb tushuniladi. Agar tok va uning yo'nalishini ma'lum bir davr oralig'ida, ma'lum bir chastota bilan o'zgartirsak yuqoridagiga o'xshash magnit maydoni davriy ravishda paydo bo'ladi va yo'qoladi: tok qiymati oshganda magnit maydoni energiyasi oshadi va tok qiymati kamayganda magnit maydon energiyasi elektr manbaiga qaytadi. Agar tokning o'zgarish chastotasini va yo'nalishini oshirsak yuqorida aytilib o'tilgan jarayon boshqacha shakl oladi. Bu holda elektr energiyasining o'tkazgich atrofidagi muhitda tarqalishi va manbaga qaytishi, fazoning o'tkazgich yaqin atrofidagi muhitda ro'y beradi. Energiyaning bir qismi o'tkazgichdan har tomonga elektromagnit to'liq shaklida tarqaladi.

Elektromagnit to'liqlarning tarqalish tezligi  $S_0$  ga teng bo'lib, uning asosiy parametri to'liq uzunligi hisoblanadi. Agar o'tkazgichdan o'tayotgan tokning o'zgarish chastotasi  $f$  bo'lsa, uning o'zgarish davri  $T=1/f$  bo'ladi. O'tkazgich nurlantirayotgan elektromagnit to'liqning  $T$  vaqt ichida bosib o'tgan to'g'ri masofasi to'liq uzunligi deb ataladi va  $\lambda$  harfi bilan belgilanadi. U quyidagicha aniqlanadi:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

Masalan elektromagnit to'liqning vakkumda tarqalish tezligi  $S_0=3 \cdot 10^8$  m/s va chastotasi  $f=3 \cdot 10^3$  Hz bo'lsa, unda (1) formulaga asosan u tarqatayotgan to'liq uzunligi  $\lambda=10^5$  m bo'ladi; agar  $f=3 \cdot 10^9$  Hz=3 GHz bo'lsa, unda  $\lambda=10$  sm bo'ladi.

Agar o'tkazgichning uzunligini  $L$  deb hisoblasak, tok manbai energiyasining asosiy qismi uni o'rab turgan fazoga tarqalishi uchun  $L/\lambda \approx 1$  sharti bajarilishi kerak. Bu holda nisbatan past chastotali tebranishlarni elirga-fazoga katta samaradorlikda uzatish uchun juda uzun o'tkazgichlardan foydalanishga to'g'ri keladi. Shuning uchun radiotexnikada xabarlarini uzatish uchun nisbatan qisqa to'liq uzunligiga ega bo'lgan elektromagnit to'liqlardan foydalaniladi. Bu holda elektromagnit to'liqlar o'lchamlari nisbatan kichik bo'lgan o'tkazgichlar tizimidan foydalaniladi. Elektromagnit to'liqlarni yuqori samaradorlik bilan tarqatish uchun mo'ljallangan o'tkazgichlar tizimi radio uzatish antenasi deb yuritiladi.

Hozirgi davrda turli radiotexnik uzatish tizimlaridagi antennalar  $10^4$ - $10^{12}$  Hz diapazondagi chastotali toklar manbai elektromagnit to'liqlarini tarqatadi. Bu chastotalar yuqori chatotalar yoki radiochastotalar deb ataladi va ularga mos elektromagnit maydonlari – radioto'liqlar deb ataladi. Turli chastotali radioto'liqlar yer atrofi va kosmik fazoda turlicha tarqaladilar. Foydalaniladigan radioto'liqlar chastotasi loyihalanayotgan radiotexnik tizim ko'rsatkichlariga katta ta'sir ko'rsatadi. Shuning uchun radioto'liqlarning tarqalish xususiyatiga va ularni generatsiyalashning hisobga olingan holda radiochastotalarni quyidagi diapazonlarga bo'lish va atash qabul qilingan (1.1-jadval). Bunday taqsimot Xalqaro elektraloqa ittifoqi (XEI) tomonidan belgilangan.

Hozirgi zamon radiotexnikasi iloji boricha yuqori chastotalardan foydalanish tomon rivojlanmoqda. Buning sabablari quyidagilardan iborat:

1. Chastota oshgan sari uni tarqatuvchi antenning geometrik o'lchamlari kichiklashadi va radioto'liqlarni kerakli yo'nalishda tarqatishni ta'minlash osonlashadi. Bu juda katta amaliy ahamiyatga ega, chunki tebranish manbai quvvatini oshirmasdan turib, axborot uzatish masofasini oshirish mumkin bo'ladi;

2. Tashqi ta'sir etuvchi elektromagnit xalaqitlar sathi kam bo'ladi (bular: momoqaldiraq va yuqori kuchlanishli elektr uzatish liniyalari razryadlari; elektr transport: tramvay, trolleybus va elektropoezdlar tok olish kontaktlari (ulagichlari) jips tegmasligi natijasida hosil bo'ladigan xalaqitlar);

3. Ba'zi xabarlar faqat nisbatan yuqori chastotalar diapazonidan foydalanilganda sifatli uzatilishi mumkin (masalan, televizion signallar) ularni uzatish uchun radioto'liqlarning metrlar va detsimetrlar diapazonidan foydalaniladi;

4. 8 va 12 diapazonlar keng chastotalar intervaliga ega. Masalan, kilometrlar diapazoni kengligi  $3 \cdot 10^5 - 3 \cdot 10^4 = 27 \cdot 10^4$  Hz; santimetrlar diapazoni kengligi  $3 \cdot 10^{10} - 10^9 = 27 \cdot 10^9$  Hz.

Elektromagnit to'liqlar odatda xabar manbai joylashgan nuqtadan fazoga tarqaladi va u istemolchi joylashgan nuqtaga yetib kelsa, undan xabar tashuvchi sifatida foydalanish mumkin. Buning uchun ma'lum shartlar bajarilishi lozim.

## Radiochastotalar, radioto'lqinlar va ulardan foydalanish sohalari

1.1-jadval

TR	Radiochastotalar diapazoni	Diapazon chegarasi	Radioto'lqin diapazoni	Diapazon chegarasi	Foydalanish sohasi
1	Haddan tashqari past chastota (HTPCh)	3,0÷30 Hz	Dekametrlar	100÷10Mm	-
2	Juda juda past chastota (JJPCh)	30÷300 Hz	Megametrlar	10÷1,0 Mm	-
3	Infra past chastota (IPCh)	300÷3000 Hz	Gektokilometrlar	1000÷100 km	-
4	Juda past chastota (JPCh)	3÷30 kHz	Mirametrlar	100÷10 km	-
5	Past chastota (PCh)	30÷300 kHz	Kilometrlar	10÷1 km	Uzoq masofa radionavigatsiyasi
6	O'rta chastota (O'Ch)	0,3÷3,0 MHz	Gektometrlar	100÷10 m	Radioeshitirish
7	Yuqori chastota (YuCh)	3,0÷30,0 MHz	Dekametrlar	10÷1,0 m	Radioesh-sh, gilro meteo va aviatsiya uchish xizmati
8	Juda yuqori chastota (JYuCh)	30,0÷300 MHz	Metrlar	1,0÷0,1 m	Radioesh-sh, mobil radioaloqa, radioxavaskorlar aloqasi (27 MHz diapazon)
9	Ultra yuqori chastota (UYuCh)	300÷3000 MHz	Desimetrlar	10÷1,0 dm	UQD-ChM radioesh-shi, teleko'rsatuv, mobil aloqa, samolyot radioaloqasi
10	Juda-juda yuqori chastota (JJYuCh)	3,0÷30,0 GHz	Santimetrlar	1,0÷0,1 sm	Teleko'rsatuv, kosmik radioaloqa va radionavigatsiya, mobil aloqa, radiolokatsiya
11	I haddan tashqari yuqori chastota (HTYuCh)	30,0÷300,0 GHz	Millimetrlar	10÷1,0 mm	Kosmik radioaloqa, radionavigatsiya, radiolokatsiya, radioastronomiya
12	Giper yuqori chastota (GYuCh)	300,0÷3000 GHz	Desimillimetrlar	1,0÷0,1 mm	Kosmik radioaloqa, radiolokatsiya, radioastronomiya, radiooptik aloqa

## 1.2. Axborot manbai va axborot oluvchi

Biron bir voqea, hodisa va ob'ekt to'g'risidagi ma'lumotlarni axborot deb ataladi. Axborot manбайдan istemolchiga yozma shaklda, og'zaki nutq shaklida, o'zgaruvchan va o'zgarmas tasvir shaklida va hakazo shakllarda uzatilishi mumkin. Axborotni yetkazib berish shakliga xabar deb ataladi. Xabarni uzatish, taqsimlash, xotirada saqlash, shaklini o'zgartirish va to'g'ridan-to'g'ri axborot oluvchiga yetkazib berish mumkin. Xabar almashish na faqat insonlar orasida, balki inson va avtomatik boshqarish tizimi o'rtasida, turli texnik tizimlar, EHM va jonivorlar orasida bo'lishi mumkin. Xabarni ma'lum bir shaklda yaratib beruvchi ob'ekt xabar yoki axborot manbai deb, xabarni iste'mol qiluvchi ob'ekt istemolchi deb ataladi.

Radiotexnika va elektr aloqa tizimlarida xabar manбайдan istemolchiga ma'lum bir parametri uzatilayotgan xabarga mos ravishda o'zgaruvchi fizik kattalik orqali yetkazib beriladi. Fizik kattalik sifatida yopiq elektr zanjirlaridan o'tayotgan tokning yoki uning bir qismi bo'lgan yuklamadan tok o'tishi natijasida kuchlanishni mos ravishda o'zgarishi misol bo'ladi.

## 1.3. Axborot uzatish tizimi

Xabarni manбайдan xabar iste'molchiga yetkazib berish uchun foydalaniladigan texnik qurilmalar aloqa tizimi deb ataladi (1.1-rasm). Aloqa tizimi: xabar manbai (XM), xabarni elektr signalga aylantirish qurilmasi (XSA), signal uzatish qurilmasi (SUQ), aloqa liniyasi (AL), signal qabullash qurilmasi (SQQ), elektr signalni xabarga aylantirish (SXA) qurilmasi va xabar iste'molchi (XI)dan iborat.

Umumiy ko'rinishdagi aloqa tizimining strukturaviy sxemasi 1.1-rasmda keltirilgan.



1.1-rasm. Aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

- XM – xabar manbai;
- XSA – xabarni signalga aylantirgich;
- SUQ – signal uzatish qurilmasi;
- AL – aloqa liniyasi;

SQQ – signal qabullash qurilmasi;  
 SXA – signalni xabarga aylantirgich;  
 XI – xabar iste'molchisi;  
 AT – aloqa tizimi;  
 $a(t)$  – uzatilgan xabar;  
 $u(t)$  – birlamchi elektr signali;  
 $s(t)$  – aloqa liniyasi orqali uzatiladigan signal;  
 $w(t)$  – xalaqit;  
 $x(t)$  – signal va xalaqit;  
 $v(t)$  – signal qabullash qurilmasi chiqishidagi signal;  
 $a'(t)$  – qabul qilingan xabar.

#### 1.4. Xabarlar va signallar

Xabarlar va signallar quyidagicha farqlanadilar:

1. Shakli avvaldan ma'lum xabar va signallar. Bunday signallar ma'lum matematik formula orqali ifodalanadi. Masalan: garmonik tebranishlar shaklidagi signal

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.2)$$

Bunday signalning har qanday  $t_1$  vaqtda oniy qiymati  $u(t_1)$  ni aniqlash mumkin. Bunday signallardan qurilmani sozlash va tekshirishda foydalaniladi.

2. Tasodifiy signallar. Bunday signallarning berilgan  $t_1$  vaqtdagi oniy qiymatini b'rga teng ehtimollikda aniqlab bo'lmaydi. Ularni avvaldan ma'lum bir matematik formula bilan ifodalab bo'lmaydi. Tasodifiy signallargina xabar yetkazish qobiliyatiga ega.

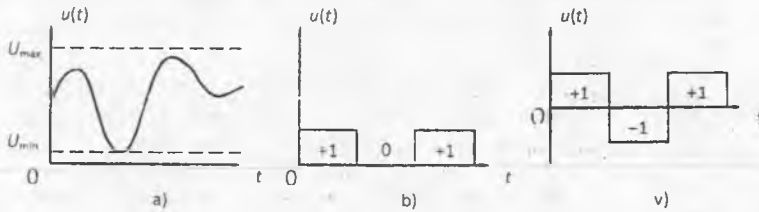
Xabarlar va signallar ko'p hollarda vaqt funksiyasi hisoblanadi va quyidagi turlarga bo'linadi:

1. Uzluksiz xabar dastlab uzluksiz signalga aylantiriladi (1.2a-rasm). Masalan: mikrofon oldidagi aytilgan so'z, musiqa uning oldidagi fazo zichligini o'zgartiradi va mikrofon diafragmasiga ta'sir etib uni harakatga keltiradi. Diafragma b'riktirilgan g'altak (katushka) o'zgarimas magnit maydonida joylashgan bo'lgani uchun uning harakati natijasida g'altak qutblarida elektr yuritish kuchi hosil bo'ladi. Yopiq zanjirdagi tok qiymati va uning bir qismiga ulangan yuklama qarshilik  $R_{yw}$  dagi kuchlanish qiymati o'zgaradi. Ushbu  $R_{yw}$  dan o'tayotgan tok qiymati natijada undagi kuchlanishning o'zgarishi mikrofon oldidagi havo zichligiga mos ravishda o'zgaradi, xabar signalga aylantiriladi. Bunday  $u(t)$  signal analog signal, ya'ni xabarga mos, o'xshash signal deb yuritiladi. Televizion kamera o'z ob'ektivi oldidagi tasvirni har bir nuqtasi yorug'ligi (rangi) va joylashish koordinatalarini aniqlaydi va uzluksiz  $u(t, x, y)$  signalga aylantiradi. Bunday signal videosignal (tasvir signali) deb yuritiladi.



Uzluksiz signallar qiymati o'zining eng kichik qiymati  $U_{\min}$  va eng katta qiymati  $U_{\max}$  oralig'idagi har qanday kattalikka ega bo'ladi.

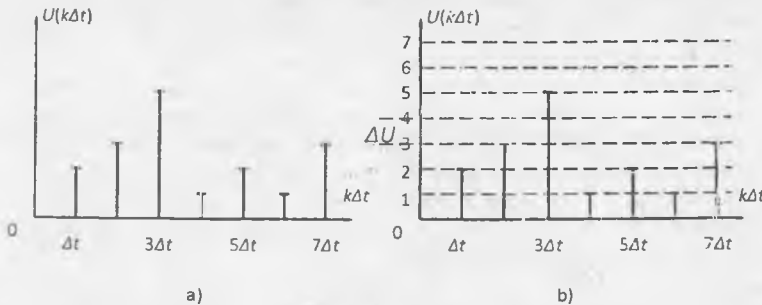
2. Uzlukli (diskret) xabar diskret signalga aylantiriladi. Masalan: biron-bir matndagi harflar ularga mos kodlar kombinatsiyasi bilan almashtiriladi. Ko'p hollarda kodlar kombinatsiyasi tokli (1) yoki toksiz (0) impulslardan iborat bo'ladi (1.2b-rasm), +1 va -1 impulslardan tashkil topgan bo'ladi (1.2v-rasm).



1.2-rasm. Xabar va signallarning turlari. a) uzluksiz signal, b) ikkilik "+1" va "0" impulsi signal, v) ikkilik "+1" va "-1" impulsi signal

Odatda 1; 0 va +1; -1 oddiy signallar davomiyliigi bir xil tanlanadi.

3. Vaqt bo'yicha diskret signallar qiymati o'zining eng kichik  $U_{\min}$  va eng katta  $U_{\max}$  qiymatlari orasidagi har qanday kattalikka ega bo'lishi mumkin (1.3a-rasm). vaqt oralig'i  $\Delta t$  bir xil qilib tanlanadi.



1.3-rasm. Vaqt va sath bo'yicha diskret signallar. a) vaqt bo'yicha diskret signal, b) sath bo'yicha diskret signal

4. Vaqt va sathi bo'yicha diskret signallar (1.3b-rasm) deb har bir diskret  $k\Delta t$  vaqtda qiymati avvaldan o'rnatilgan  $n\Delta U$  sathlardan biriga teng signalga aytiladi. Bunda  $\Delta U$  - signal qo'shni sathlari orasidagi farq. Odatda  $k\Delta t$  - vaqt oralig'lari bir xil o'rnatiladi,  $\Delta U$  - bir xil yoki signalning vaqt bo'yicha sekin yoki tez o'zgarishiga qarab turlicha o'rnatilishi mumkin.  $\Delta t$  - vaqt bo'yicha diskretlash qadami deb va  $\Delta U$  sath bo'yicha diskretlash qadami deb ataladi. Uzluksiz signal

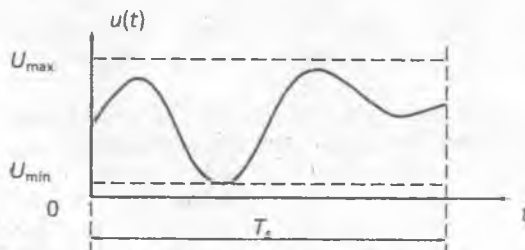
vaqt va sath bo'yicha diskret signalga aylantirilishi va uning har bir  $k\Delta t$  vaqtdagi oniy qiymati mos ravishda  $n\Delta U$  sath qiymatlari bilan almashtirilishi, sath qiymatlari raqamlar bilan belgilanishi o'z navbatida raqamlar tegishli kodlar kombinatsiyasi bilan almashtirilishi asosida hosil bo'lgan signal raqamli signal deb ataladi. Masalan:  $3\Delta t$  vaqtda signal sathi  $5\Delta U$  ga teng bo'lsin, uholda 5 raqami 10110 kod bilan almashtiriladi va aloqa liniyasi orqali modulyatsiyaning ma'lum bir turi orqali uzatiladi, ya'ni sathga mos impuls signallar raqamga almashtiriladi, kodlanadi va modulyatsiyalangan signal IKM-ChM, IKM-FM shaklida aloqa liniyasi orqali uzatiladi. Bunda ohirgi ikki harf foydalanilgan modulyatsiya turini ko'rsatadi.

Uzluksiz signalning  $k\Delta t$  diskret vaqtdagi oniy qiymatlari o'rnatilgan sath qiymatiga teng bo'lmasa bu oniy qiymat eng yaqin o'rnatilgan sath qiymati bilan almashtiriladi. Bunda signal oniy qiymatini o'rnatilgan sath qiymati bilan almashtirishdagi hatolik  $\varepsilon_x$ , sathlar oraliq qiymatining yarmidan oshmaydi, ya'ni  $\varepsilon_x = \Delta U/2$  bo'ladi. Bu xatolik aloqa kanalida kvantlash shovqini shaklida paydo bo'ladi. Signalni sath bo'yicha diskretlash kvantlash deb ataladi.

Aksariyat signallar vaqt funksiyasi  $s(t)$  shaklida ifodalanishi mumkin. Signalga mos matematik ifoda yordamida signalning asosiy xususiyatlarini aniqlash mumkin. Ko'p hollarda turli signallar uchun umumiy bo'lgan signal bir necha ko'rsatkichlari (parametrlari)ni bilish yetarli hisoblanadi.

Signallarni aloqa kanallari orqali axborot tashuvchi deb hisoblab, uni biron bir buyumni jo'natishdagi asosiy ko'rsatkichlar (eni, bo'yi va balandligi)ga o'xshash ko'rsatkichlarini aniqlaymiz. Buyumni jo'natishda ko'p hollarda uni rangi, yumshoq yoki qattiqligi e'tiborga olinmaydi.

Har qanday signal vaqt funksiyasi hisoblanadi, ma'lum bir  $T_s$  vaqt davomiylig'ida uzatiladi (1.4-rasm). Signal  $T_s$  vaqt oraliq'ida o'zining eng kichik oniy qiymati  $U_{\min}$  bilan eng katta oniy qiymati  $U_{\max}$  oraliq'ida o'zgaradi. Signal eng katta qiymati  $U_{\max}$  ning uning eng kichik qiymati  $U_{\min}$  ga nisbati, ya'ni  $U_{\max}/U_{\min} = D_s$  signal dinamik diapazoni deb ataladi. Signal  $T_s$  vaqt davomida o'zining  $U_{\max}$  qiymatidan  $U_{\min}$  qiymati oraliq'ida tez va sekin o'zgaradi. Signalning o'zgarish tezligi uning spektri kengligi  $F_s$  ga bog'liq, ya'ni keng spektrli signal tor spektrli signalga nisbatan tez o'zgaradi va teskarisi. Shunday qilib signal asosan uchta ko'rsatkichi bilan baholanadi:  $T_s$  – signal davomiyligi;  $D_s$  – signal dinamik diapazoni va  $F_s$  – signal spektri kengligi.



1.4-rasm. Uzluksiz signal

Signal asosiy uch ko'rsatkichlarining ko'paytmasi

$$T_s \cdot D_s \cdot F_s = V_s \quad (1.3)$$

signal hajmi deb ataladi.

Radio yoki televideniye shahdoni nutq signali dinamik diapazoni 25-30 dB, uncha katta bo'lmagan ashula guruhi 45-55 dB va simfonik orkestr signali diapazoni esa 65-75 dB ga teng.

Har qanday aloqa kanalida foydali signal bor yoki yo'qligidan qat'iy nazar doimo xalaqit bo'ladi. Signalni qoniqarli sifat bilan uzatish uchun foydali signal quvvati xalaqit quvvatidan katta bo'lishi kerak. Shuning uchun ba'zi hollarda signal dinamik diapazoni  $D_s$  o'rtiga, signal quvvatini xalaqit quvvatiga bo'lgan nisbati  $P_s/P_x = q$  dan foydalaniladi.

Signal spektri odatda juda keng bo'ladi. Bu holda signal spektri kengligi qilib signal quvvatining asosiy qismi joylashgan spektr kengligi olinadi. Ba'zi hollarda signal spektri kengligi uni uzatish sifatiga qo'yilgan texnik talab asosida aniqlanadi. Masalan: telefon orqali aloqada quyidagi ikki talab asosida spektr kengligi aniqlanadi: birinchisi – nutqning dona-donaligi va ikkinchisi – telefon orqali so'zlashayotgan ikki shaxs bir-birini tovushidan tanib olishi. Bu talablarga tovush spektrining 300-3400 Hz oraliqdagi qismini uzatish orqali erishish mumkin.

Televideniye tizimida asosiy talab tasvirning tiniqligi hisoblanadi. Tasvir bir kadrini 625 qatorga yoyish va bir qator o'tkazib tasvirni yoyish usulidan foydalanilganda, televizion signal spektri 6,25 MHz ga yaqin bo'ladi. Televider ie signali spektri telefon va radioeshittirish tizimi signali spektridan juda katta, bu televizion signal uzatish tizimini bir necha bor murakkablashtiradi. Telegraf signali spektr kengligi signal uzatish tezligiga bog'liq bo'lib  $F_s = 1.5v$  ifoda orqali aniqlanadi, bunda  $v$  – telegraflash tezligi. Bodlarda baholanadi va vaqt birligida uzatilgan telegraf elementar signallari soni bilan aniqlanadi. Agar  $v=50$  Bod bo'lsa,  $F_s=75$  Hz bo'ladi.

Ko'p hollarda modulyatsiyalangan signal spektri modulyatsiyalovchi – uzatiladigan xabar signali spektridan keng bo'ladi.

### 1.5. Aloqa kanallari

Aloqa kanallari xuddi signallardek asosan uchta ko'rsatkich bilan baholanadi. Bular:  $T_k$  – kanal orqali xabar uzatilish vaqti;  $D_k$  – kanal dinamik diapazoni va  $F_k$  – kanal signal spektrini o'tkazish kengligi.

Kanal uchta asosiy ko'rsatkichlari ko'paytmasi

$$T_k \cdot D_k \cdot F_k = V_k$$

aloqa kanali hajmi deb ataladi va kanalning xabar o'tkaza olish imkoniyatini belgilaydi.

Signalni aloqa kanali orqali uzatish uchun quyidagi shartlar bajarilishi lozim:

$$T_k \geq T_s; D_k \geq D_s; \text{ va } F_k \geq F_s, \text{ yoki } V_k \geq V_s. \quad (1.4)$$

(1.4) dan ko'rinib turibdiki signalning yoki kanalning bir parametrini ikkinchisiga almashtirib aloqa kanali orqali signalni uzatish mumkin.

Hozirda turli radioaloqa kanallari mavjud. Bular uzun va qisqa to'liqlardan foydalanadigan radioaloqa kanali; radiorele aloqasi kanali; sun'iy yo'ldosh orqali aloqa kanali; troposfera aloqa kanali; kosmik aloqa kanali; mobil aloqa kanali va boshqalar.

Har qanday aloqa kanallari quyidagi asosiy xususiyatlarga ega:

1. Aloqa kanallarini chiziqli tizmi deb hisoblash mumkin, chunki kanal chiqishidagi signal kanal kirishidagi signallar yig'indisiga teng, superpozitsiya prinsipiga bo'ysunadi:

$$\sum_{i=1}^n s_i(t) = k [s_{1k}(t) + s_{2k}(t) + \dots + s_{nk}(t)]. \quad (1.5)$$

2. Har qanday aloqa kanalida, foydali signal bo'lish bo'lmashligidan qat'iy nazar doimo xalaqit signali mavjud bo'ladi, ya'ni

$$x(t) = s(t) + w(t). \quad (1.6)$$

3. Signal aloqa kanalidan o'tganda u biroz kechikadi va uning sathi kamayadi.
4. Signal aloqa kanalidan o'tganda har doim uning shakli buziladi. Shunday qilib kanal chiqishidagi signal quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$x(t) = \mu(t) \cdot s(t - \tau) + w(t); \quad (1.7)$$

bunda  $\mu$  va  $\tau$  signal so'nishi va kechikishini ko'rsatuvchi kattaliklar.

Agar  $\mu$  va  $\tau$  vaqt davomida o'zgarmasa, bunday aloqa kanali doimiy ko'rsatkichli aloqa kanali deb ataladi.  $\mu$  va  $\tau$  lardan biri yoki ikkalasi vaqt davomida o'zgarib tursa, bunday kanal ko'rsatkichlari o'zgaruvchan kanal deb ataladi. Masalan: yer usti radioeshittirish va televidenie kanali ko'rsatkichlari o'zgarmas kanalga misol bo'la oladi. Harakatdagi aloqa tizimi kanallari: sotali aloqa; uchayotgan samolyot yoki kosmik kema bilan va qisqa to'liqli radioaloqa kanali o'zgaruvchan ko'rsatkichli aloqa kanali sifatida qaralishi mumkin.

## 1.6. Kodlash va modulyatsiyalash

Diskret xabarni radiosignalga aylantirish kodlash va modulyatsiyalash orqali amalga oshiriladi. Kodlash signalni yaratish asosini belgilaydi, modulyatsiyalash esa aloqa kanali orqali uzatish uchun shakllantiriladigan signal turini bildiradi.

Diskret xabarni ma'lum matn deb hisoblasak, u harflardan, raqamlardan va tinish belgilaridan iborat bo'ladi. Diskret xabar hamma elementlarini raqamlab chiqamiz va bu holda xabarni raqamlar shaklida uzatishni amalga oshirish mumkin bo'ladi.

O'nlik tizimida hisoblash tizimi asosi 10 raqami hisoblanadi. Har qanday  $N$  – sonni quyidagi shaklda ifodalash mumkin:

$$N = \dots + a_2 10^2 + a_1 10^1 + a_0 10^0; \quad (1.8)$$

bunda  $a_0, a_1, \dots, a_n$  – koeffitsientlari 0 dan 9 gacha qiymatlarni oladi. Masalan: 375 soni  $3 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0$  shaklida ifodalanadi.

Umuman hisoblash asosi qilib har qanday  $M$  soni olinishi va  $N$  soni quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$N = \dots + a_3 m^3 + a_2 m^2 + a_1 m^1 + a_0 m^0;$$

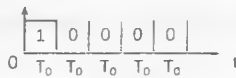


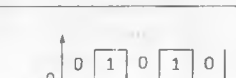
bunda  $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  – koeffitsientlar 0 bilan  $m-1$  orasidagi qiymatlarni o'z ichiga oladi.

Agar  $m=2$  bo'lsa, unda ikkilik hisoblash tizimidan foydalanish va har qanday sonni faqat ikki raqam 0 va 1 orqali ifodalash mumkin. Masalan: 15 raqami  $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$

Ikkilik tizimida arifmetik hisoblash juda sodda bo'ladi. Masalan, qo'shish quyidagi qoida asosida bajariladi:  $0+0=0$ ;  $0+1=1$ ;  $1+0=1$ ;  $1+1=10$ . Bunda  $\oplus$  tashqari ikkilik modul bilan qo'shishda quyidagi qoidaga amal qilinaadi:  $0 \oplus 0 = 0$ ;  $0 \oplus 1 = 1$ ;  $1 \oplus 0 = 1$ ;  $1 \oplus 1 = 0$ .

Agar diskret xabar elementlarini ketma-ketligini ikkilik sonlar ketma-ketligi bilan almashtirsak, ularni aloqa kanali orqali uzatish uchun faqat ikkita 1 va 0 kod simbolini uzatish kifoya qiladi. Misol uchun: 0 va 1 sonlari turli chastotali tebranishlar yoki turli qutbli ("+" yoki "-") doimiy tok ketma-ketligini uzatish orqali amalga oshirish mumkin. Ikkilik asosda kodlashdan turli aloqa tizimlarida va hisoblash texnikasida keng foydalaniladi.

Kodlash natijasida diskret xabar elementlari ularga mos sonlar (kod simvollarini 0 va 1 lar to'plami) bilan almashtiriladi. Diskret xabar har bir elementiga elementar signallar to'plamidan iborat kodlar kombinatsiyasi biriktiriladi. Diskret xabar hamma elementlarga mos keluvchi kodlar kombinatsiyalari kod deb ataladi. Kodlash qoidasi odatda kod jadvali shaklida keltiriladi va xabar elementlariga mos kodlar kombinatsiyasidan iborat bo'ladi (1.2-jadval).

Xabar elementi	Kod kombinatsiyalari	Signal
A	10000	
B	00110	
V	01101	
G	01010	

Bir-biridan farq qiluvchi kod simollari kod alfaviti deb ataladi. Ularning soni – kod asosini tashkil etadi. Umumiy holda diskret xabar  $N$  ta elementlarini,  $N$  ta sonni  $m$  asosli hisoblash asosida ifodalash, ya'ni  $N=m^n$  shaklida bo'ladi.

Har bir kodlar kombinatsiyasidagi elementar simvollar soni uni uzunligini bildiradi va qiymatini ko'rsatadi. Har bir kodlar kombinatsiyasi elementar simvollar doimiyligi  $\tau$  bo'lsa va  $n$  ta elementar signaldan iborat bo'lsa unda kodlar kombinatsiyasi uzunligi  $T_{kk}=n\tau_0$  bo'ladi. Har bir kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar davomiyligi  $\tau_0$  qancha katta bo'lsa yoki kodlar kombinatsiyasida ortiqcha elementar simvollar ko'p bo'lsa diskret xabarni aloqa kanali orqali uzatish tezligi shunga mos ravishda kamayadi.

Kodlar kombinatsiyasidagi elementar simvollar soniga qarab kodlar ikkilik va ko'p asoslik kodlarga bo'linadi. Bundan tashqari kodlar kombinatsiyasi uzunligi bir xil bo'lgan va bir xil bo'lmagan turlarga bo'linadi.

Kod kombinatsiyalari har-xil bo'lgan kodga misol sifatida Morze kodini keltirish mumkin. Bu kodda 0 va 1 faqat ikki shaklda: bittadan 1 va 0 yoki uchta bir (111) va uchta nol (000) holatida foydalaniladi. Bitta bir (1) nuqta va uchta bir (111) tirega mos keladi. Bitta nol nuqtani tiredan ajratuvchi element hisoblanadi. Uchta noldan (000) dan kodlar kombinatsiyasini bir-biridan ajratishda qo'llaniladi.

1.3-jadvalda Morze kodining diskret xabar bir necha elementiga moslari keltirilgan. Bunda elementar signal sifatida bir qutbli impulslardan foydalanilgan.

Xabar elementlari	Kodlar kombinatsiyasi	Signal
A	• ———	
B	———— •••	
E	•	
T	————	

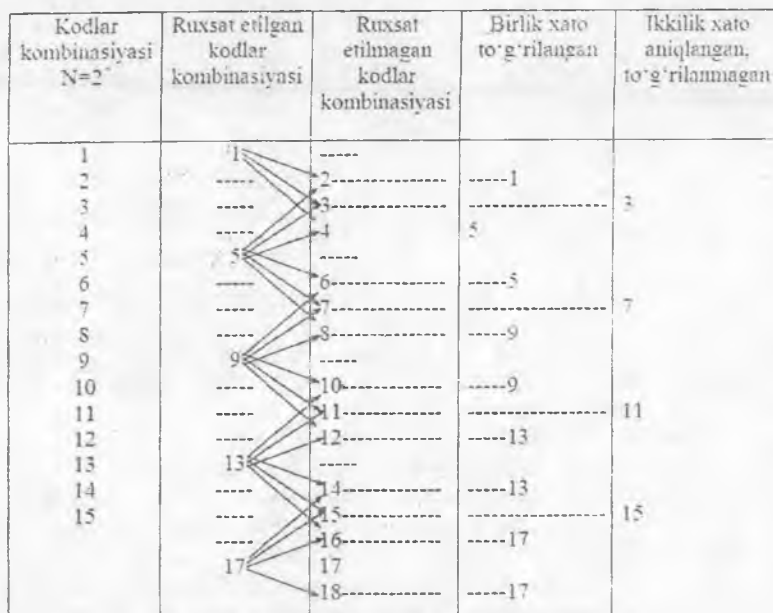
1.3-jadvaldan ko'rinib turibdiki kodlar kombinatsiyalari turli davomiylikka ega. Bunda eng qisqa kod kombinatsiyasi *E* harfiga ( $4t_0$ ), eng uzun kod kombinatsiyasi nol raqamiga to'g'ri keladi –  $22t_0$ . Morze kodi yordamida rus tilidagi matn uzatilganda, har bir harfiga o'rtacha  $9,5t_0$  vaqt ketadi. Bu besh elementli Bodo kodiga ( $5t_0$ ) nisbatan ikki birobar katta.

Kodlar xalaqitbardoshlik ko'rsatkichi bo'yicha ikki turga bo'linadi: oddiy va xatoni aniqlash va tuzatish imkoniyatiga ega bo'lgan kodlar. Oddiy kodlar xatoni aniqlash va tuzatish imkoniyatiga ega emaslar. Bunday kodlarda hamma kodlar kombinatsiyasi diskret xabar elementlariga birlashtirilgan. Bunday kodlar kombinatsiyalarida xalaqit ta'sirida 1 ni 0 ga va 0 ni 1 ga o'zgarishi xabarning boshqa diskret elementiga mos keluvchi kod kombinatsiyasini anglatadi. Bunday kodlarda ortiqchalik nolga teng. Masalan: o'zbek tili alifbosidagi 32 ta harfga kod asosi  $m=2$ , har bir kodlar kombinatsiyasi elementar signallar soni  $n=5$  bo'lgan, ya'ni  $N=m^n=2^5=32$  bo'ladi. Bunda ortiqcha kodlar kombinatsiyasi yo'q. Hamma kodlar kombinatsiyasidan xabar uzatish uchun foydalaniladi.

Xatoni aniqlash va tuzatish xususiyatiga ega bo'lgan (korreksiyalovchi) kod oddiy kodga qo'shimcha elementar signal qo'shish orqali hosil bo'ladi. Masalan: oddiy kodga bitta ortiqcha simvol qo'shsak  $N=2^6=64$  ta kodlar kombinatsiyasi paydo bo'ladi. Bu kod ikkiga, toq va juft tartib raqamli kodlar kombinatsiyasiga bo'linadi. Hamma juft kodlar kombinatsiyasi diskret xabarning 32 ta harfiga birlashtiriladi – ular xabar uzatish uchun foydalanishi ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi hisoblanadi. Toqlari foydalanish uchun ruxsat etilmagan kodlar kombinatsiyasini tashkil etadi.

Agar juft kodlar kombinatsiyasidagi bir simvol 1 yoki 0 xalaqit ta'sirida teskarisiga aylansa, bu toq kodlar kombinatsiyasini bildiradi. Natijada bittalik xato aniqlanadi. Ammo tuzatish imkoniyati yo'q, chunki bu kod undan avvalgi yoki keyingi juft kod kombinatsiyasi bo'lishi mumkin.

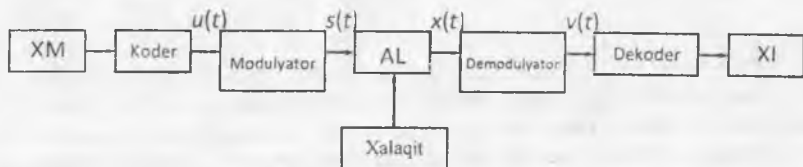
Kodlar kombinatsiyasidagi bittalik yoki ikkitalik xatoni aniqlash va bittalik xatoni tuzatish uchun kodlar kombinatsiyasi sonini yanada oshiramiz, ya'ni  $N=2^7=128$  taga yetkazamiz. Bunda 1, 5, 9, 13 va h.k. kodlar kombinatsiyasi ruxsat etilgan, qolganlari ruxsat etilmagan hisoblanadi. Bunda xalaqit ta'sirida ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi ruxsat etilmaganga aylansa bittalik va ikkitalik xatolar aniqlanadi va bittalik xatolar tuzatiladi. 1.6-rasmda yuqoridagi fikrlar o'z aksini topgan.



1.6-rasm. Korreksiylovchi kodlar diagrammasi

Oddiy kodlardan korreksiylovchi kodlarga o'tish kodlar kombinatsiyasi davomiyligini oshiradi, natijada vaqt birligida uzatilgan kodlar kombinatsiyasi soni, uzatilgan xabar miqdori kamayadi. Ammo qabul qilingan kodlar kombinatsiyalarining xalaqitbardoshligi – asliga mosligi oshadi. 1.7-rasmda diskret xabar uzatish aloqa tizimi funksional sxemasi keltirilgan.





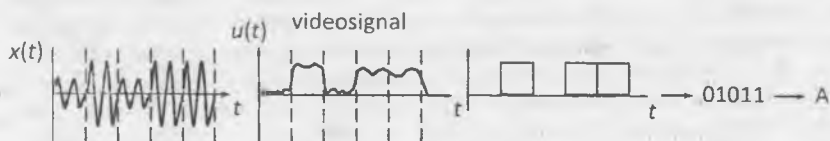
1.7-rasm. Raqamli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

Diskretlash natijasida qabul qilingan kodlar asosida xabar qayta tiklanadi. Bunday qurilma dekoder deb ataladi. Kodlash va dekoderlash qurilmalari umumlashtirilib kodek deb nomlanadi. Odatda koder va dekoder mantiq qurilmalar asosida yaratiladi. 1.8-rasmda diskret xabarni signalga aylantirish jarayoni tasvirlangan.



1.8-rasm. Diskret xabarni signalga aylantirish

1.9-rasmda qabul qilingan  $x(t)$  signalni xabarga aylantirish jarayoni tasvirlangan.



1.9-rasm.  $x(t)$  signalni xabarga aylantirish

Xabarlar aloqa kanallari orqali yuqori chastotali tashuvchi yordamida qabul qiluvchiga yetkaziladi. Xabar uzatlayotganda yuqori chastotali tashuvchining ma'lum bir parametrini mos ravishda o'zgartirish — modulyatsiyalash orqali amalga oshiriladi. Modulyatsiya jarayonini bajaruvchi qurilma modulyator deb ataladi. Modulyatsiyalanmagan tashuvchi hech qanday xabarni eltmaydi, u go'yoki yozuvsiz, chizmasiz oq qog'ozdir.

Radiotexnikada tashuvchi sifatida: nisbatan yuqori chastotali garmonik signallar; to'g'ri to'rtburchakli impulslar ketma-ketligi va shovqinsimon signallardan foydalaniladi.

Ko'p hollarda xabarni uzoq masofaga uzatishda yuqori chastotali sinusoidal tebranishlardan foydalaniladi,

$$s(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.9)$$

1 O'QUV ZALI

17  
To'liqkent Axborot Texnologiyalari Universiteti

11.2746

Axborot Resurs Markazi

Bu tashuvchi uchta parametr:  $A$  – amplitudasi;  $\omega_0$  – tebranish chastotasi va  $\varphi_0$  – boshlang'ich fazasi bilan baholanadi. Ushbu tashuvchi har bir parametrini uzatiladigan nisbatan past chastotali analog yoki raqamli signalga mos ravishda o'zgartirib, amplitudasi modulyatsiyalangan (AM); chastotasi modulyatsiyalangan (ChM) va fazasi modulyatsiyalangan (FM) signallarni olish mumkin. Shunday qilib:

$$\text{AM da } A(t) = A_0 + \Delta A \cdot k \cdot U_n(t); \quad (1.10)$$

$$\text{ChM da } \omega(t) = \omega_0 + \Delta \omega \cdot k \cdot U_n(t); \quad (1.11)$$

$$\text{FM da } \varphi(t) = \varphi_0 + \Delta \varphi \cdot k \cdot U_n(t); \quad (1.12)$$

bo'ladi, bunda  $k$  – proporsionallik koeffitsienti.

Agar xabar ikkilik kod orqali uzatilayotgan bo'lsa, tashuvchining modulyatsiyalangan parametri ham faqat ikki qiymatga ega bo'ladi, ulardan biri 1 simvoli, ikkinchisi 0 simvoli uzatilishiga mos keladi. Bu vaqtda modulyatsiya atamasi o'rniga odatda torroq ma'nodagi manipulyatsiya atamasi qo'llaniladi.

Agar tashuvchi sifatida impulslar ketma-ketligidan foydalanilsa, unda modulyatsiyalanayotgan parametrغا mos ravishda AIM, kengligi modulyatsiyalangan KIM; FIM va ChIM signallar deb yuritiladi.

Radiotexnikada impulslar modulyatsiyasidan foydalanish birlamchi modulyatsiya hisoblanadi. Ikkilamchi asosiy modulyatsiyada yuqori chastotali sinusoidal tashuvchidan foydalaniladi. Natijada ikki marotaba modulyatsiyalangan: AIM-AM; FIM-AM; KIM-ChM; ChIM-ChM va h.k. signallar hosil bo'ladi.

Ba'zi hollarda tashuvchining ikki parametri modulyatsiyalanadi. Bunday modulyatsiya aralash modulyatsiya deb yuritiladi, ko'p hollarda bunday signal ChM-AM shaklida bo'lib, bunday signaldan radiolokatsiya tizimida foydalaniladi.

### 1.7. Demodulyatsiya va dekodlash

Demodulyatsiya natijasida modulyatsiyalangan tashuvchining habar tashuvchi parametrining o'zgarishi ajratib olinadi. Bu jarayon demodulyatsiya jarayoniga teskari bo'lgani uchun demodulyatsiya deb ataladi. Modulyatsiya va demodulyatsiya qurilmasi birgalikda modem deb ataladi.

Agar uzatilayotgan xabar uzluksiz bo'lsa, demodulyatsiya natijasida olingan signal tovush yoki tasvir aks ettirish qurilmasiga beriladi. Masalan: radioeshittirishda – radiokarnayga, televideniada qabul qilish qurilmasi elektron trubkasiga.

Xabar diskret shaklda uzatilayotgan bo'lsa, demodulyatsiyadan so'ng, dekodlash jarayoni amalga oshirilishi shart. Chunki dekoder chiqishida koder chiqishidagiga mos kod simvollar ketma-ketligi hosil bo'ladi. Kod simvollar ketma-ketligi diskret xabar elementlariga almashtiriladi. Agar demodulyatsiya va dekodlash jarayoni bitta qurilmada amalga oshirilsa kod simvollar ketma-ketligi mos diskret xabar elementi bilan almashadi. Bu holat "butun qabul qilish" deb

yuritiladi. Demodulyatsiya va dekodlash alohida qurilmalarda amalga oshirilsa dastlab signal elementlari alohida-alohida tiklanadi, so'ngra kodlar kombinatsiyasi dekodlanadi, ya'ni diskret xabar elementiga aylantiriladi.

### 1.8. Xalaqitlar va buzilishlar

Amalda kanallar orqali signallar uzatilganda ularning shakli buziladi va xatolik bilan qayta aks ettiriladi. Signalning xatolik bilan qabul qilinishiga sabab aloqa kanali kiritadigan buzilishlar va signalga ta'sir etuvchi xalaqitlardir.

Kanalning amplituda chastotasi va vaqt xarakteristikalari signalga chiziqli buzilishlar kiritadi. Bundan tashqari signalga kanaldagi nochiziqli rejimda ishlayotgan funksional uzellar nochiziqli buzilishlarni qo'shadi. Chiziqli va nochiziqli buzilishlar kanal ma'lum parametrlariga bog'liqligi uchun, hamda paydo bo'lish sababi ma'lumligi uchun ularni ma'lum tuzatishlar orqali yo'qotish yoki sezilmas darajagacha kamaytirish mumkin.

Signal chiziqli va nochiziqli buzilishidan, uni tasodifiy xalaqit ta'sirida buzilishini ajrata bilish shart. Chunki xalaqitning signalga ta'sirini to'liq yo'qotish mumkin emas, uning parametrlari avvaldan ma'lum emas.

Foydali signalga qo'shilib uni xatolik bilan aks ettirilishiga olib keluvchi har qanday ta'sir xalaqit deb ataladi. Xalaqitlar paydo bo'lish sabablari va fizik hossalari bo'yicha turlicha bo'ladilar. Xalaqitlar paydo bo'lish joyiga qarab ichki va tashqi xalaqit turiga bo'linadilar. Ichki xalaqitlar radioelektron qurilmalar aktiv va passiv elementlaridan qat'iy bir qiymatga ega tok o'tmasligi, ya'ni vaqt birligida o'tkazgichdan o'tayotgan elektronlar soni o'zgaruvchan ekanligi sababli paydo bo'ladi.

Tashqi xalaqitlarga atmosferada yuz beradigan elektr jarayonlari, shu jumladan momaqaldiroqlar natijasida hosil bo'ladigan xalaqitlari ham kiradi. Bu xalaqitlar quvvati asosan uzun va o'rta to'liq diapazonida to'plangan. Kuchli xalaqitlar paydo bo'lishiga sanoat qurilmalarining ishlashi ham sabab bo'ladi. Ular sanoat elektr qurilmalarida tok qiymatining keskin o'zgarishi, elektr transport (tramvay, trolleybus) tok olgich qismlarining manba simiga jips yopishmasligi, elektr motorlar, meditsina diagnostika (tashxis qilish) va davolash qurilmalari tarqatayotgan elektromagnit nurlanishlari sabab bo'ladi.

Begona radiostansiyalar nurlanishlari, ular tomonidan ajratilgan ishchi chastotalaridan foydalanish qoidalarining buzilishi, ishchi chastotasining barqarorsizligiga, nurlantirayotgan foydali signal garmonikalari va subgarmonikalari qiymati texnik talabdagidan yuqoriligi sabab bo'ladi. Shuningdek radiokanallarda xalaqit – ko'chma modulyatsiya natijasida ham paydo bo'ladi.

Umuman olganda har qanday radiokanalda ichki va tashqi xalaqitlar mavjud bo'lib, ularning kattaligi foydalanilayotgan radiochastotalar diapazoniga ham bog'liq.

Xalaqit  $w(t)$  foydali signal  $s(t)$  ga ikki turli ta'sir etishi mumkin. Agar xalaqit  $w(t)$  signal  $s(t)$  qo'shilsa, ya'ni

$$s(t)+w(t)=x(t), \quad (1.13)$$

bunday xalaqit additiv xalaqit deb ataladi.  
Agarda xalaqit ta'siridagi signal

$$x=\mu s(t) \quad (1.14)$$

matematik ifoda bilan aks ettirilsa, bunday xalaqit multiplikativ xalaqit deb yuritiladi. Bunda  $\mu$  – multiplikativ xalaqit emas, balki xalaqit ta'sirida foydali signal sathi o'zgarishini ko'rsatuvchi koeffitsient. Xalaqit yo'q bo'lganda bu koeffitsient birga teng bo'ladi ( $\mu=1$ ). Umuman  $\mu=(-\infty + +\infty)$  – oraliq'ida o'zgarishi, signal sathining keskin o'zgarishiga olib kelishi mumkin. Agar  $\mu$  foydali signal  $s(t)$  ga nisbatan asta-sekin o'zgarsa, bu hodisa so'nish deb ataladi.

Real radiokanallarda har ikki tur xalaqitlar bir vaqtda signalga ta'sir etadi, natijada

$$x(t)=\mu(t)\cdot s(t)+w(t) \quad (1.15)$$

bo'ladi, ya'ni qabul qilish qurilmasi kirishiga vaqt bo'yicha sathi asta-sekin o'zgaruvchi va xalaqit  $w(t)$  qo'shilgan  $x(t)$  signali ta'sir etadi.

Additiv xalaqitlarga: fluktuatsion, impulsli va kvazigarmonik xalaqitlar kiradi.

Fluktuatsion xalaqit boshqa xalaqit turlariga nisbatan yaxshi o'rganilgan, u radiotexnik qurilmaga bir vaqtda bir necha tasodifiy kattalikdagi. ular ta'siridagi elektr zanjirlaridagi o'tish jarayoni bir-biriga qo'shilib ketishi natijasida paydo bo'ladi. U barcha chastotalar diapazonida uchraydi, uning spektri cheksiz keng.

Impuls xalaqit ba'zan vaqt bo'yicha to'plangan xalaqit deb ham ataladi. Chunki u odatda bir-biridan ancha katta tasodifiy vaqt oraliq'ida qisqa vaqt davomiyligida radio qabul qilish qurilmasiga ta'sir etadi. Uning ta'sirida radio qabul qilish qismlarida yuz beradigan o'tish jarayoni bir-biriga qo'shilmaydi, navbatdagi impuls xalaqit ta'sir etguncha avvalgisi ta'siri umuman tugab bo'ladi. Bu tur xalaqitga: sanoat qurilmalari payvandlash uskunalari; elektr transport; avtomobil o't oldirish qismlari hosil qiladigan xalaqitlar kiradi.

Xalaqitlarni fluktuatsion va impulsli xalaqitga ajratilishi shartli bo'lib, bir impulsli xalaqit takrorlanish chastotasiga qarab tor polosali radio qabul qilish qurilmasiga fluktuatsion, keng polosali qabul qilish qurilmasi uchun impuls xalaqit sifatida ta'sir etishi mumkin.

Impuls xalaqit diskret tasodifiy jarayon bo'lib, paydo bo'lish vaqti va amplitudasi tasodifiy taqsimlangan. Impuls xalaqit ham nazariy nuqtai nazardan cheksiz keng spektrga ega.

Kvazigarmonik xalaqit ba'zan spektri bo'yicha jamlangan xalaqit deb ataladi, chunki bu tur xalaqit turli radio uzatish qurilmalari tarqatayotgan elektromagnit to'lqinlar, tor polosada xalaqit qiluvchi turli san'at asbob-

uskunalaridan iborat. Bunday xalaqit radioqabul qilish qurilmasi o'tkazish polosasini to'liq, ko'p hollarda qisman egallashi mumkin. Qisqa to'lqin diapazonida kvazigarmonik xalaqit asosiy xalaqit hisoblanadi.

### 1.9. Aloqa tizimlarining sifat ko'rsatkichlari

Aloqa tizimi ishlash sifatini bir qator ko'rsatkichlar orqali baholash mumkin.

#### *Xabar uzatishda asliga moslik*

Aloqa kanali orqali xabar uzatishda uni aks ettiruvchi signal shakli kanalning texnik ko'rsatkichlari talab etiladigan ko'rsatkichlaridan farqlanishi va har qanday aloqa kanalida xalaqitlar borligi uchun buziladi. qabul qilingan signalning shakli  $v(t)$  uzatilgan signal  $u(t)$  dan farqlanadi, ya'ni  $v(t) \neq u(t)$  bo'ladi. Qabul qilingan signalning uzatilgan signalga o'xshashligi asliga moslik deb ataladi.

Signalning asliga mosligi uzluksiz va diskret signallar uchun turlicha baholanadi. Diskret aloqa kanallari uchun asliga moslik ma'lum vaqt oralig'ida to'g'ri qabul qilingan diskret signal elementar tashkil etuvchilari  $n_q$  ning ushbu vaqt oralig'ida uzatilgan elementar signallar umumiy soni  $N_n$  ga nisbati shaklida, ya'ni  $P_x = n_q / N_n$  orqali aniqlanadi. Bu nisbat xatolikni takrorlanish koeffitsienti (xatolik koeffitsienti) deb ataladi. Bu nisbat kichik vaqt oralig'i uchun aniqlansa tasodifiy kattalik bo'ladi. Agar signal uzatish vaqti (davomiyligi) ushbu signal elementar tashkil etuvchilaridan bir necha yuz-ming marotaba katta bo'lsa va signalni qabul qilish sharoiti o'zgarmasa, u holda xato qabullash ehtimolligi  $P_x$  statistik barqaror bo'ladi, o'zining o'rtacha qiymatidan kam farqlanadi. Aloqa nazariyasida odatda signalni to'g'ri qabul qilish ehtimolligi  $P$  ni emas, uni xato qabul qilish ehtimolligi  $P_x = 1 - P$  ni aniqlanadi.

Uzluksiz signallarni uzatish aloqa tizimlarida qabul qilingan signal  $v(t)$  va uzatilgan signal  $u(t)$  orasidagi farq  $\varepsilon_r(t) = v(t) - u(t)$  tasodifiy xatolik orqali yoki  $u$  bilan bog'liq bo'lgan o'rtacha kvadratik xatolik

$$\bar{\varepsilon}_x^2(t) = \frac{1}{T} \int_0^T [v(t) - u(t)]^2 dt$$

orqali baholanadi.

Ba'zi hollarda uzluksiz signallarni uzatish tizimi sifatini baholashda o'rtacha kvadratik xatolik  $\bar{\varepsilon}_x^2$  o'rniga ushbu xatolik absolyut qiymati talab etiladigan sifat ko'rsatkichi  $\Delta$  dan katta bo'lmasligi ehtimolligi

$$P(\varepsilon_x) \leq \Delta = \int_{-\Delta}^{\Delta} P_1(\varepsilon_x) d\varepsilon_x$$

dan foydalaniladi, bunda  $P_1(\varepsilon_x)$  – xatolik bir o'lchamli taqsimot zichligi.

### *Xalaqitbardoshlik*

Axborotni talab darajasidagi asliga moslik bilan uzatish aloqa kanalining barqaror ishlashini talab qiladi. Bu esa o'z navbatida aloqa tizimi har bir funksional qismini o'zi oldiga qo'yilgan vazifani bajarish orqali talab darajasidagi xalaqitbardoshlikni ta'minlashi, ya'ni buzilishlar va xalaqitlarning ta'siriga qarshi tura olish imkoniyatiga ega bo'lishi kerakligini bildiradi.

Aloqa tizimining barqarorligi va xalaqitbardoshligi bir qator ko'rsatkichlarga bog'liq: aloqa tizimining texnik nuqtai nazardan amaldagi imkoniyatlardan qanday darajada foydalanilganligiga, tizim jihozlarini yaratilish texnologiyasiga, undan texnik foydalanish sharoitiga, tizimning tuzilish tarkibiga va h.k.larga bog'liq.

Aloqa tizimining barqarorligi miqdor jihatdan uning o'z o'ldiga qo'yilgan vazifani berilgan vaqt davomiyligida va ish sharoitida bajara olish imkoniyati orqali baholanadi.

Aloqa tizimining xalaqitbardoshligini baholashda turli mezonlardan foydalaniladi. Ulardan eng ko'p foydalaniladigani bu talab etiladigan  $P_x$  ni ta'minlash uchun qabullash qurilmasi kirishida talab etiladigan signal/xalaqit nisbati  $q_k = (P_x / P_x)_k$  orqali baholanadi. Talab etiladigan  $q_k$  qancha kichik bo'lsa, xalaqitbardoshlik shuncha katta bo'ladi.

Turli aloqa tizimlarining xalaqitbardoshligini baholash va ularni ushbu ko'rsatkich orqali taqqoslash

$$P_x = F(q_k)$$

funksional bog'liqlik orqali amalga oshiriladi.

### *Aloqa tizimining samaradorligi*

Axborotni talab darajasidagi asliga moslik, tezlik va xalaqitbardoshlik bilan uzatish, aloqa tizimining ish sifatini baholash uchun yetarli asos bo'la olmaydi.

Signal uzatishda bir xil tezlik va asliga moslikni turli aloqa tizimlaridan foydalanib ta'minlash mumkin.

Signalni talab darajasidagi asliga moslik va tezlik bilan uzatishda iloji boricha "kam xarajat" va yuqori darajada iqtisodiy samarali aloqa tizimini tanlash kerak. "Xarajatlar" deganda ma'lum hajmdagi axborotni uzatish uchun talab etiladigan signal quvvati, signal uzatilishi uchun talab etiladigan chastotalar polosasi, jihozlar tannarxi, geometrik o'lchamlari, vazni va boshqalarni tushunish kerak.

Yuqorida ko'rsatilgan xarajatlarni ta'minlovchi xususiyatlar majmuasi aloqa tizimining iqtisodiy nuqtai nazardan samaradorligi deb ataladi. Shuning uchun xarajatlar miqdorini aloqa tizimi samaradorligi o'lchami deb hisoblash mumkin.

Turli aloqa tizimlarini samaradorlik nuqtai nazaridan taqqoslash uchun, ulardagi bir turli xarajatlar tanlanib, ularni miqdoriy taqqoslash va tizimlardan birini ma'lum bir mezon asosida tanlash kerak bo'ladi. Ko'p hollarda bir qator bir-biriga qarama-qarshi talablarga javob beradigan aloqa tizimini tanlashga to'g'ri keladi. Tanlash mezoni tizimning bir qator aniq talablarga javob berishi bilan

birga, u sodda, qulay va turli axborotlarni uzatish uchun yaroqli bo'lishi kerak. Bundan tashqari tizim tanlash mezonini ba'zi cheklanish ko'rsatkichlarini e'tiborga olishi kerak. Misol uchun Yer sun'iy yo'ldoshi orqali aloqa tizimida radiouzatkich qurilmasining o'rtacha yoki eng katta qiymatiga alohida e'tibor berish kerak, qisqa to'liq orqali radioaloqa tizimida har bir radiokanal uchun ajratilgan polosaning Xalqaro me'yorlar orqali 10 kHz qilib belgilanganligi, standart telefon kanallaridan ham foydalanish nazarda tutilgan bo'lsa, har bir telefon kanaliga 4 kHz chastotalar polosasi ajratilganligini ham e'tiborga olish kerak bo'ladi. Ba'zan bir emas, bir necha chegaralovchi ko'rsatkichlarni e'tiborga olish kerak bo'ladi (masalan, vazni, o'lchamlari, nurlatish quvvati va h.k.).

Aloqa tizimini tanlashda yagona mezon mavjud emas. Shuning uchun turli aloqa tizimlari uchun umumiy ko'rsatkichlar bilan birga, aniq bir aloqa tizimiga xos bo'lgan xususiy me'yorlarni e'tiborga olish kerak bo'ladi.

Aloqa nazariyasida bir bit axborotni talab etiladigan xalaqitbardoshlik bilan uzatish uchun talab etiladigan xarajatlarni taqqoslashga asoslangan me'yordan keng foydalaniladi. Bu tur mezon – xarajalar solishtirma mezonini deb ataladi. Ushbu mezoniga asosan, axborot birligini uzatish uchun eng kam sarf-xarajat talab qiladigan tizim samarali tizim hisoblanadi.

Har qanday aloqa tizimining sifat ko'rsatkichlari uni loyihalashda asos qilib olingan prinsip va usullar bilan birga, uni yaratishning aniq bir usuli va texnik o'ziga xoslik orqali aniqlanadi. Aloqa tizimining ish sifatiga tegishli ko'rsatkichlar juda ko'p bo'lishi mumkin.

Ushbu fanda faqatgina radioaloqa tizimlarining saaradorligiga tegishli bo'lgan, signallar spektri kengligi, talab darajasidagi xalaqitbardoshlikni ta'minlash uchun talab etiladigan signal/xalaqit nisbati, chastotalar polosasidan samarali foydalanish masalalariga alohida e'tibor berilgan. Shuning uchun hamma "xarajat"lardan energiya solishtirma xarajati va talab etiladigan chastotalar polosasi sarflanishi masalalariga alohida e'tibor beramiz.

#### **Energiya solishtirma xarajati**

Energiya solishtirma xarajati  $\beta_E = E_0 / N_0$  orqali baholanadi, bunda  $E_0$  – bir bit axborotni talab etiladigan aniqlik bilan qabullash uchun qabullash qurilmasi kirishiga berilishi kerak bo'ladigan signal energiyasi;  $N_0$  – qabullash qurilmasi kirishidagi xalaqit spektri zichligi (xalaqit energetik spektri).

Chastotalar polosasining solishtirma sarflanishi

$$\beta_{\Delta f} = \Delta f_{ekv} / R$$

orqali aniqlanadi, bunda  $R$  – axborot uzatish tezligi (bit/sek);  $\Delta f_{ekv}$  – aloqa tizimi qabullash qurilmasining uzatilayotgan signal spektri polosasi kengligiga ekvivalent bo'lgan polosasi (aloqa kanali egallagan chastotalar polosasi).

$\beta_E$  va  $\beta_{\Delta f}$  larli aloqa tizimi ishlashi ko'rsatkichlarini solishtirma xarajatlar mezonini asosida baholovchi ko'rsatkichlar deb hisoblash mumkin.

### *Axborotning kechikishi*

Axborot uzatishdagi yana bir muhim tushunchalardan biri, bu axborot manбайдan olingan xabarni uzatish qurilmasi kirishiga berilgan vaqt  $t_u$  bilan qabullash qurilmasi chiqishidan axborotni oluvchiga yetkazib berilgan  $t_k$  orasidagi farq  $\Delta t = t_u - t_k$  axborotni kechikish vaqti deb ataladi. Axborotni kechikish vaqti radioaloqa liniyasi uzunligiga, ya'ni axborot uzatish qurilmasi va qabullash qurilmasi orasidagi masofaga va signalga ishlov berish vaqti davomiyligiga bog'liq.

### *Nazorat savollari*

1. *Axborot deganda nimani tushunasiz? Xabar deganda nimani tushunasiz? Signal deganda nimani tushunasiz?*
2. *To'lqin uzunligi va chastota bir-biri bilan qanday ifoda orqali bog'langan?*
3. *Radiochastotalar necha diapazonga bo'lingan?*
4. *Signallar vaqt funksiyasi sifatida qanday turlarga bo'linadilar?*
5. *Signallar asosan qaysi ko'rsatkichlari bilan baholanadilar?*
6. *Raqamli signal deganda qanday signalni tushunasiz?*
7. *Signal hajmi nima? Kanal hajmi nima?*
8. *Diskre tizatsiya va kvantlash nima?*
9. *Aloqa kanallarining asosiy xossalari nimalardan iborat?*
10. *Kocilash nima? Kod asosi deganda nimani tushunasiz? Dekodlash nima?*
11. *O'rddiy kod nima? Xatoni tuzatuvchi kod nima?*
12. *Modulyatsiya deganda nimani tushunasiz? Demodulyatsiya deganda nimani tushunasiz?*
13. *Morze kodi Bodo kodidan qanday farqlanadi?*
14. *Tashuvchi sifatida qanday signallardan foydalanish mumkin?*
15. *Implus modulyatsiyasi nima?*
16. *Xalaqitbardoshlik deganda nimani tushunasiz?*
17. *Xalaqitning qanday turlarini bilasiz?*
18. *Additiv xalaqit nima? Xalaqitning qaysi turlari additiv xalaqitga kiradi?*
19. *Multiplikativ xalaqit nima?*
20. *"Asliga moslik" deganda nimani tushunasiz?*
21. *Xalaqitbardoshlik nima va u qanday baholanadi?*
22. *Xabar uzatish tezligi deganda nimani tushunasiz?*
23. *Aloqa tizimining samaradorligi qanday ko'rsatkichlarga bog'liq?*
24. *Energiya solishtirma xarajati deganda nimani tushunasiz?*
25. *Axborot kechikishi deb nimaga aytiladi?*



## 2. SIGNALLARNI ORTOGONAL TASHKIL ETUVCHILARGA YOYISH

### 2.1. Signallarni ortogonal tashkil etuvchilarga yoyish to'g'risida umumiy tushunchalar

Umuman signallar murakkab ko'rinishga ega bo'lib, ko'p hollarda ularni oddiy elementar tashkil etuvchilarga yoyishga ehtiyoj paydo bo'ladi. Murakkab signallar ko'p hollarda oddiy signallarning chiziqli yig'indisi shaklida quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$s(t) = \sum_{k=1}^n a_k \varphi_k(t). \quad (2.1)$$

Signallar chiziqli aloqa tizimlaridan o'tishini tahlil etishda ularni oddiy elementar signallarga yoyish bir qator qulayliklar yaratadi. Bunda chiziqli radiotexnik zanjir (ChRZ) kirishiga oddiy elementar signallar beriladi va ChRZ aks ta'siri aniqlanadi. Chiqish signali  $U_{chiq}$ , ChRZ aks ta'sirlarini mos koeffitsientlar  $a_n$  ga ko'paytirib ularning yig'indisi shaklida aniqlanadi.

Oddiy signal  $\varphi_n(t)$  shunday tanlanadiki, ularning har birini tegishli mos koeffitsientlariga ko'paytmasining yig'indisi  $S(t)$  ga yaqinlashishi kerak. Ushbu yaqinlik - tenglashish oddiy signallarni tanlash va ularning soniga bog'liq. Bundan tashqari  $a_n$  koeffitsientlar oson aniqlanishi kerak va ularning sonining oshishi avvalgilarning qiymatiga ta'sir etmasligi shart. Qo'shilayotgan yangi tashkil etuvchilar (2.1) tenglikning yanada aniqroq bajarilishiga olib kelishi kerak.

Yuqoridagi talablarga  $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$  oralig'ida agar  $i \neq j$  bo'lganda  $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \varphi_3(t), \dots, \varphi_n(t)$  funksiyalardan olingan integral nolga teng bo'lganda ortogonal funksiyalar javob beradi, ya'ni

$$\int_{-T/2}^{T/2} \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = 0, \quad \text{agar } i \neq j. \quad (2.2)$$

Ushbu  $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \varphi_3(t), \dots, \varphi_n(t)$  funksiyalarning har birining kvadrati qandaydir davomiy kattalikka ega bo'ladi, ya'ni

$$\int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_1(t)]^2 dt = c_1; \quad \int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_2(t)]^2 dt = c_2; \quad \int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_k(t)]^2 dt = c_k \quad \text{va h.k.} \quad (2.3)$$

Bu holda har bir oddiy elementar signalni o'zining kvadratining kvadrat ildiz ostidagi qiymatiga bo'lsak, yangi bir ortogonal funksiyalar to'plamini olamiz, ya'ni

$$\psi_i(t) = \frac{\varphi_i(t)}{\sqrt{c_i}}; \quad \psi_j(t) = \frac{\varphi_j(t)}{\sqrt{c_j}}; \quad \psi_k(t) = \frac{\varphi_k(t)}{\sqrt{c_k}} \text{ va hakazo.} \quad (2.4)$$

Bu yangi  $\psi_1(t), \psi_2(t), \psi_3(t), \dots, \psi_n(t)$  funksiyalar to'plami nafaqat o'zaro ortogonal, balki ularning nisbiy qiymatlari  $0 \leq 1$  oralig'ida bo'ladi. Bunday funksiyalar to'plami ortogonal - normallashtirilgan, qisqacha ortonormal deb yuritiladi. Ularning har ikkisinining bir-biriga ko'paytmasidan  $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$  oralig'ida olingan integral, ya'ni

$$\int_{-T/2}^{T/2} \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} 0, & \text{agar } i \neq j \\ 1, & \text{agar } i = j \end{cases} \quad (2.5)$$

bo'ladi. Natijada  $S(t)$  murakkab signal ortonormal funksiyalar yordamida quyidagicha ifodalanadi:

$$s(t) = \sum_{k=1}^n a_k \psi_k(t), \quad (2.6)$$

bunda,  $a_k$  - oddiy elementar signal miqdor koeffitsientlari.

Miqdor koeffitsientlari  $a_k$  larni aniqlash uchun (2.6) ifodaning har ikki tomonini  $\psi_i(t)$  ga ko'paytirib  $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$  oralig'ida integrallash kerak:

$$\int_{-T/2}^{T/2} s(t) \psi_i(t) dt = \sum_{k=1}^n a_k \int_{-T/2}^{T/2} \psi_k(t) \psi_i(t) dt.$$

(2.5) ifodani e'tiborga olish natijasida  $a_i$  ni aniqlash ifodasini olamiz

$$a_i = \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \psi_i(t) dt. \quad (2.7)$$

(2.7) formula orqali aniqlangan  $a_n$  koeffitsientlar Fure qatorining umumlashgan koeffitsientlari deb ataladi va (2.6) formula Fure umumlashgan qatori deb ataladi.

Aloqa nazariyasi va tizimlarida asosan murakkab signallarni ikki turli: trigonometrik funksiyalar va  $\sin x/x$  funksiyalari ko'rinishidagi ortogonal funksiyalarga yoyish usulidan foydalaniladi. Birinchi tur ortogonal funksiyalarga yoyishda signal odatdagi Fure qatoriga yoyiladi va ikkinchisi V.A.Kotelnikov qatoriga yangi diskret vaqtlar uchun  $\sin x/x$  ko'rinishdagi funksiyalar qatoriga yoyish. Keyingi yillarda Uolsh, Lager, Lejandr ortogonal funksiyalariga yoyishdan ham foydalanilmoqda.

Murakkab signallarni oddiy ortogonal funksiyalarga yoyishda (2.5) ifoda ma'lum berilgan, talab etiladigan hatolik  $\varepsilon$  dan katta bo'lmasligi kerak, ya'ni

$$\varepsilon^2 \leq \int_{-T/2}^{T/2} [s(t) - \sum a_n \psi_k(t)]^2 dt. \quad (2.8)$$

Hatolik  $\varepsilon^2$  o'zining eng kichik qiymatiga ega bo'lishi uchun  $a_n$  koeffitsientlar umumlashgan Fure qatori koeffitsientlariga teng bo'lishi kerak. Murakkab signal  $s(t)$  oddiy signallarga yoyishda uning tashkil etuvchilari son  $n \rightarrow \infty$  bo'lsa, hatolik  $\varepsilon^2$  nolga intiladi. natijada Parseval tengligini olamiz, ya'ni

$$\int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 = P_s, \quad (2.9)$$

bunda,  $P_s$  – murakkab signal  $s(t)$  quvvati.

Agar (2.9) tenglik bajarilsa ortonormal funksiyalar (2.4) to'liq to'plam hisoblanadi. Shuning uchun (2.9) formuladagi shartning bajarilishi murakkab signalni oddiy elementar ortonormal tashkil etuvchilarga yoyish uchun yetarli va zaruriy shart hisoblanadi.

Tasodifiy shakldagi signallar va xalaqitlarni ham oddiy elementar tashkil etuvchilarga yoyish mumkin, bunda miqdor koeffitsientlari  $a_n$  lar ham tasodifiy qiymatga ega bo'ladi. Agar tasodifiy signalni  $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$  orasidagi realizatsiyasini (2.1) yoki (2.6) umumlashgan Fure qatoriga yoysak, bunda  $a_n$  miqdoriy koeffitsientlar ma'lum bir ehtimollik bilan  $u$  yoki bu kattalikka ega bo'ladi.

## 2.2. Signallarni geometrik shaklda tasvirlash

Uchta  $x_1, x_2, x_3$  bir yagona vektorning uch o'lchamli fazada yagona bir vektorning koordinatalari deb tasavvur etish mumkin. Agar uzluksiz signalni  $n=2TF$  – ta alohida tashkil etuvchilari bor deb tasavvur etsak va shunga o'hshash

davomiyligi  $T_s$ , yuqori chastotasi  $F_w$  ga teng uzluksiz signal ham Kotelnikov teoremasi asosida o'zining  $n = T_s / \Delta t = 2T_s F_w$  - ta bir-biriga qiymatlari bog'lanmagan tashkil etuvchilardan iborat deb tasavvur etsak u holda, bu signallarning har bir tashkil etuvchisini o'lchamli fazada alohida-alohida vektor deb hisoblash mumkin, signallarni  $n$ -o'lchamli fazada tasavvur qilish 2 va 3 o'lchamli fazada tasavvur qilishning umumlashgan shakli deb hisoblanadi.

Vektor  $\bar{x}$  ning  $n$ -o'lchamli fazadagi uzunligi uning normasi orqali aniqlanadi, ya'ni,

$$d = \|\bar{x}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n \bar{x}_k^2}. \quad (2.10)$$

$s(t)$  signal uzunligi  $d$  ning kvadratini  $2F_s$  ga ko'paytmasi shu signalning energiyasiga teng bo'ladi:

$$d^2 = 2T_s F_s P = 2F_s E \quad (2.11)$$

Ikki vektor  $\bar{x}$  va  $\bar{y}$  orasidagi masala ularning normalari farqiga teng bo'ladi:

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = \|\bar{x} - \bar{y}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n (x_k - y_k)^2}. \quad (2.12)$$

$\bar{x}$  va  $\bar{y}$  vektorlarning skalyar ko'paytmasi quyidagiga teng:

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \sum_{k=1}^n x_k y_k. \quad (2.13)$$

$x_1, x_2, \dots, x_n$  vektorlarning koordinatalari,  $y$  larning tegishli koordinata o'qlariga soyasi deb tasavvur etish kerak. Agar ikki vektor  $x_i$  va  $y_i$  orasidagi burchakni  $\alpha$  bilan belgilasak quyidagi ifodani olamiz:

$$\cos \alpha = \frac{(\bar{x}, \bar{y})}{\|\bar{x}\| \cdot \|\bar{y}\|} = \sum_{k=1}^n x_k y_k. \quad (2.14)$$

$x$  vektorining  $\bar{y}$  vektorga cos si va teskarisi  $\bar{y}$  vektorining  $x$  vektorga cos si quyidagilarga teng bo'ladi:

$$\|\bar{x}\| \cos \alpha = \frac{(\bar{x}, \bar{y})}{\|\bar{y}\|}; \quad \|\bar{y}\| \cos \alpha = \frac{(\bar{x}, \bar{y})}{\|\bar{x}\|}. \quad (2.15)$$

Umuman olganda davomiyligi  $T$ , bo'lgan signal cheksiz katta o'lchamlarga ega. Bunday fazoda ikki vektor skalyar ko'paytmasi quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \int_0^T x(t)y(t)dt. \quad (2.16)$$

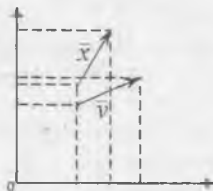
Bundan tashqari, bu vektordarning normalari va skalyar ko'paytmalari quyidagicha aniqlanadi:

$$\|\bar{x}\| = \sqrt{\int_0^T x^2(t)dt}, \quad (2.17)$$

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = \|\bar{x} - \bar{y}\| = \sqrt{\int_0^T [x(t) - y(t)]^2 dt}. \quad (2.18)$$

Cheksiz ko'p o'lchamli fazo  $n$ -o'lchamli fazoning ( $n \rightarrow \infty$ ) uchun umumlashtirilgan xolat bo'lib, bunda signal diskret tashkil etuvchilari soni osha borib, uzluksiz argument funksiyasiga aylanadi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, vektorlarning normalari ularning energiyasining kvadrat ildizdan chiqarilgan qiymatiga teng va vektorlarning skalyar ko'paytmasi ular orasidagi o'zaro korrelyatsiya qiymatini belgilaydi.

Davomiyligi  $T_n$  ga va spektri  $F_n$  ga teng signallar o'lchamli fazada turli vektorlar shaklida tasavvur etiladi. Ikki signal orasidagi farq ularning vektorlari orasidagi masofalar farqi orqali aniqlanadi (2.1-rasm). Ikki signal orasidagi masofa vektorlarining uzunligiga va ularning orasidagi burchak  $\cos \alpha$  bog'liq (2.14). Agar ikki vektor bir-biriga ortogonal bo'lsa, u holda  $\pi/2$  bo'ladi va ular orasidagi korrelyatsiya funksiyasi nolga teng bo'ladi, ya'ni bog'liqlik bo'lmaydi.

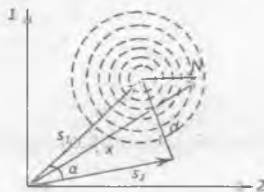


2.1-rasm. Signallarning vektor diagrammalari va normalarini aniqlashga oid chizma

Spektri kengligi foydali signal spektri kengligi bilan cheklangan xalaqit ham  $n$ -o'lchamli fazada vektor shaklida tasavvur etilishi mumkin (2.1-rasm). Bu holda halaqt vektor joylashishi tasodifiy bo'lib, qiymati va yo'nalishi ham tasodifiy bo'ladi. Natijada signal vektori ohirida xalaqitlar sharsimon fazasi hosil bo'ladi.

Bu sharsimon fazo shakli foydali signal va xalaqit vektorlari  $\bar{x} = \bar{S} + N$  qiymatlari ehtimolligi zichligiga bog'liq. Fluktuatsion xalaqit uchun bu sharsimon fazo samarali radiusi  $z = \sqrt{2T_s F_s F_p}$  ga teng bo'ladi.

Aloqa tizimi orqali uzatilmagan habar  $u(t)$  spektri chastotasi eng katta qiymati  $F_{3m}$  bilan cheklangan bo'lsa, uni  $m$ -o'lchamli fazada vektor shaklida ifodalash mumkin, bunda  $m = 2T_s F_{3m}$ . 2.2-rasmda ikki boshqa-boshqa xabarlariga mos keluvchi  $u_1$  va  $u_2$  signallar ikki o'lchamli yassi fazoda joylashishi keltirilgan.



2.2-rasm. Signal va xalaqitning vektor diagrammasi

Ma'lumki, modulyatsiya-natijasida nisbatan past chastotali  $u_1$  va  $u_2$  xabarlar modulyatsiya natijasida  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  ko'rinishini oldilar, natijada xabarlar fazosi u signallar fazosi  $S$  bilan almashadi.  $S_1$  va  $S_2$  vektorlar ko'rinishini oladi. Umuman olganda, modulyatsiya natijasida xabar  $n$ -o'lchamli fazoli signal  $m$ -o'lchamli fazoli signalni keltirib chiqaradi. Faqat bir mintaqali amplitudasi modulyatsiyalangan signallar uchun  $n=m$ , oddiy amplituda modulyatsiyasi natijasida signal ikki marta ko'p koordinatalarga ega bo'ladi, ya'ni  $m=2n$ . Chastota yoki fazasi modulyatsiyalangan signallar uchun  $m \gg n$  bo'ladi. Bunda  $m$  ning  $n$  ga nisbati chastota yoki faza modulyatsiyasi koeffitsientiga bog'liq.

Foydali signalga halaqt qo'shilishi natijasida signallar fazosi  $\bar{x} = \bar{S} + N$  fazoga aylantiradi, natijada  $s_1$  va  $s_2$  signallar  $x_1$  va  $x_2$  vektorlar holatini egallaydi.

Qabul qilish qurilmasi signal va xalaqit yig'indisi  $\bar{x} = \bar{S} + N$  ga ishlov berish natijasida dastlabki xabarga o'hshash  $V$ -xabarni aks ettiradi, ya'ni  $\bar{X}$  fazoni qabul qilingan xabarlar fazosi  $V$  ga aylantiradi. Agar xalaqit nolga teng bo'lsa, qabul qilish qurilmasi aks ettirgan xabar dastlabki modulyator kirishiga berilgan xabarga teng bo'ladi, ya'ni  $V = \bar{U}$  bo'ladi.

Agar foydali signalga aloqa tizimi orqali uzatishda xalaqit ta'sir etsa, u holda qabul qilish qurilmasi  $\bar{U}_1$  o'rniga  $\bar{U}_2$  xabarni yoki teskarisini aks ettirishi mumkin. Xato aks ettirish qabul qilinayotgan  $\bar{X}$  vektor, shu vaqtda uzatilmayotgan signal oxiriga, uzatilyotgan signalga nisbatan yaqin bo'lishi natijasida kelib chiqadi.

Qabul qilinayotgan  $\bar{X}$  hamma vaqt  $S_1$  vektori oxiriga yaqin bo'lsa  $v_1 \approx u_1$  va  $S_2$  vektor oxiriga yaqin bo'lsa  $v_2 \approx u_2$  xabarni aks ettiruvchi qabul qilish qurilmasi yaratish mumkin. Bunday qabul qilish qurilmasi V.A. Kotelnikov nazariyasi bo'yicha ideal yoki optimal (o'ta ma'qul) qabul qilish qurilmasi deb

ataladi. 10.10-rasmdan ko'rinadiki,  $S_1$  va  $S_2$  signal vektorlari orasidagi oraliq  $d$  qancha katta bo'lsa, optimal qabul qilishdagi xatolik shuncha kam bo'ladi. Bu masala aloqa kanalidagi xalaqit sathiga va foydalanilgan modulyatsiya turiga bog'liq bo'ladi.

### 2.3 Signallarning farqlanishi

Umumiy holda xabarlar uzatishda signallar ansambli (majmuasi, to'planisi) dan foydalaniladi, ya'ni

$$s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t). \quad (2.19)$$

Diskret xabarlarni uzatish tizimlarida ko'p hollarda ikki xil ko'rinishdagi signallar (0,1) dan foydalaniladi, ya'ni kod asosi  $n=2$  ga teng. Ko'p kanalli aloqa tizimlarida signallar soni kanallar soniga teng  $n=m$ .

Qabul qilish tomonida aylanalarni bir-biridan ajratish uchun ular orasida farq bo'lishi kerak. Ma'lumki, har bir signalga fazada yagona bitta vektor mos keladi. Tahlillarda farqlash kerak bo'lgan signallar davomiyligi,  $T_s$  ga, spektri kengligi  $F_s$  ga teng va bir xil deb hisoblaymiz. Bir juft  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  signallar orasidagi masofalar kvadrati quyidagiga teng:

$$d^2(S_i, S_j) = \int_0^{T_s} [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt. \quad (2.20)$$

Signallarni farqlanishi ulapr orasidagi masofa  $d$  to'liq tavsiflar beradi,  $d$  qancha katta bo'lsa farqlanish shuncha katta bo'ladi. (2.20) ifodadagi kvadrat qavsni ochib quyidagi ifodani olamiz:

$$d^2 = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt - 2 \int_0^{T_s} s_i(t) s_j(t) dt + \int_0^{T_s} s_j^2(t) dt. \quad (2.21)$$

(2.21) ifodaning o'ng tomonidagi birinchi va uchinchi tashkil etuvchilari  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  signallar energiyasiga teng, ikkinchi tashkil etuvchisi  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  signallar orasidagi o'zaro korrelyatsiya aniqlanadi. Agar  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  signallar energiyasi  $E = \int_0^{T_s} s(t) dt$  ga teng deb hisoblab (2.21) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$d^2 = 2E - 2 \int_0^{T_s} s_i(t) s_j(t) dt = 2E(1 - R_{ij}). \quad (2.22)$$

bunda  $R_{ij} = \frac{1}{E} \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt$  – signallar orasidagi o'zaro korrelyatsiya koeffitsienti.

Shunday qilib, farqlanish signallar orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasi orqali to'liq baholanadi. Demak, signallar orasidagi masofa (2.20)  $d$  noldan farlanishi ( $d \neq 0$  bo'lishi) shart. Buning uchun:

$$\int_0^T [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt > 0 \quad (2.23)$$

yoki  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  signallar energiyasi bir-biriga teng bo'lmasa ( $E_i \neq E_j$ ), u holda,

$$2 \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt < E_i + E_j \quad \text{va} \quad E_i = E_j \quad (2.24)$$

bo'lsa,

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt < E \quad (i \neq j) \quad (2.25)$$

bo'ladi.

Energiyalari bir xil bo'lgan signallarni farqlash uchun ular orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasi  $R_{ij}$  (skalyar ko'paytmasi) ulardan birining energiyasidan kichik. Xulosa qilib aytganda, signallarni bir-biridan farqlash uchun ularning o'zaro ortogonal bo'lishlari yetarli shart deb hisoblanadi. Yuqoridagi fikrlar asosida signallarni bir-biridan farqlash ga yoki farqlash koeffitsientiga bog'liq, ya'ni

$$\gamma = (1 - R_{ij}) \quad (2.26)$$

Ikki signaldan foydalanib habar uzatish tizimida eng katta (maksimal) farqlanish  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallar bir-biriga qarama-qarshi bo'lganda, ya'ni

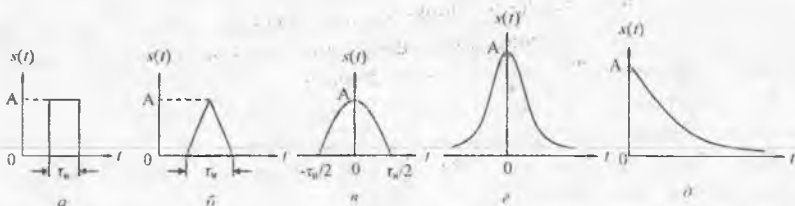
$$s_1(t) = -s_2(t). \quad (2.27)$$

Sharti bajarilganda, farqlanish koeffitsienti  $\gamma = 2$  bo'ladi. Qarama-qarshi signal sifatida fazasi manipulyatsiyalangan, fazasi siljishi  $\Delta\varphi = \pi$  qaralishi mumkin. Amplitudasi manipulyatsiyalangan signal uchun  $\gamma = 1$  ga va chastotasi manipulyatsiyalangan signal uchun  $\gamma = 1/2$  oralig'ida bo'ladi. Poydali signalga halaqt ta'siri natijasida farqlanish darajasi kamayadi, bu kamayish signal quvvatining halaqt quvvatiga ( $S/X$ ) nisbati  $q = P_x / P_x$  ga bog'liq.



## 2.4. Impuls signallar

Ceklangan vaqt oralig'ida mavjud bo'lgan signallar impuls signallar deb ataladi. Impuls signallar turli shakllarda bo'lishi mumkin: to'g'ri to'rtburchaksimon, arrasimon, trapesiyasimon, uchburchaksimon, qo'ng'iroqsimon va h.k. ko'rinishdagi video va radioimpulslar (2.3-rasm). Energiyasining asosiy qismi kichik vaqt orasiga to'plangan signallarni ham impuls signallar deb hisoblash mumkin (2.3g,d-rasm.)

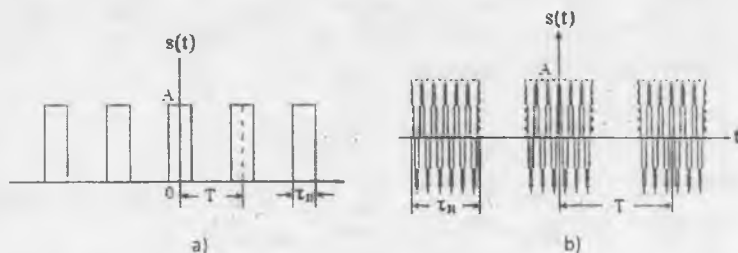


2.3-rasm. Impuls signallar

Quyidagi matematik formula bilan vaqt funksiyasi sifatida ifodalanadigan signallar davriy signallar deb ataladi:

$$s(t) = s_n(t + nT), \quad (2.28)$$

bunda,  $T$  – signal takrorlanish davri, ya'ni signalning ikki eng yaqin fazalari orasidagi vaqt,  $n=1,2,\dots,k$  – takrorlanayotgan impulslar ketma-ketligi tartib raqami,  $s_n(t)$  – video va radioimpulsning asosiy parametrlari bilan xarakterlanadi (2.4-rasm):  $A$  – video va radioimpuls amplitudasi,  $\tau_u$  – impuls davomiyligi,  $T$  – impuls takrorlanish davri,  $\omega_0$  – radioimpuls o'rtacha chastotasi.



2.4-rasm. Davriy signallar

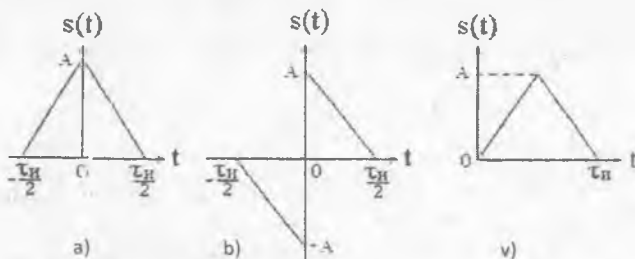
Impuls signallar nazariya bo'yicha cheksiz davomiylikka ega ( $n=\infty$ ), ammo bunday signallar amalda mavjud emas. (2.28) formula shartlariga javob bermaydigan signallar nodavriy signallar deb ataladi. Yakka impuls shaklidagi

video va radiosignallarni nodavriy signallar deb hisoblash mumkin. Ammo ba'zi hollarda nodavriy signallarni takrorlanish davri  $T \rightarrow \infty$  ga teng bo'lgan davriy signal sifatida o'rganish mumkin.

## 2.5. Juft va toq signallar

Juft signallar vaqt bo'yicha juft funksiyalar, ya'ni  $s_j(t) = s_j(-t)$ . Juft signallar qutbi vaqt o'qining manfiy va musbat bo'lishiga bog'liq bo'lmagan holda saqlanib qoladi. Juft signal ordinata o'qiga nisbatan simmetrik funksiya hisoblanadi (2.5a-rasm).

Toq signallar vaqt bo'yicha toq funksiya hisoblanadi, ya'ni  $s_t(t) = -s_t(-t)$ . Bu tur signallarning qutbi vaqtning musbatdan manfiyga va aksincha almashishi bilan o'z belgisini o'zgartiradi. Toq signal koordinata o'qi boshiga nisbatan simmetrik bo'ladi (2.5b-rasm).



2.5-rasm. Juft (a), toq (b) va ixtiyoriy (v) signallar

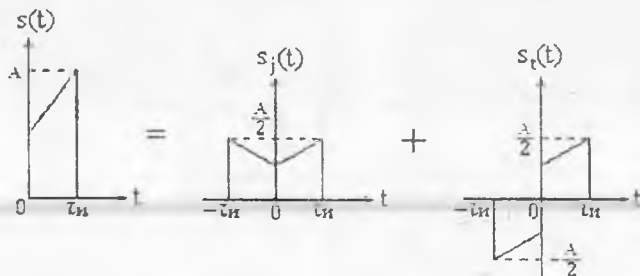
Vaqtning juft va toq funksiyasi bo'lmagan signalni ixtiyoriy signal deb ataladi. Ixtiyoriy signalni juft va toq signallar yig'indisi sifatida qarash mumkin, ya'ni  $s(t) = s_j(t) + s_t(t)$ . Juft va toq funksiyalar uchun ifodalardan foydalanib ixtiyoriy signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s(-t) = s_j(t) + s_t(-t) = s_j(t) - s_t(t).$$

$s(t)$  va  $s(-t)$  lar uchun ifodalarni ikki noma'lumli:  $s_j(t)$  va  $s_t(t)$  tenglama deb hisoblab, ulardagi noma'lum funksiyalarni aniqlaymiz:

$$s_j(t) = \frac{1}{2}[s(t) + s(-t)] \text{ va } s_t(t) = \frac{1}{2}[s(t) - s(-t)].$$

Shuni e'tiborga olish kerakki,  $s(-t)$  signal  $s(t)$  signalning aks ko'rinishi hisoblanadi (2.6-rasm).

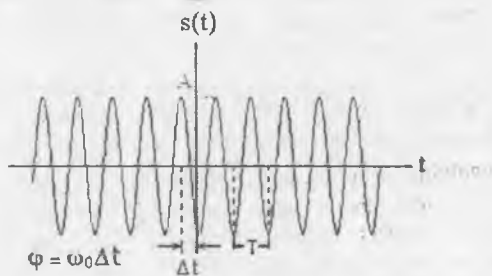


2.6-rasm.  $s(t)$  signalni juft va toq signallar yig'indisi shaklida ifodalash

## 2.6. Yuqori chastotali modulyatsiyalanmagan signallar

Yuqori chastotali modulyatsiyalanmagan signal deganda, odatda  $s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  yoki  $s(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$  formulalar bilan ifodalanadigan garmonik tebranishlar tushuniladi (2.7-rasm). Garmonik signalning oniy qiymatini vaqt  $t$  funksiyasi yoki  $\omega_0 t$  – faza funksiyasi sifatida aniqlash mumkin va grafik shaklda ifodalash mumkin.

Signal  $s(t)$  vaqt funksiyasi sifatida tahlil etilganda uning davri  $T$  ga teng bo'ladi va faza funksiyasi sifatida tahlil etilganda esa davri  $2\pi$  ga teng bo'ladi. Bunda garmonik tebranish boshlang'ich fazasi  $\varphi_0$  ni uning vaqt diagrammasida va vektor diagrammasida tasvirlash mumkin.



2.7-rasm. Garmonik tebranish

Garmonik signal  $s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  ni ikki alohida sinusoidal va kosinusoidal, bir-biri bilan kvadraturada bo'lgan tashkil etuvchilar orqali quydagicha ifodalash mumkin:

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A_0 \cos \varphi_0 \cos \omega_0 t - A_0 \sin \varphi_0 \sin \omega_0 t = a \cos \omega_0 t + b \sin \omega_0 t,$$

bunda,  $a = A_0 \cos \varphi_0$  va  $b = A_0 \sin \varphi_0$ .

$s(t)$  signalning kosinusoidal va sinusoidal tashil etuvchilari amplitudalari  $a$  va  $b$  lar orqali signal amplitudasi va fazasini aniqlash mumkin:

$$A = \sqrt{a^2 + b^2} \quad \text{va} \quad \varphi = -\text{arctg} \frac{b}{a}.$$

Eyler formulasidan foydalanib,

$$e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t; \quad e^{-j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t - j \sin \omega_0 t;$$

$$\cos \omega_0 t = \frac{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}}{2}; \quad \sin \omega_0 t = \frac{e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}}{2}.$$

garmonik signal  $s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  ni kompleks funksiya shaklida ifodalash mumkin:

$$s(t) = \frac{A_0}{2} (e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} + e^{-j(\omega_0 t + \varphi_0)}).$$

## 2.7. Modulyatsiyalangan garmonik signallar

Yuqori chastotali garmonik tebranish shaklidagi  $s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  signalning bir yoki bir necha parametrini nisbatan past chastotali xabar signaliga mos (proporsional) o'zgartirish modulyatsiya deb ataladi va olingan signal  $s_M(t)$  modulyatsiyalangan signal deb ataladi, modulyatsiyalangan signalni shakllantiruvchi qurilma esa modulyator deb ataladi. Odatda, tashuvchi vazifasini bajaruvchi garmonik tebranish chastotasi  $\omega_0$  modulyatsiyalovchi past chastotali xabar signali chastotasi  $\Omega$  dan juda katta bo'ladi, ya'ni  $\omega_0 \gg \Omega$ . Garmonik tashuvchi signalning uchta asosiy parametrlaridan birini (amplituda, chastota va faza) xabar signaliga mos ravishda o'zgartirib, quyidagi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish mumkin:

$$s_{AM}(t) = U_m [1 + k_u u(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad - \text{amplitudasi modulyatsiyalangan signal};$$

$$s_{CM}(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \Delta \omega \int u(t) dt] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad - \text{chastotasi modulyatsiyalangan signal};$$

$$s_{FM}(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \Delta \varphi u(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad - \text{fazasi modulyatsiyalangan signal};$$

bunda.  $U_m$  – tashuvchi amplitudasi,  $\omega_0$  – tashuvchi chastotasi va  $\varphi_0$  – tashuvchi boshlang'ich fazasi. Bu modulyatsiyalar natijasida mos ravishda modulyatsiyalangan signal amplitudasi  $U_m(t)$ , chastotasi  $\omega$  va to'liq fazasi

$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi[u(t)]$  bir davr  $T = 2\pi / \omega_0$  davomida juda kam, sezilarli o'zgarib qolmaydi.

Agar modulyatsiyalangan yuqori chastotali signal o'rovchisi impuls ko'rinishida bo'lsa, bunday signal radioimpuls signali deb ataladi va bu signalning o'rovchisi videosignal deb ataladi.

### *Nazorat savollari*

1. *Ortogonal funksiya deb qanday funksiyalarga aytiladi?*
2. *Ortogonal funksiyalar koeffitsienti qanday aniqlanadi?*
3. *Signal normasi qanday aniqlanadi va qanday fizik ma'noga ega?*
4. *Ikki vektor-signal orasidagi masofa qanday aniqlanadi va u qanday fizik ma'noga ega?*
5. *Ikki signal skalyar ko'paytmasi qanday aniqlanadi va u qanday fizik ma'noga ega?*
6. *Ikki signal orasidagi burchak qanday aniqlanadi va u qanday fizik ma'noga ega?*
7. *Ikki signal orasidagi korrelyatsiya funksiyasi qanday aniqlanadi va qanday fizik ma'noga ega?*
8. *Ikki signalni bir-biridan farqlanishining asosiy sharti nimadan iborat?*
9. *Bir xil energiyali va davomiyli AM, ChM va FM signallar uchun farqlanish koeffitsientlari nimaga teng?*
10. *Impuls signal deb qanday signallarga aytiladi?*
11. *Signallar qaysi ko'rsatkichlari asosida toq va juft signallarga ajratiladi?*
12. *Qanday signallar modulyatsiyalangan signallar deb ataladi?*

### 3. SIGNALLARNI FURE QATORIGA YOYISH

Murakkab signallarni tadqiq etishda asosan ularni Fure qatori yoki integrali ko'rinishida ifoda etishdan foydalaniladi. Matematik nuqtai nazardan Diraxle talabiga javob beradigan har qanday signal  $s(t)$  trigonometrik qator shaklida tasavvur etilishi mumkin:

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t), \quad (3.1)$$

bunda,

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos k\omega_0 t dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin k\omega_0 t dt. \quad (3.2)$$

(3.1) ifodada  $a_0$  - signal  $s(t)$  ning o'rtacha qiymati bo'lib, uni signalning doimiy tashkil etuvchisi deb ataladi va  $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$  vaqt orasida quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt. \quad (3.3)$$

Ba'zi hollarda  $s(t)$  signalni kompleks Fure qatori shaklida ifodalash qulayliklar tug'diradi, ya'ni

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\omega_0 t}, \quad (3.4)$$

bunda,  $\dot{A}_k = A_k e^{-j\theta_k} = a_k - jb_k$ ;  $A_k = |A_k|$ .

$\dot{A}_k$  kompleks kattalik bo'lib u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\omega_0 t} dt. \quad (3.5)$$

(3.4) va (3.5) ifodalar Fure juftligini tashkil etadi. Bu ifodalar yordamida agar signal  $s(t)$  vaqt funksiyasi shaklida ma'lum bo'lsa, uning kompleks tashkil etuvchilari  $\dot{A}_k$  kattaliklarini aniqlash mumkin va aksincha signalning  $A_k$  kompleks

tashkil etuvchilari ma'lum bo'lsa signal  $s(t)$  ni vaqt funksiyasi shaklida ifodalash mumkin.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki Fure qatoriga nafaqat davriy signallarni, balki davriy bo'lmagan signallarni ham yoyish mumkin. Bunda  $s(t)$  signal yoki xalaqit vaqt funksiyasi sifatida davom etgan hamma bo'lagi  $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$  orasida berilgan funksiya deb hisoblanadi va Fure qatoriga yoyiladi. va'ni quyidagi ko'rinishni oladi:

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t), \quad (3.6)$$

bunda,  $a_0$  – tasodifiy signal yoki xalaqitning o'rtacha qiymati hisoblanadi;  $a_k$  va  $b_k$  – tasodifiy qiymatlarga ega bo'lib, fluktuasion xalaqitlar uchun Normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Fure qatoriga yoyishdagi  $a_k$  koeffitsientlar signal spektral tashkil etuvchilarining effektiv qiymatiga teng bo'ladi. Signalning to'liq quvvati,

$$P = \tilde{s}^2(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2. \quad (3.7)$$

Odatda signal va xalaqitlar spektri cheklangan bo'ladi. Bu holda uning spektral tashkil etuvchilari signal bazasi  $B_s = 2T_s F_s$  ga teng bo'ladi. Bunda  $F_s$  – signal spektri kengligi;  $T_s$  – signal davomiyligi.

Amalda signal spektri uning 95 yoki 99 % quvvatini tashkil etuvchi spektr tashkil etuvchilari joylashgan polosa bilan aniqlanadi.

Signal spektri kengligi aloqa tizimi vazifasiga va qanday aniqlikda uzatishga bo'lgan talablar va yana bir qator qo'shimcha talablarga bog'liq. Masalan: telefon aloqasi uchun 300÷3400 Hz; teleko'rsatuvchilar uchun 0÷6,5 MHz; radioeshittirishlar uchun (toifasiga qarab) 30÷15000 Hz; raqamli (diskret) signallar uchun ularni uzatish tezligiga bog'liq va hakazo. Nazariy nuqtai nazaridan bir vaqtning o'zida signal davomiyligini va spektri kengligini chegaralash mumkin emas, chunki davomiyligi cheklangan signal cheksiz keng spektrga ega va spektr kengligi nolga intilsa uning davomiyligi cheksiz bo'ladi.

Nodavriy signalni davri cheksizga intiluvchi ( $T \rightarrow \infty$ ) davriy signal deb tahlil etish mumkin. Bu holda signal spektri tashkil etuvchilari orasidagi masofa nolga intiladi va spektral tashkil etuvchilar amplitudasi cheksiz kichik bo'ladi. Signalni kompleks tashkil etuvchilarga yoyish va kompleks tashkil etuvchilar orqali signalni vaqt funksiyasi shaklida tiklash Fure to'g'ri va teskari o'zgartirishlar, nodavriy signal uchun quyidagi Fure integral to'g'ri va teskari o'zgartirishlari juftligiga aylanadi:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.8)$$

$$s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (3.9)$$

bunda,  $s(j\omega)$  – signal spektri zichligi. Signal spektral tavsifi kompleks kattalik bo‘lgani uchun uni quyidagi ko‘rinishga keltirish mumkin:

$$s(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) = s(\omega) e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (3.10)$$

$$\text{bunda, } A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt; \quad B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt.$$

Spektral tavsif moduli va fazasi quyidagicha aniqlanadi:

$$s(\omega) = \sqrt{|A(\omega)|^2 + |B(\omega)|^2}; \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (3.11)$$

Nodavriy signallarning tarkibiy tashkil etuvchilari ularning amplituda-chastota va faza-chastota tavsiflari orqali to‘liq aniqlanadi. Misol tariqasida qo‘ng‘iroqsimon ko‘rinishdagi signal spektrini ko‘rib chiqamiz. Qo‘ng‘iroqsimon impuls quyidagi formula orqali ifodalanadi:

$$s(t) = \frac{A}{a\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2a^2}}. \quad (3.12)$$

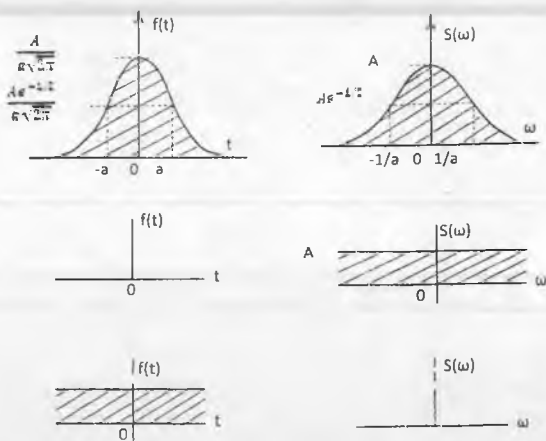
Ushbu funksiyaning ajoyib xususiyatlaridan biri uning Fure o‘zgartirishi natijasida aniqlangan spektri funksiyasi ham qo‘ng‘iroqsimon shaklga ega, ya‘ni:

$$s(j\omega) = \frac{A}{a\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left\{\frac{t^2}{2a^2} + j\omega t\right\}} dt = Ae^{-\frac{1}{2}a^2\omega^2}. \quad (3.13)$$

3.1-rasmda (3.12) va (3.13) to‘g‘ri va teskari Fure o‘zgartirishlari orqali bog‘langan  $s(t)$  va  $s(j\omega)$  grafiklari keltirilgan. Ushbu rasmlardan ko‘rinib turibdiki,  $a$  ko‘rsatkichning o‘zgarishi impulsni kengayishiga yoki torayishiga olib keladi. Bundan keng impuls spektri tor impuls spektriga qaraganda torroq bo‘ladi. Bu hammasi shakldagi signal impulslariga tegishi, ya‘ni signalning spektri kengligi impuls kengligiga teskari proporsional bo‘ladi. 3.1-rasmda  $a$  ko‘rsatkichning



qiymatlariga qarab signal  $s(t)$  ning va uning spektri  $S(j\omega)$  ning o'zgarishi keltirilgan.  $A$  va  $a$  ko'effitsientlarning nisbati saqlangan holda ularning qiymatining oshishi natijasida impuls doimiy signal shaklini oladi, uning chastotasi nolga teng bo'ladi.



3.1-rasm. Qo'ng'iroqsimon impuls va uning chegaraviy ko'rinishlari

### 3.1. Davriy signallarni trigonometrik Fure qatoriga yoyish va ularning spektri

Xar qanday davriy bo'lgan signallarni elementar tashkil etuvchilarning yig'indisi deb qarash mumkin. Elementar tashkil etuvchilar sifatida quyidagi funksiyalar ishlatiladi:

$$\sin k\Omega t, \quad \cos k\Omega t, \quad e^{jk\Omega t}, \quad \text{bunda } k=1, 2, \dots, n - \text{o'zgarmas son.}$$

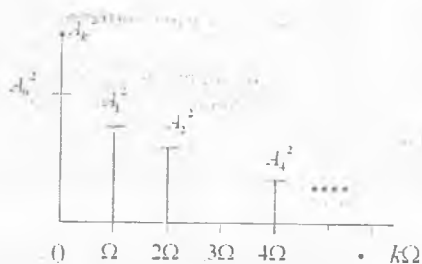
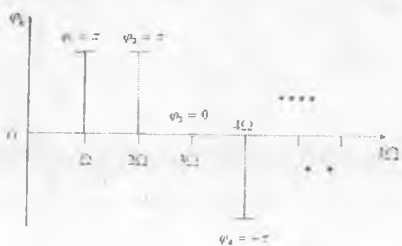
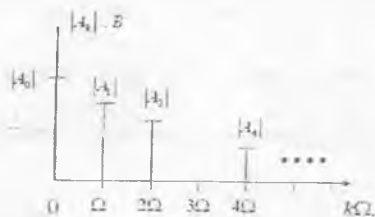
Elektr aloqa nazariyasi va radiotexnikada davriy signallarning spektrini o'rganishda quyidagi Fure qatorining ikkinchi ko'rinishi ishlatiladi:

$$S(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\Omega t - \varphi_k), \quad (3.14)$$

bunda,  $A_0 = a_0$ ,  $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ ,  $\varphi_k = \arctg \frac{b_k}{a_k}$ .

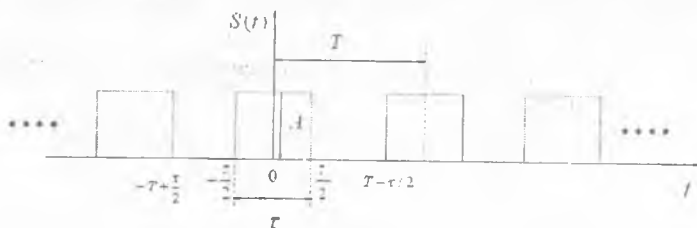
Davriy signallarning tahlil qilishda signallar ning amplituda, faza va quvvat spektrlari aniqlanadi.

Amplituda (faza, quvvat) spektri signal elementar tashkil etuvchilarining amplituda (faza, quvvat) larini chastota bo'yicha taqsimlanishini ko'rsatadi.



3.2-rasm. Davriy signalning amplituda, faza va quvvat spektrlari

Misol tariqasida to'g'ri to'rtburchakli impulslar ketma-ketligining spektrini aniqlashni ko'rib chiqamiz.



3.3-rasm. To'g'ri to'rtburchak ko'rinishidagi impulslar ketma-ketligi vaqt diagrammasi  
 Ushbu impulslar ketma-ketligining matematik ifodasi quyidagicha:

$$S(t) = \begin{cases} A, & -\tau/2 \leq t \leq \tau/2 \\ 0, & \tau/2 < t < T - \tau/2 \end{cases}$$

Signalning spektrlarini aniqlash uchun Fure qatorlaridan foydalanamiz. Fure qatori koefitsientlarini aniqlaymiz.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A dt = \frac{A}{T} \left[ t \right]_{-\tau/2}^{\tau/2} = \frac{A}{T} (\tau/2 - (-\tau/2)) = \frac{A}{T} \tau = \frac{A}{q}$$

bunda  $q = \frac{T}{\tau}$  – spektr chuqurligi

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} S(t) \cdot \cos k\Omega t dt = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \cdot \cos k\Omega t dt = \frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{k\Omega} \sin k\Omega t \Bigg|_{-\tau/2}^{\tau/2} =$$

$$= \frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{k\Omega} (\sin k\Omega \tau/2 - \sin k\Omega(-\tau/2)) = \frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{k\Omega} 2 \sin k\Omega \tau/2$$

$\Omega = 2\pi F = \frac{2\pi}{T}$  ligidan kelib chiqib, ifodani quyidagi ko'rinishda yozamiz

$$\frac{2A}{T} \cdot \frac{\sin k\Omega \tau/2}{k\Omega \tau/2} = \frac{2A}{T} \cdot \frac{\sin k \frac{2\pi}{T} \cdot \tau/2}{k \frac{2\pi}{T} \cdot \tau/2} = \frac{2A}{q} \cdot \frac{\sin k\pi/q}{k\pi/q}$$

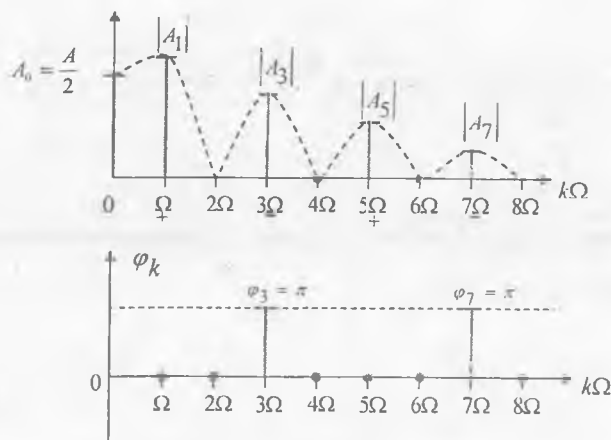
$$e_k = 0, \quad A_0 = a_0 = \frac{A}{q}, \quad A_k = \sqrt{a_k^2 + e_k^2} = a_k,$$

$$A_k = \frac{2A}{q} \cdot \frac{\sin(k\pi/q)}{k\pi/q}$$

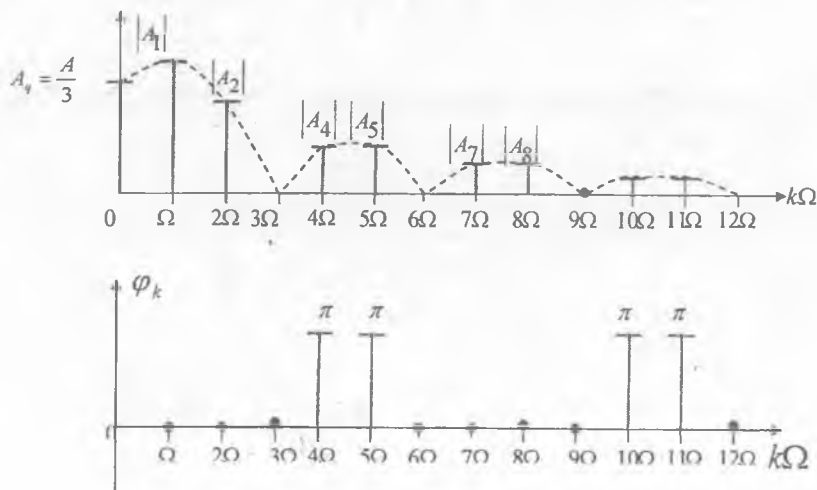
Signalning Fure qatoriga yoyilmasi quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi.

$$S(t) = \frac{A}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2A}{q} \cdot \frac{\sin k\pi/q}{k\pi/q} \cdot \cos(k\Omega t - \varphi_k)$$

$q$  parametrlarining turli qiymatlari uchun to'g'ri to'rtburchakli impulslar ketma-ketligining amplituda va faza spektrlarini ko'rib chiqamiz.



3.4-rasm.  $q = 2$  bo'lgan hol uchun amplituda va faza spektrlari



3.5-rasm.  $q = 3$  bo'lgan hol uchun amplituda va faza spektriari  
 Davriy bo'lgan signallarni kompleks ko'rinishdagi Fure qatoriga ham yoyish  
 mumkin.

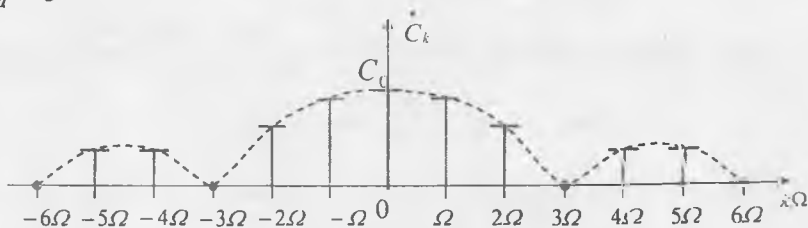
$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n \cdot e^{jk\Omega t}$$

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cdot e^{-jk\Omega t} dt$$

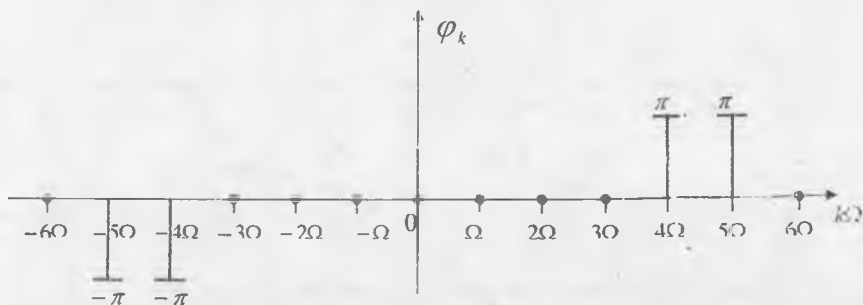
$$\dot{C}_n = a_k + jbk \qquad \dot{C}_n = A_k / 2$$

$$\dot{C}_k = \frac{A}{q} \cdot \frac{\sin k\pi / q}{k\pi / q}$$

$q = 3$



3.6-rasm. Davriy signalning amplituda spektri



3.7-rasm. Davriy signalning amplituda spektri

### 3.2. Davriy bo'lmagan signallarning spektri. Spektr zichligi

To'g'ri to'rt burchakli yagona impuls berilgan bo'lsin. Bu impulsning o'rta, koordinata boshiga to'g'ri kelgan bo'lsin. Impulsning amplitudasi  $A$  ga teng bo'lsin. Impulsning davomiyligi  $\tau$  ga teng bo'lsin.



$$S(t) = \begin{cases} A, & -\tau/2 \leq t \leq \tau/2 \\ 0, & t < -\tau/2; t > \tau/2 \end{cases}$$

$$S_1(\omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \cdot \cos \omega t dt = A \frac{1}{\omega} \cdot \sin \omega t \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} =$$

$$= A \frac{1}{\omega} [\sin \omega \tau/2 - \sin \omega(-\tau/2)] = A \frac{1}{\omega} 2 \sin \omega \tau/2 = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \tau/2}{\omega \tau/2}.$$

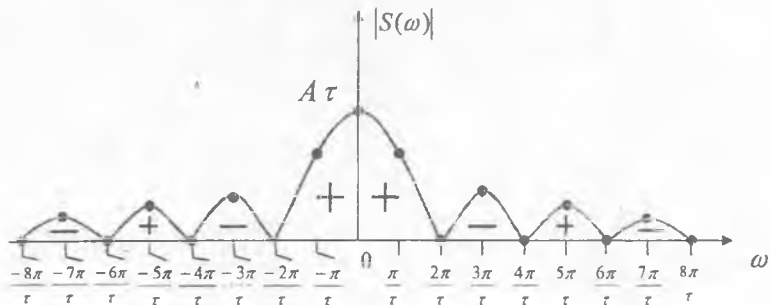
$$S_2(\omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \sin \omega t dt = -A \frac{1}{\omega} \cos \omega t \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = -A \frac{1}{\omega} [\cos \omega \tau/2 - \cos \omega(-\tau/2)] = 0.$$

$$S(j\omega) = S_1(\omega) = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \tau/2}{\omega \tau/2}.$$

$$S(\omega) = |S(j\omega)| = \sqrt{S_1^2(\omega)} = S_1(\omega) = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \tau/2}{\omega \tau/2}.$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)} = \arctg \frac{0}{S_1(\omega)}.$$

$$S(\omega) = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \tau/2}{\omega \tau/2} \quad \omega = \frac{k\pi}{\tau}.$$

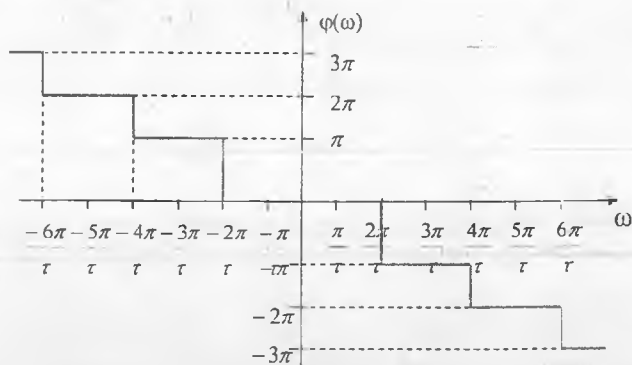


3.8-rasm. Yakkaga to'g'rito'rtburchakli impulsning amplituda spektri

To'g'ri to'rt burchakli yagona impulsning davomiyligi ikki barabar kengaysa, u holda signalning spektr kengligi torayadi (siqiladi). Impuls davomiyligi ikki barobar toraysa, u holda signalning spektr kengligi ikki barobar kengayadi.

Berilgan impulsning faza spektrini aniqlaymiz.

$\varphi(-\omega) = -\varphi(\omega)$  – toq funksiya bo'lganligi uchun



3.9-rasm. Yaxka to'g'rito'rtburchakli impulsning faza spektri

### 3.3. Radiotexnikada foydalaniladigan signallarga misollar

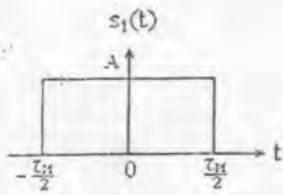
1. Videoimpuls quyidagi formula bilan ifodalanadi (3.10a-rasm):

$$s_v(t) = \begin{cases} A_v, & -\frac{\tau_v}{2} \leq t \leq \frac{\tau_v}{2}, \\ 0, & t < -\frac{\tau_v}{2} \text{ va } t > \frac{\tau_v}{2}. \end{cases}$$

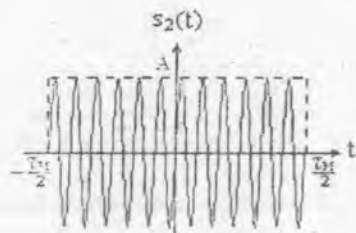
2. Radioimpuls quyidagi formula bilan ifodalanadi (3.10b-rasm):

$$s_r(t) = \begin{cases} A_n \sin \omega_0 t, & -\frac{\tau_n}{2} \leq t \leq \frac{\tau_n}{2}, \\ 0, & t < -\frac{\tau_n}{2} \text{ va } t > \frac{\tau_n}{2}. \end{cases}$$

Videoimpuls  
Radioimpuls



a)



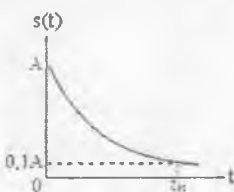
b)

3.10-rasm. Videoimpuls (a) va radioimpuls (b)

3. Eksponentasimon impuls quyidagi formula bilan ifodalanadi (3.11-rasm):

$$s(t) = Ae^{-\alpha t} \text{ agar } t \geq 0 \text{ bo'lsa,}$$

bunda,  $\alpha$  – eksponenta egrilik koeffitsienti.



3.11-rasm. Eksponentasimon impuls

4. Gauss (qo'ng'iroqsimon) impulsini quyidagi formula bilan ifodalash mumkin:

$$s(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau}\right)^2}.$$

Bu signalning o'ziga xos xususiyati – uning vaqt funksiyasi ko'rinishidagi shakli ushbu signalning spektr xarakteristikasi o'rovchisi shaklida bo'ladi. Ushbu signalning yana bir necha xususiyatlarini aytib o'tamiz.

a) Gauss (qo'ng'iroqsimon) impuls yuzasi birga teng:

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\tau} e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau}\right)^2} dt.$$



O'zgaruvchilarni almashtirib:  $\frac{\sqrt{\pi}t}{\tau} = x$  ;  $t = x \frac{\tau}{\sqrt{\pi}}$  ;  $dt = \frac{\tau}{\sqrt{\pi}} dx$  va

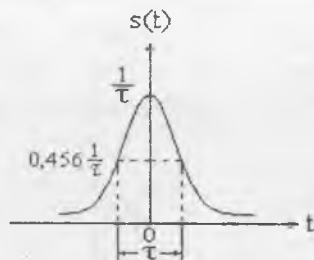
$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2} dx = \sqrt{\pi}$  ligini e'tiborga olib

$$S = \frac{\tau}{\sqrt{\pi\tau}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{\pi}} = 1.$$

bunda,  $S$  – Gauss impuls yuzasi.

b) Gauss impulsi davomiyligi  $\tau$  ning fizik mazmuni impuls sathi impuls davomiyligining ma'lum bir qiymati uchun aniqlanadi. Misol uchun, impuls davomiyligining yarmiga, ya'ni  $\tau/2$  qismiga mos keluvchi sathi quyidagicha aniqlanadi (3.12-rasm):

$$s\left(\frac{\tau}{2}\right) = \frac{1}{\tau} e^{-\pi\left(\frac{\tau}{2\tau}\right)^2} = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{\pi}{4}} = 0,456 \frac{1}{\tau}.$$



3.12-rasm. Gauss impulsi

v) Impuls davomiyligi  $\tau$  nolga intilsa, uning amplitudasi cheksizlikka intiladi, impulsning yuzasi o'zgarmas saqlanadi va birga beng bo'ladi.

### 3.4. Sinov signallarining turlari

#### *Delta funksiya*

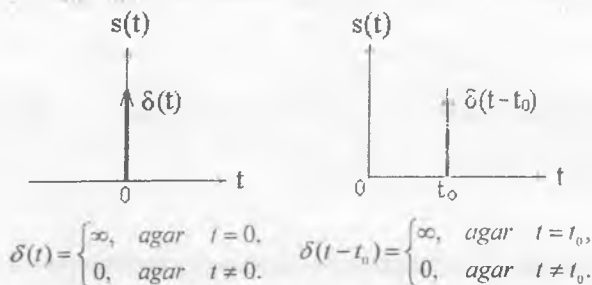
Delta funksiya ( $\delta$ -funksiya, Dirak funksiyasi) – bu tabiatda real uchramaydigan amplitudasi cheksiz katta va davomiyligi nolga intiluvchi signal (3.13-rasm). Delta funksiya orqali ta'riflanadigan signalni  $\delta(t)$  bilan belgilanadi va delta funksiya deb ataladi.

$\delta$ -funksiyaning sinov signali deb atalishiga sabab, uning yordamida radiotexnik funksional qurilmalarning impuls xarakteristikasi aniqlanadi.  $\delta$ -funksiyadan quyidagi xususiyatlari uchun matematika, fizika va radiotexnikada keng foydalaniladi:

a)  $\delta$ -funksiya yordamida ta'riflanadigan signalning yuzasi 1 ga teng, ya'ni

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1;$$

b)  $\delta$ -funksiya tanlovchanlik xossasiga ega  $\int f(t)\delta(t-t_0)dt = f(t_0)$ .



3.13-rasm. Delta funksiya

$\delta$ -funksiyaning tanlovchanlik xususiyati, uning  $t = t_0$  vaqtdagidan boshqa hamma qiymatlari  $\delta(t-t_0) = 0$  ekanligidan kelib chiqadi. Bu integrallash oralig'ini  $t_0$  atrofida cheksiz kichik qilib tanlash imkoniyatini yaratadi. Ushbu kichik oraliqda  $f(t)$  funksiya qiymati  $f(t_0)$  ga teng bo'ladi.

Gauss va delta funksiya orqali ta'riflanadigan signallar uchun quyidagi bog'liqlik mavjud:

$$\delta(t) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\tau} e^{-\frac{|t|}{\tau}}$$

### ***Yakka sakrash funksiyasi***

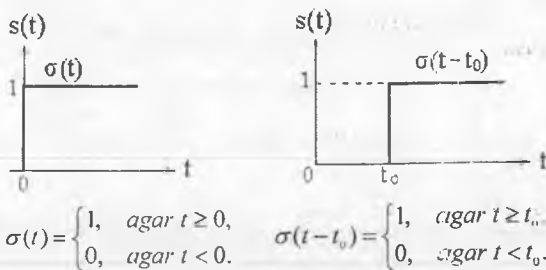
Yakka sakrash funksiyasi (Xevisayd funksiyasi) fizik qurilmaning bir onda bir holatdan boshqa bir holatga o'tish jarayonini ifodalaydi (3.14-rasm). Yakka sakrash funksiyasini ko'p hollarda ulanish funksiyasi deb ham yuritiladi va quyidagi formula orqali ifodalanadi:

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0, & \text{agar } t < 0. \\ 1/2, & \text{agar } t = 0. \\ 1, & \text{agar } t > 0. \end{cases}$$

Yakka sakrash signalining sinov signali deb atalishiga sabab, uning yordamida radiotexnik qurilma o'tish xarakteristikasi olinadi. Qurilmaning yakka birlik funksiyaga aks ta'siri uning o'tish xarakteristikasi hisoblanadi.

Delta funksiya  $\delta(t)$  va yakka sakrash funksiyasi  $\sigma(t)$  bir-biri bilan quyidagicha bog'langan:

$$\delta(t) = \frac{d\sigma(t)}{dt}; \quad \sigma(t) = \int_0^t \delta(t) dt.$$



3.14-rasm. Yakka sakrash funksiyasi

### Garmonik signal

Garmonik signaldan ham radiotexnik qurilma amplituda-chastota va fazachastota xarakteristikasini aniqlashda foydalaniladi.

### 3.5. Signallarning asosiy xarakteristikalari

Ma'lum bir vaqt oralig'i  $t_2 - t_1 = \Delta t$  vaqt orasida mavjud signal uchun asosiy xarakteristikalar quyidagilardan iborat:

#### 1. Signal o'rtacha qiymati

$$\overline{s(t)} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} s(t) dt.$$

Signalning o'rtacha qiymati bu uning doimiy tashkil etuvchisiga mos keladi.

#### 2. Signal oniy quvvati

$$p(t) = s(t) \cdot s^*(t) = |s(t)|^2.$$

$s(t)$  va  $s^*(t)$  – bir-biri bilan kompleks bog'liq signallar.

#### 3. Signal energiyasi

$$E = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} s(t) s^*(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} |s(t)|^2 dt.$$

#### 4. Signal o'rtacha quvvati

$$P_{av} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} |s(t)|^2 dt.$$

Davriy signallarning energiyasi cheksiz kattaligi uchun uning o'rtacha qiymati va energetik xarakteristikalari ushbu signalning bir davri uchun aniqlanadi.

### 3.6. Signallar spektrini aniqlash

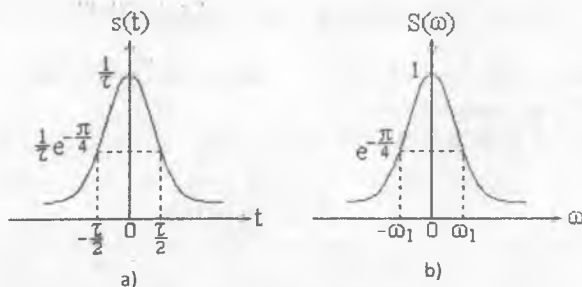
#### 3.6.1. Gauss (qo'ng'iroqsimon) impuls signal spektri

Gauss (qo'ng'iroqsimon) impuls signali vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi (3.15-rasm):

$$s(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}.$$

Bu signalning spektr zichligini Fure to'g'ri almashtirishi orqali aniqlaymiz.

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} e^{-j\omega t} dt.$$



3.15-rasm. Gauss (qo'ng'iroqsimon) impuls (a) va uning spektri (b)

Yuqorida keltirilgan ifodaga Eyler formulasini tadbiiq qilib, quyidagini olamiz:

$$S(j\omega) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \cos \omega t dt - j \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \sin \omega t dt.$$

Bu ifodaning ikkinchi qismi nolga teng, chunki bu integral toq funksiyadan simmetrik oraliqda olingan. Ushbu ifodaning birinchi integralini hisoblash uchun matematik ma'lumotnomadan foydalanamiz.

$$\int_0^{\infty} e^{-a^2 x^2} \cos x dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2a} e^{-b^2/4a^2} \quad \text{agar } a > 0 \text{ bo'lsa.}$$

Biz tahlil etayotgan ifodada  $a = \frac{\sqrt{\pi}}{\tau}$ ,  $b = \omega$  deb belgilaymiz va natijada quyidagi ifodani olamiz:

$$S(\omega) = \frac{2}{\tau} \int_0^{\infty} e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \cos \omega t dt = \frac{2 \sqrt{\pi} \tau}{\tau 2 \sqrt{\pi}} e^{-\frac{\omega^2 \tau^2}{4\pi}} = e^{-\frac{\omega^2 \tau^2}{4\pi}}$$

$\frac{2\pi}{\tau} = \Omega$  deb belgilaymiz. U holda  $-\frac{\omega^2 \tau^2}{4\pi} = -\pi \left(\frac{\omega}{\Omega}\right)^2$  ni e'ti borga olsak

$$S(\omega) = e^{-\pi \left(\frac{\omega}{\Omega}\right)^2}$$

Shunday qilib, qo'ng'iroqsimon signal vaqt funksiyasi sifatida va uning spektri matematik nuqtai nazardan bir xil ko'rinishga ega bo'lib, o'lchami tabiiyki argumenti bilan farqlanadi. Qo'ng'iroqsimon impuls signal spektri 3.15b-rasmda keltirilgan.

Ushbu signalning eng katta maksimal qiymatining  $e^{-\pi/4}$  ga teng sathdagi spektr kengligi quyidagicha aniqlanadi:

$$-\pi \left(\frac{\omega_1}{\Omega}\right)^2 = -\pi/4; \quad \omega_1 = \frac{\Omega}{2} = \frac{2\pi}{2\tau} = \frac{\pi}{\tau}; \quad \Delta\omega = 2\omega_1 = \frac{2\pi}{\tau} = \Omega.$$

$\Delta\omega$  qiymati orqali signal spektri sanjrali kengligini aniqlash mumkin. Yuqorida keltirilgan bog'lanishlar, qo'ng'iroqsimon impuls davomiyligi  $\tau$  qancha kichik bo'lsa, uning spektri egallagan chastotalar polosasi shuncha keng bo'ladi.

### 3.6.2. $\delta$ -funksiya spektri zichligi

$\delta$ -funksiyaning spektrini uni tanlovchanlik xususiyati va Fure to'g'ri almashtirishi orqali aniqlaymiz.

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega \cdot 0} = 1.$$

Shunday qilib,  $\delta$ -funksiya hamma chastotalarda birga teng bo'lgan bir xil kattalik va zichlikdagi spektrga ega.  $\delta(t)$  signali faza spektrining yo'qligi, bu signal spektrining faqat haqiqiy tashkil etuvchilardan iborat ekanligini ta'kidlaydi (3.16a-rasm).

$\delta(t)$  signal spektridan olingan Fure teskari almashtirishi quyidagiga teng:

$$\delta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} d\omega, \quad \delta(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} dt.$$

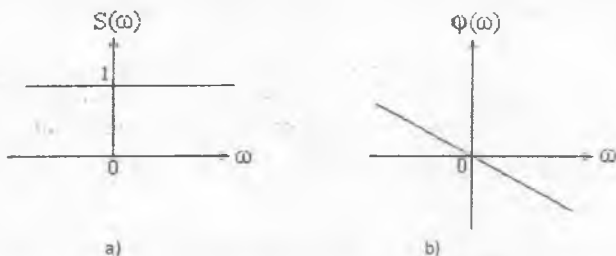
Fure almashtirishlarida vaqt va chastotaning o'zaro almashtirish mumkinligini e'tiborga olsak, quyidagilarga ega bo'lamiz:

$$\delta(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} dt, \quad \delta(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} dt.$$

$\delta$ -funksiyani vaqt o'qi bo'yicha  $t_0$  ga surish spektrining o'zgarishiga sabab bo'ladi va quyidagi formula orqali ifodalanadi:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t_0) e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0}.$$

$\delta$ -funksiya  $t_0$  ga surilganda uning amplituda spektri o'zgarimas saqlanadi, chastotaga chiziqli bog'liq bo'lgan  $\omega t_0$  faza spektri paydo bo'ladi (3.16b-rasm).



3.16-rasm.  $\delta$ -funksiyaning amplituda (a) va faza (b) spektri

### 3.6.3. Yakka sakrash funksiyasi spektri

Yakka sakrash funksiyasini absolyut integrallash juda qiyinligi uchun uning spektrini Fure almashtirishdan foydalanib aniqlash mumkin emas. Shuning uchun uning spektrini aniqlashda bilvosita usuldan foydalanamiz. Bunda uning spektrini aniqlash uchun dastlab boshqa funksiyaning spektrini aniqlaymiz va ma'lum bir chegaraviy qiymatlarda fka sakrash signali spektrini aniqlaymiz.

Yakka sakrash funksiyasini eksponentasimon impuls chegaraviy qiymatiga o'tish orqali olish mumkin, ya'ni

$$\sigma(t) = \begin{cases} \lim_{\alpha \rightarrow 0} e^{-\alpha t}, & \text{agar } t \geq 0, \\ 0, & \text{agar } t < 0. \end{cases}$$

Yakka sakrash impuls spektrini eksponentasimon impulsning  $\alpha = 0$  holatdagi spektri shaklida aniqlash mumkin.

$$S_E(j\omega) = \int_0^{\infty} e^{-\alpha t} e^{-j\omega t} dt = -\frac{1}{\alpha + j\omega} e^{-(\alpha + j\omega)t} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{\alpha + j\omega}.$$

Unda biz aniqlamoqchi bo'lgan spektr quyidagicha aniqlanadi:

$$S(j\omega) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} S_E(j\omega) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega^2} + j \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{-\omega}{\alpha^2 + \omega^2}.$$

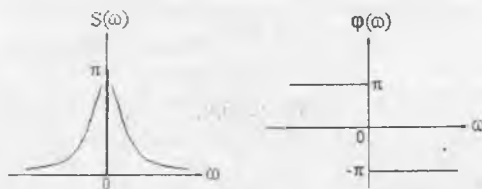
Bu ohirgi ifodaning birinchi tashkil etuvchisi  $\alpha = 0$  bo'lgan holat uchun  $\omega = 0$  chastotadan boshqa hamma chastotalarda nolga teng,  $\omega = 0$  chastotada bu tashkil etuvchi cheksizlikka intiladi.  $\frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega^2}$  funksiya ostidagi yuza, ya'ni

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega^2} d\omega = 2\alpha \int_0^{\infty} \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} d\omega = \frac{2\alpha\pi}{2\alpha} = \pi.$$

Shunday qilib, birinchi tashkil etuvchining  $\alpha \rightarrow 0$  dagi chegaraviy qiymati, vzveshennaya  $\delta$ -funksiya bo'ladi, ya'ni  $\pi\delta(\omega)$  ga teng bo'ladi. Natijada, yakka sakrash funksiyasi spektri zichligi quyidagicha aniqlanadi:

$$S(j\omega) = \pi\delta(\omega) + 1/(j\omega).$$

Yakka sakrash funksiyasi amplituda va faza spektri 3.17-rasmda keltirilgan.



3.17-rasm. Yakka sakrash funksiyasi amplituda va faza spektri

### 3.6.4. Vaqt bo'yicha o'zgarmas – doimiy signal spektri

$\delta$ -funksiyaning spektri konstanta (o'zgarmas kattalik) bo'lganligi uchun to'g'ri va teskari Fure almashtirishi asosida vaqt bo'yicha o'zgarmas signal spektri  $\delta$ -funksiya ko'rinishida bo'ladi.

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} Ae^{-j\omega t} dt = 2\pi A \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} dt = 2\pi A \delta(\omega).$$

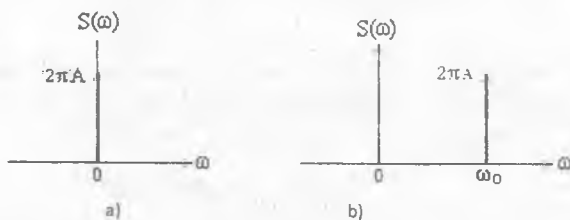
Bu ifoda yana bir bor signal davomiyligi va uning spektri orasida proporsionallik mavjudligini tasdiqlaydi: cheksiz katta davomiylikka ega signal cheksiz tor spektrga ega bo'ladi va aksincha (3.18a-rasm).

### 3.6.5. Kompleks eksponentaning spektri

$s(t) = Ae^{j\omega_0 t}$  – kompleks signal spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} Ae^{j\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt = A \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt = 2\pi A \delta(\omega - \omega_0).$$

Kompleks signal spektri yakka (vzveshenniy) – funksiyadan iborat bo'lib, u haqiqiy bo'lmagan uchun amplituda spektri juftlik xususiyatiga ega bo'lmaydi (3.18b-rasm).



3.18-rasm. Vaqt bo'yicha o'zgarmas – doimiy signal spektri (a) va kompleks eksponenta spektri (b)

Signallarni kompleks ko'rinishda ifodalash, modulyatsiyalangan signallarni, ayniqsa amplitudasi va fazasi bir vaqtda o'zgarishi bilan bog'liq bo'lgan murakkab modulyatsiya turlarida bu usul qulay hisoblanadi.



### 3.6.6. Garmonik signal spektri

$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi)$  – garmonik signalning spektri quyidagicha aniq lanadi:

$$\begin{aligned} S(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} A \cos(\omega_0 t + \varphi) e^{-j\omega t} dt = \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{\infty} [e^{j(\omega_0 t + \varphi)} - j e^{-j(\omega_0 t + \varphi)}] e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{A}{2} e^{j\varphi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt + \frac{A}{2} e^{-j\varphi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega + \omega_0)t} dt. \end{aligned}$$

Va nihoyat ba'zi almashtirishlarni amalga oshirish natijasida garmonik signal spektri uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$S(j\omega) = A\pi e^{j\varphi} \delta(\omega - \omega_0) + A\pi e^{-j\varphi} \delta(\omega + \omega_0).$$

Garmonik signal spektri ikkita  $\pm \omega_0$  chastotalarda joylashgan ma'lum qiymatli  $\delta$ -funksiyadan iborat bo'ladi.  $\delta$ -funksiya qiymati garmonik signal kompleks amplitudasini aks ettiradi.

### 3.6.7. To'rtburchak shaklidagi videoimpuls spektri

To'rtburchak shaklidagi videoimpuls (3.19a-rasm) spektrini ikki usulda aniqlaymiz:

- 1) Fure almashtirishini to'g'ridan-to'g'ri hisoblash usulida;
- 2) Fure almashtirishi xossalariidan foydalanish usulida.

*Birinchi usul.* Videoimpuls davomiyligi cheklanganligi va uning amplitudasi signal davri  $\tau_u$  davomida o'zgarmas saqlanib qolishini e'tiborga olib Fure to'g'ri almashtirishini hisoblaymiz.

$$S(j\omega) = \int_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} A e^{-j\omega t} dt = \frac{A}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} = A \frac{e^{j\omega\tau_u/2} - e^{-j\omega\tau_u/2}}{j\omega}$$

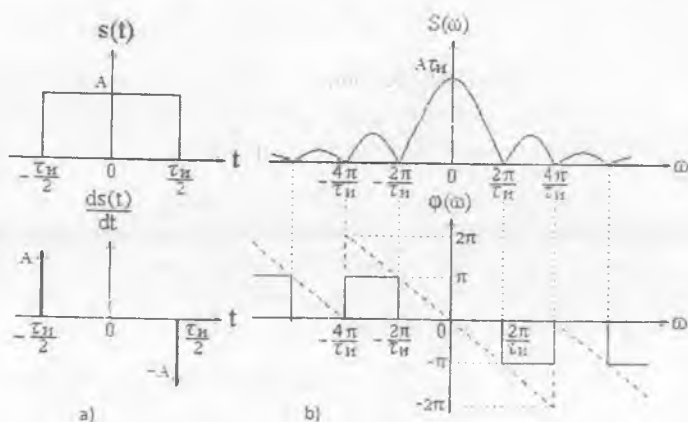
$$S(j\omega) = A\tau_u \frac{\sin(\omega\tau_u/2)}{\omega\tau_u/2}$$

Yuqoridagi misoldagi signal juft bo'lgani uchun, bu signalning spektri faqat haqiqiy qismga ega (3.19b-rasm).

Videoimpuls spektri o'rovchisi  $\sin x/x$  funksiya ko'rinishida bo'lib, u yaproqchalarga ega bo'lib, har bir yaproqchani kengligi  $2\pi/\tau_u$  ga teng; va videoimpuls davomiyligiga teskari proporsional. Signal spektri o'rovchisining nolga teng bo'lgan qiymatlari  $\sin(\omega\tau_u/2) = 0$  tenglamasi orqali aniqlanadi:

$$\omega \tau_u / 2 = \pm k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad \omega_k = \pm k \frac{2\pi}{\tau_u}$$

Videoimpuls spektri zichligi  $\omega = 0$  chastotada  $S(0)$  ga teng bo'lib, qiymati  $A\tau_u$  ga teng bo'ladi.



3.19-rasm. To'rtburchak shaklidagi impuls va uning hosilasi (a) hamda amplituda va faza spektrlari (b)

Videoimpuls davomiyligi  $\tau_u$  kattalashgan sari yaproqchalar kengligi kichiklashadi va  $S(0)$  qiymati kattalashadi va aksincha. Agar videoimpuls davomiyligi  $\tau_u \rightarrow 0$  bo'lsa, spektrning  $\omega_k = \pm k \frac{2\pi}{\tau_u}$  nuqtalari orasidagi masofa

cheksizlikka intiladi va spektri zichligi cheksiz kichiklashadi va bir xil qiymatlarga ega bo'ladi. Agar  $\tau_u \rightarrow \infty$  bo'lsa, u holda  $\omega_k$  nuqtalari orasidagi masofa nolga intiladi va cheksiz katta spektr zichligi  $\delta$ -funksiya shaklini oladi, ya'ni signal spektri kengligi nolga intiladi.

Videoimpuls faza spektri (1.19b-rasm)  $\sin x/x$  funksiyasiga bog'liq ravishda  $0$  va  $\pi$  ga teng bo'ladi. Faza qiymatlari  $-\pi$  va  $\pi$  bir-biridan farqlanmaydi, chunki faza spektridagi  $\omega > 0$  va  $\omega < 0$  chastotalarda "+" va "-" qiymatlar uni toq funksiya shaklida tasavvur etish uchun ko'rsatilgan.

Videoimpuls vaqt o'qi bo'yicha  $\Delta t = \pm t_0$  ga siljisa Fure almashtirishiga asosan uning spektri quyidagi formulalar orqali aniqlanadi:

$$S(j\omega) = A\tau_u \frac{\sin(\omega\tau_u/2)}{\omega\tau_u/2} e^{j\omega t_0} = A\tau_u \frac{\sin(\omega\tau_u/2)}{\omega\tau_u/2} e^{j\omega t_0}$$

Ushbu oxirgi ifodadan ko'rinadiki, signal amplituda spektri signal  $\pm t_0$  ga siljishi natijasida o'zgarmas saqlanadi, faza spektri esa  $\omega_k$  chastotalarda sakrab  $\pm \pi$  ga o'zgaradi va bu sakrashlar orasida qaza chastotaga chiziqli bog'liqlikda o'zgaradi.

*Ikkinchi usul.* Videopuls shaklidagi  $s(t)$  signaldan olingan hosilaga teng bo'lgan signal  $s_1(t) = \frac{ds(t)}{dt}$  ikkita chekli qiymatga ega bo'lgan  $\delta$ -funksiyadan iborat bo'lib, bu signalning spektri zichligi ikki  $\delta$ -funksiyalar spektrlari yig'indisiga teng bo'ladi, ya'ni

$$S_1(j\omega) = A \int \delta(t + \tau_u/2) e^{-j\omega t} dt - A \int \delta(t - \tau_u/2) e^{-j\omega t} dt = A(e^{j\omega\tau_u/2} - e^{-j\omega\tau_u/2}).$$

Videosignal  $s(t)$  ning spektri zichligi  $s_1(t)$  signal spektridan integral olish orqali, ya'ni  $S_1(j\omega)$  ni  $j\omega$  ga bo'lish orqali aniqlanishi mumkin.

$$S(j\omega) = \frac{S_1(j\omega)}{j\omega} = \frac{A(e^{j\omega\tau_u/2} - e^{-j\omega\tau_u/2})}{j\omega} = A\tau_u \frac{\sin \omega\tau_u/2}{\omega\tau_u/2}.$$

Bu ikkinchi usul birinchisiga nisbatan oson amalga oshiriladi.

### 3.6.8. Ixtiyoriy davriy signalning spektri zichligi

Davriy signal Fure qatori kompleks ko'rinishda quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_1 t},$$

bunda,  $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$  – signal takrorlanish chastotasi birinchi garmonikasi.

Ixtiyoriy davriy signalning spektri zichligi Fure qatori chastotalarida joylashgan  $\delta$ -funksiyalar yig'indisidan iborat bo'lib,  $\delta$ -funksiyalarning qiymatlarini Fure qatori koeffitsientlarining  $2\pi$  ga ko'paytmasiga teng bo'ladi.

### 3.6.9. $\text{sinc}/x$ ko'rinishidagi signal spektri zichligi

Uzluksiz signallarni vaqt bo'yicha diskretlashda uning har bir  $k\Delta t$  vaqtga mos keluvchi oniy qiymati  $\text{sinc}/x$  funksiya orqali ifodalanadi. Ushbu  $\text{sinc}/x$

funksiyaning spektri zichligini Fure to'g'ri almashtirishi formulasidan foydalanib hisoblaymiz.

Berilgan  $\sin x/x$  funksiyasi shaklidagi signalni quyidagicha ifodalaymiz:

$$s(t) = A \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t},$$

bunda,  $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T}$ ,  $T$  –  $\sin \omega_0 t$  funksiyaning takrorlanish davri.

Signal oniy qiymatlari nolga teng bo'ladigan nuqtalar quyidagicha aniqlanadi:

$$\omega_0 t = \pm k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad t = \pm \frac{k\pi}{\omega_0}.$$

U holda

$$\begin{aligned} S(j\omega) &= A \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt = 2A \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega_0 t \cdot \cos \omega t}{\omega_0 t} dt = \\ &= \frac{A}{j\omega} \int_0^{\infty} \frac{\sin(\omega + \omega_0)t}{t} dt - \frac{A}{j\omega} \int_0^{\infty} \frac{\sin(\omega - \omega_0)t}{t} dt. \end{aligned}$$

Aniq integrallarni hisoblash ma'lumotnomasiga asosan

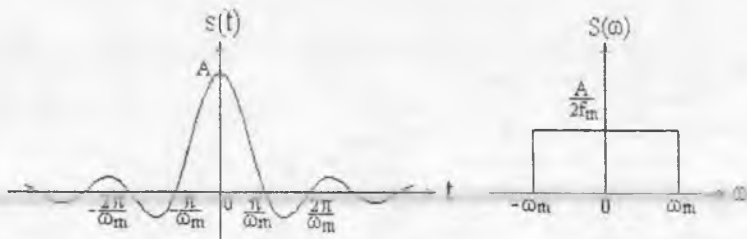
$$\int_0^{\infty} \frac{\sin ax}{x} dx = \begin{cases} \pi/2, & \text{agar } a > 0, \\ -\pi/2, & \text{agar } a < 0. \end{cases}$$

Yuqoridagiga asosan agar  $|\omega| > \omega_0$  bo'lsa  $S(j\omega) = 0$ , va agar  $|\omega| < \omega_0$  bo'lsa  $S(j\omega) = A\pi/\omega_0$ . Shunday qilib,  $\sin x/x$  ko'rinishidagi signal haqiqiy va juft funksiya bo'lib, amplituda spektri o'rovchisi to'rtburchak impuls shaklida bo'ladi.

Biz tahlil qilgan  $s(t) = A \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}$  signal amplituda spektri polosasi  $+\omega_0$  va  $-\omega_0$  chastotalar bilan chegaralangan bo'lib, ushbu polosada hamma spektr tashkil etuvchilari amplitudalari bir xil kattalikka ega (3.20-rasm).

Xuddi yuqeridagidek natijani Fure to'g'ri va teskari almashtirishi xossasi asosida ham olish mumkin. Bu xossasiga asosan  $s(t)$  juft signalga  $S(j\omega)$  spektr zichligi mos keladi, demak  $S(t)$  signalga  $2\pi s(j\omega)$  spektr zichligi mos keladi.

Ma'lumki davomiyligi  $\tau_u$  bo'lgan va amplitudasi  $A$  ga teng bo'lgan to'rtburchak impuls  $A \tau_u \frac{\sin(\omega \tau_u/2)}{\omega \tau_u/2}$  spektr zichligi mos keladi. Demak  $\sin x/x$  shaklidagi signalga to'rtburchak shaklidagi amplituda spektri zichligi mos keladi. Faqat  $s(t)$  ning davomiyligi va amplituda spektrining qiymatini aniqlash kerak bo'ladi.



3.20-rasm.  $s(t) = A \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}$  signal va uning spektri

Spektr zichligi formulasidagi  $\omega$  ni  $t$  ga,  $\omega_0$  ni  $\tau_u/2$  ga va  $A \tau_u$  ni  $A'$  bilan almashtirib signal uchun ifodani olamiz:

$$s(t) = A' \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}$$

Xuddi shuningdek,  $s(t)$  signal vaqt funksiyasi ifodasida  $t$  ni  $\omega$  ga,  $\tau_u/2$  ni  $\omega_0$  ga va  $A'$  ni  $A \tau_u$  bilan almashtirib,  $2\omega_0$  chastotalar polosasida joylashgan spektr zichligi  $s(j\omega)$  uchun ifodani olamiz. Signal amplituda spektri sathini aniqlaymiz:

$$S(\omega) = 2\pi A' / 2\omega_0 = A' / 2f_0$$

Shunday qilib,  $\sin x/x$  shaklidagi signal spektri uchun quyidagi ifodani yozish mumkin:

$$S(j\omega) = \begin{cases} A' / 2f_0, & \text{agar } |\omega| \leq \omega_0 \\ 0, & \text{agar } |\omega| > \omega_0 \end{cases}$$

Yuqorida olingan natijalardan V.A. Kotelnikov teoremasi asosida uzluksiz signallarni diskretlash masalasini ko'rib chiqishda foydalaniladi.

### Nazorat savollari

1. Signallarni Fure qatoriga yoyish sharti nimadan iborat?
2. Fure qatorining  $a_0$ ,  $a_k$  va  $b_k$  koeffitsientlari qanday aniqlanadi va qanday fizik ma'noga ega?
3. Signal to'liq quvvati qanday ifoda orqali aniqlanadi?
4. Signal uchun Fure to'g'ri va teskari bog'lanishi ifodalari ni yozib bering
5. Signal amplituda va faza spektri deganda nimani tushunasiz va ular qanday aniqlanadi?

6. Davriy signallar<sup>ning</sup> spektri tashkil etuvchilari kompleks amplitudasi qanday ifoda orqali aniqlanadi?

7. Davriy takrorlamuvchi to'g'ri to'rtburchak ko'rinishidagi signal amplituda va faza spektrini hisoblab chiqing.

8. Davriy bo'lmagan signallar spektri qanday baholanadi?

9. Spektr zichligi deganda nimani tushunasi?

10. Qanday signallar sinov signallari deb ataladi va ular qanday xususiyatlarga ega?

11. Signalning asosiy xarakteristikolari haqida tushuncha bering.

12. Qo'ng'iroqsimon signal spektri qanday ifoda orqali aniqlanadi?

13.  $\delta$ -funksiya spektri zichligi qanday aniqlanadi?

14. Yakkak sakrash funksiyasi spektri zichligi qanday aniqlanadi?

15. Garrmonik signal spektri zichligi qanday aniqlanadi?

16. Yakkak to'rtburchak shaklidagi impuls amplituda va faza spektri qanday aniqlanadi? Ushbu signal uchun amplituda va chastota spektri qanday ko'rinishga ega?

17.  $\sin x/x$  ko'rinishidagi signal spektri qanday aniqlanadi va u qanday ko'rinishga ega?

## 4. SPEKTRI POLOSASI TOR SIGNALLAR

### 4.1. Umumiy tushunchalar

Spektri polosasi tor signallar deb oddiy AM, ChM va FM modulyatsiyalangan signallar tushuniladi, chunki bu tur modulyatsiyalangan signallar spektrlari kengligi ushbu signallar tashuvchilari chastotasiga nisbatan juda kichik, ya'ni  $\omega_0 \gg \Delta\omega_n$  ( $\omega_0$  – tashuvchi chastotasi,  $\Delta\omega_n$  – modulyatsiyalangan yuqori chastotali signal spektri kengligi). Bunday spektri polosasi tor signallar va signal o'tkazish polosasi tor aloqa kanali funksional bloklari (misol uchun, yuqori chastota filtrlari, rezonans kuchaytirgichlar, amplituda cheklagichlar va h.k.) orqali o'tgan fluktuasion, impulssimon xalaqitlarni ham o'rovchisi va chastotasi nisbatan sekin tasodifiy o'zgaruvchi tor polosali kvazigarmonik signal hisoblanadilar.

Kvazigarmonik signal quyidagi formula orqali ifodalanadi:

$$s(t) = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U(t)\cos\Psi(t), \quad (4.1)$$

bunda,  $U(t)$  – signalning vaqt bo'yicha asta-sekin o'zgarishi, uning o'rovchisi o'zgarishini ta'riflaydi,  $\varphi(t)$  – signal fazasining asta-sekin o'zgarishini anglatadi va  $\Psi(t)$  – esa ushbu signalning to'liq fazasi o'zgarishini baholaydi.

Haqiqiy fizik mavjud tor polosali signallarni (4.1) formula orqali ifodalash yetarli darajada murakkab hisoblanadi. Misol uchun,  $U(t)$  yoki  $\Psi(t)$  lardan birini berilgan deb, ikkinchisini aniqlash yagona yechimni olib bo'lmasligiga yoki  $U(t)$  ning o'zgarishi hamma vaqt ham ushbu signal o'rovchisining o'zgarishini to'g'ri aks ettirmaydi. Ushbu masalani to'g'ri yechish usuli mavjud bo'lib, bunda oliy matematikadan ma'lum bo'lgan kompleks amplitudalar usulidan foydalaniladi. Bu usul garmonik signalni trigonometrik va kompleks shaklda ifodalashga asoslangan, ya'ni

$$s(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0] \text{ va } s(t) = \operatorname{Re}[U_0 e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}] = \operatorname{Re}[\dot{U} e^{j\omega_0 t}],$$

bunda,  $\dot{U} = U_0 e^{j\varphi}$  – signal kompleks amplitudasi bo'lib, uning moduli signal amplitudasiga va argumenti boshlang'ich fazasiga teng.

Tor polosali signalga nisbatan kompleks amplitudani modulyatsiyalangan signal amplitudasi va fazasi haqidagi hamma ma'lumotlarni beruvchi kompleks o'rovchi deb qarash mumkin. Shuning uchun tor polosali har qanday signalni kompleks amplituda orqali ifodalash usulini ko'rib chiqamiz. Bu usulga asos qilib haqiqiy (fizik mavjud) signalni Gilbert almashtirishidan foydalanib analitik ko'rinishda ifodalash olingan.

## 4.2. Analitik signal

Haqiqiy signal  $s(t)$  ga quyidagi kompleks signal mos keladi:

$$\hat{s}(t) = s(t) + js^*(t), \quad (4.2)$$

bunda,  $s^*(t)$  – signal  $s(t)$  ga Gilbert almashtirishini qo'llash asosida olingan mos signal.

Gilbert to'g'ri va teskari almashtirishi quyidagi ifodalarda orqali amalga oshiriladi:

$$s^*(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau; \quad \text{ba} \quad s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s^*(\tau)}{t-\tau} d\tau. \quad (4.3)$$

$s(t)$  va  $s^*(t)$  lardan tashkil topgan  $\hat{s}(t)$  signal analitik signal deb ataladi.

Kompleks funksiyalarning xossalari asosida analitik signal  $\hat{s}(t)$  ni quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$\hat{s}(t) = s(t) + js^*(t) = U(t)e^{j\Psi(t)} \quad (4.4)$$

bunda,  $U(t) = \sqrt{s^2(t) + s^{*2}(t)}$  va  $\Psi(t) = \arctg \frac{s^*(t)}{s(t)}$  – analitik signal o'rovchisi va to'liq fazasi.

Analitik signal o'rovchisi umuman olganda birlamchi signal  $s(t)$  ning o'rovchisi hisoblanadi.  $\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$  ni e'tiborga olib, analitik signal  $\hat{s}(t)$  quyidagi ko'rinishlarda ham ifodalash mumkin:

$$\hat{s}(t) = U(t)e^{j\Psi(t)} = U(t)e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\omega_0 t} = \hat{U}(t)e^{j\omega_0 t}. \quad (4.5)$$

$\hat{U}(t) = U(t)e^{j\varphi(t)}$  – orqali analitik signal kompleks o'rovchisi aniqlanadi.

Har qanday ko'rinishda berilgan signalni analitik signal shakliga keltirib, uning o'rovchisi  $U(t)$  va fazasi vaqt funksiyasi  $\varphi(t)$  ni aniqlash mumkin. Buning uchun berilgan signal  $s(t)$  uchun Gilbert almashtirishidan foydalanib, analitik signal  $\hat{s}(t)$  ning mavhum qismi  $s^*(t)$  ni aniqlash kerak.

Analitik signalning asosiy xossalarini bilish uchun kompleks o'rovchi  $\hat{U}(t)$  spektrini,  $\hat{s}(t)$  va  $s^*(t)$  signallar orasidagi korrelyatsiya funksiyalarini aniqlash kerak.



### 4.3. Analitik signal xossalari

a. Analitik signal  $\dot{s}(t)$  mavhum qismi  $s^*(t)$  ning spektri zichligini aniqlaymiz.

$$s^*(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \int_{-\infty}^x \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau \right) e^{-j\omega t} dt.$$

O'zgaruvchilarni guruhlar bo'yicha qayta belgilab, o'zgaruvchilarni almashtiramiz, ya'ni  $x = t - \tau$ ;  $t = x + \tau$  va  $dt = dx$  orqali belgilaymiz va  $s^*(t)$  signal spektri zichligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\begin{aligned} S^*(j\omega) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \int_{-\infty}^x \frac{s(\tau)}{x} d\tau \right) e^{-j\omega x} e^{-j\omega \tau} dx = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \int_{-x}^x s(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau \right) \frac{e^{-j\omega x}}{x} dx. \end{aligned}$$

Bunda  $\int_{-x}^x s(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau = S(j\omega)$  - haqiqiy signal  $s(t)$  ning spektri zichligi ekanligini e'tiborga olsak, u holda

$$S^*(j\omega) = \frac{1}{\pi} S(j\omega) \left( \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos j\omega x}{x} dx - j \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin j\omega x}{x} dx \right). \quad (4.6)$$

(4.6) ifodadagi integrallar  $\omega = 0$  da nolga tengligini hisobga olish quyidagi natijani beradi:

$$S^*(j\omega) = \begin{cases} -jS(j\omega), & \text{agar } \omega > 0, \\ 0, & \text{agar } \omega = 0, \\ jS(j\omega), & \text{agar } \omega < 0. \end{cases}$$

Haqiqiy signal  $s(t)$  va u bilan Gilbert almashtirishi asosida olingan mos signal  $s^*(t)$  spektrlari bir xil, ya'ni signal  $s(t)$  tor polosali bo'lsa,  $s^*(t)$  ham tor polosali bo'ladi.

Haqiqiy signal  $s(t)$  va u bilan Gilbert almashtirishi asosida olingan mos signal  $s^*(t)$  spektr tashkil etuvchilari chastotalari spektri o'z qiymatini teskarisiga  $\pi/2$  ga o'zgartiradi.

Haqiqiy signal  $s(t) = \cos \omega t$  signalga  $s^*(t) = \sin \omega t$  va  $s(t) = \sin \omega t$  signalga  $s^*(t) = -\cos \omega t$  mos keladi.

$s(t) = U \cos \omega t$  signalga  $s^*(t) = U \cos \omega t + jU \sin \omega t = \dot{U} e^{j\omega t}$  – analitik signal mos keladi.

$s(t)$  va  $s^*(t)$  signallarning spektrlari bir-biri bilan quyidagicha boliqlikka ega:

$$\Phi[s^*(t)] = [-j \operatorname{sgn}(\omega)] S(j\omega),$$

$$\text{bunda. } \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} +1, & \text{agar } \omega > 0, \\ 0, & \text{agar } \omega = 0, \\ -1, & \text{agar } \omega < 0. \end{cases}$$

Gilbert almashtirishini  $s(t)$  signalni kirishdagi signal hamma spektral tashkil etuvchilarini  $\pi/2$  ga suruvchi radiotexnik zanjirdan o'tishi natijasi deb hisoblash mumkin. Ushbu radiotexnik zanjirning chastota va faza xarakteristikasi quyidagilarga teng bo'ladi:

$$K(j\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega); \quad h(t) = \frac{1}{\pi t}.$$

$\dot{s}(t)$  signal spektri  $\dot{S}(j\omega)$  bir tomonlama. ya'ni faqat  $\omega > 0$  chastotalaridagina mavjud, ya'ni

$$\dot{S}(j\omega) = \begin{cases} 2S(j\omega), & \text{agar } \omega > 0, \\ S(0), & \text{agar } \omega = 0, \\ 0, & \text{agar } \omega < 0. \end{cases}$$

*b. Analitik signal  $\dot{s}(t)$  kompleks o'rovchisi  $\dot{U}(t)$  ning spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi.*

$\dot{s}(t)$  signal kompleks o'rovchisining spektri zichligi quyidagicha aniqlanadi:

$$S_U(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t) e^{-j\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t) e^{-j(\omega + \omega_0)t} dt.$$

Shunday qilib,

$$S_U(j\omega) = S_s[j(\omega + \omega_0)] \text{ yoki } S_s(j\omega) = S_U[j(\omega - \omega_0)],$$

bunda,  $S_s(j\omega)$  – analitik signal  $\dot{s}(t)$  spektri.

Kompleks o'rovchi korrelyatsiya funksiyasi  $R_U(\tau)$  va analitik signal korrelyatsiya funksiyasi  $R_s(\tau)$  orasidagi bog'liqlikni aniqlaymiz.

$$R_U(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |R_U(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_S[j(\omega + \omega_0)]|^2 e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Yuqoridagi ifodadagi o'zgaruvchilarni almashtirish, ya'ni  $x = \omega + \omega_0$ ;  $\omega = x - \omega_0$ ,  $d\omega = dx$  natijasida quyidagilarni olamiz.

$$R_U(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_S[j(x)]|^2 e^{jx\tau} e^{-j\omega_0\tau} dx = e^{-j\omega_0\tau} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_S[j(x)]|^2 e^{jx\tau} dx;$$

$$R_U(\tau) = R_S(\tau) e^{-j\omega_0\tau} \text{ yoki } R_S(\tau) = R_U(\tau) e^{j\omega_0\tau}.$$

Analitik signal kompleks o'rovchisi spektri  $S_U(j\omega)$  analitik signal  $\hat{s}(t)$  spektrining chap tomonga (chastota kichrayish tomoniga)  $\omega_0$  ga surilgan holatiga mos keladi. Boshqacha qilib aytganda, analitik signal kompleks o'rovchisi ushbu signalning past chastotadagi ekvivalenti hisoblanadi. Analitik signal o'rovchisi spektrining past chastotalardagi ekvivalentidan foydalanishga asoslanib, signallarni turli radiotexnik zanjirlardan o'tishini tahlil etish usuli kompleks o'rovchi usuli yoki past chastotalar ekvivalentidan foydalanish usuli deb ataladi (4.1-rasm).

Analitik signal  $\hat{s}(t)$  korrelyatsiya funksiyasi va kompleks o'rovchisi korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog'lanish yetarli darajada sodda.

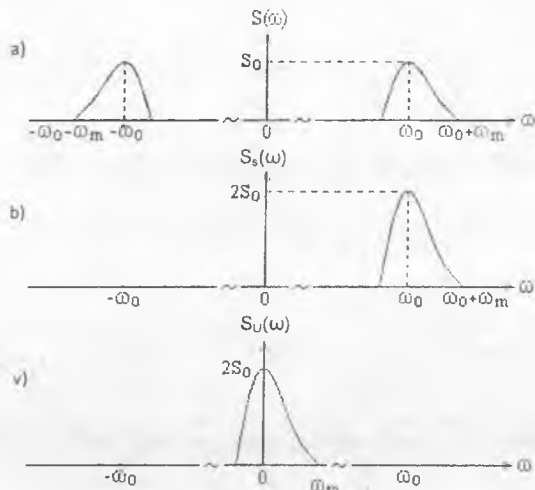
Fure teskari almashtirishidan foydalanib, analitik signal uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (4.7)$$

Analitik signal  $\hat{s}(t)$  kompleks o'rovchisi spektral zichligi va fizik mavjud signal  $s(t)$  spektri zichligi orasidagi bog'liqlik quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$S_U(j\omega) = \begin{cases} 2S[j(\omega + \omega_0)], & \text{agar } \omega > -\omega_0, \\ S(-j\omega_0), & \text{agar } \omega = -\omega_0, \\ 0, & \text{agar } \omega < -\omega_0. \end{cases}$$

Ushbu olingan natija 4.1v-rasmda tasvirlangan.



4.1-rasm. Haqiqiy (fizik) signal (a), analitik signal (b) va uning kompleks o'rovchisi (v) amplituda spektrlari

*Misol.*

Spektri zichligi  $-\omega_m \leq \omega \leq \omega_m$  chastotalar diapazonida bir tekis taqsimlangan fizik signal  $s(t)$  ga mos keluvchi analitik signalni aniqlash kerak. Analitik signalni aniqlash uchun (4.7) formuladan foydalanamiz.

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_m} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{S_0}{\pi} \int_0^{\omega_m} e^{j\omega t} d\omega = \frac{S_0}{j\pi t} (e^{j\omega_m t} - 1). \quad (4.8)$$

$\hat{s}(t) = s(t) + js^*(t)$  ligini e'tiborga olib, (4.8) ifodadan analitik signalning fizik qismi  $s(t)$  va mavhum qismi  $s^*(t)$  larni aniqlaymiz:

$$s(t) = \frac{S_0}{j\pi t} (\cos\omega_m t + js\sin\omega_m t - 1) = \frac{S_0}{\pi t} (\sin\omega_m t + j\sin^2\omega_m t/2).$$

Va nihoyat  $s(t)$  va  $s^*(t)$  lar uchun quyidagi ifodalarni olamiz:

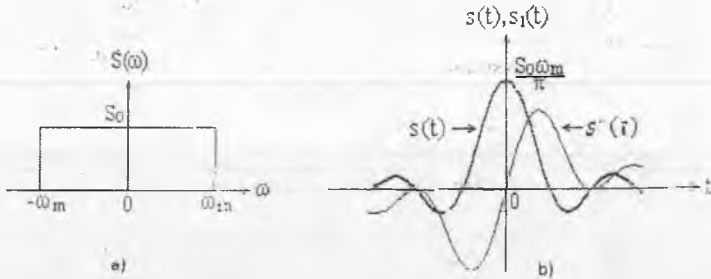
$$s(t) = \frac{S_0 \omega_m}{\pi} \frac{\sin\omega_m t}{\omega_m t} \quad \text{va} \quad s^*(t) = \frac{S_0 \omega_m}{\pi} \frac{\sin^2\omega_m t/2}{\omega_m t/2}.$$

Fizik signal  $s(t)$  spektri 4.2a-rasmda, fizik va mavhum qismi vaqt diagrammalari 4.2b-rasmda keltirilgan.

Tor polosali signal korrelyatsiya funksiyasi  $R(\tau)$  ning analitik signal korrelyatsiya funksiyasi  $R_s(\tau)$  va uning kompleks o'rovchisi korrelyatsiya funksiyasi  $R_U(\tau)$  orasidagi bog'liqlikni aniqlaymiz.

$\dot{s}(t) = s(t) + js^*(t)$  bo'lgani uchun  $s(t) = \text{Re}[\dot{s}(t)]$ . Natijada

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}[\dot{s}(t)]\text{Re}[\dot{s}(t-\tau)]dt.$$



4.2-rasm. Fizik signal  $s(t)$  spektri (a), fizik va mavhum qismi v.aqt diagrammalari (b)

$x = a + jb$  va  $y = c + jd$  kompleks sonlar uchun quyidagi munosabatlar o'rinli:  $\text{Re}(x)\text{Re}(y) = 1/2 \text{Re}(xy) + 1/2 \text{Re}(xy^*)$ .

Yuqoridagi tenglik asosida

$$R(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}[\dot{s}(t)\dot{s}(t-\tau)]dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}[\dot{s}(t)s^*(t-\tau)]dt. \quad (4.9)$$

(4.9) yig'indining birinchi tashkil etuvchisi qiymatini aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}[\dot{s}(t)\dot{s}(t-\tau)]dt &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}[[s(t) + js^*(t)][s(t-\tau) + js^*(t-\tau)]]dt = \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)dt - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t)s^*(t-\tau)dt = \frac{1}{2}R(\tau) - \frac{1}{2}R^*(\tau) = 0. \end{aligned} \quad (1.10)$$

(4.10) formuladagi  $s(t)$  va  $s^*(t)$  lar orqasidagi korrelyatsiya funksiyasi nolga tengligi uchun (4.9) ifodaning birinchi tashkil etuvchisi nolga teng. Shunday qilib,

$$R(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{Re}[s(t)s^*(t-\tau)] dt = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t-\tau) dt = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[R_s(\tau)].$$

O'z navbatida  $R_s(\tau) = R_U(\tau)e^{-j\omega\tau}$  ekanligini e'tiborga olsak

$$R(\tau) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[R_U(\tau)e^{-j\omega_0\tau}].$$

Shunday qilib, tor polosali signal korrelyatsiya funksiyasi  $R(\tau)$  analitik signal korrelyatsiya funksiyasi  $R_s(\tau)$  va analitik signal kompleks o'rovchisi korrelyatsiya funksiyalari orasidagi bog'liqlikni tasdiqlovchi kerakli ifodalar olindi.

Analitik signal va fizik signal energiyalari orasidagi bog'liqliklarni ko'rib chiqamiz.

Parseval tenglamasi asosida fizik signal energiyasi quyidagiga teng:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega.$$

Analitik signal energiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$\mathcal{E}_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_s(j\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |2S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} |2S(j\omega)|^2 d\omega = 2\mathcal{E}.$$

$\mathcal{E}$  va  $\mathcal{E}_s$  larni taqqoslash analitik signal energiyasi fizik signal energiyasidan 2 marta kattaligini ko'rsatadi, chunki Gilbert almashtirishi natijasida signal spektri tashkili etuvchilari amplitudalari o'zgarishsiz saqlanib qoladi.

Analitik signallarga tegishli quyidagi ma'lumotlar ulardan foydalanishda e'tiborga loyiq hisoblanadi.

1. Agar haqiqiy signal  $s(t)$  davriy bo'lsa, Gilbert almashtirishi natijasida olingan mos mavhum signal  $s^*(t)$  ham davriy bo'ladi. Bundan tashqari  $s(t)$  va  $s^*(t)$  davriy signallar, ular davri  $T$  ga teng vaqt oralig'ida o'zaro ortogonal bo'ladi, ya'ni

$$\int_0^T s(t)s^*(t) dt = 0.$$

2.  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  o'zaro ortogonal signallardan birini Gilbert almashtirishi asosida aniqlangan mos mavhum signal  $s^*(t)$  ga almashtirilganda ham saqlanib qolsa, bunday signallar "kuchli ma'noda" o'zaro ortogonal hisoblanadilar, ya'ni

$$(s_i, s_j) = B_{ij}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t)s_j(t)dt = 0,$$

bo'lsa va  $i \neq j$  bo'lganda

$$(s_i, s_j^*) = B_{ij}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t)s_j^*(t)dt = 0 \text{ bo'lishi kerak.}$$

Analitik signal tushunchasi har qanday vaqt funksiyasini kompleks shaklida ifodalash, signal o'rovchisi va fazasini aniq hisoblash imkoniyatini beradi. O'zgarish qonuniyati ma'lum va tasodifiy bo'lgan signallarni analitik shaklda ifodalash mumkin. Analitik signal yordamida haqiqiy signalning o'rovchisi va to'liq fazasi o'zgarishini alohida-alohida aniqlash mumkin. Misol uchun, amplitudasi modulyatsiyalangan signalni qabullashda uning buzulishini va xalaqitbardoshligiga asosan unga ta'sir etayotgan xalaqit o'rovchisi tasodifiy ta'sir ko'rsatadi va chastotasi (to'liq fazasi)ning tasodifiy o'zgarishi ta'sir qiladi.

Ko'p hollarda  $s(t)$  va  $s^*(t)$  signallarning spektri va korrelyatsiya funksiyasi bir xil, ya'ni  $G_s(\omega) = G_{s^*}(\omega)$ ,  $B_s(\omega) = B_{s^*}(\omega)$ .

$s(t)$  va  $s^*(t)$  signallarning o'zaro spektr  $G_{ss^*}(\omega) = jG_s(\omega)$  va o'zaro korrelyatsiya funksiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$B_{ss^*}(\tau) = -B_{s^*s}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\tau} G_s(\omega) \sin \omega \tau d\omega.$$

Tasodifiy signal  $x(t)$  taqsimot qonuni va tasodifiy signal o'rovchisi  $U(t)$  va to'liq fazasi  $\Psi(t)$  orasida jips bog'liqlik mavjud; tasodifiy jarayon taqsimot qonuni  $P(x)$  asosida. uning o'rovchisi  $P(U)$  va fazasi  $P(\Psi)$  taqsimot qonunini aniqlash mumkin. Bu masala tasodifiy signal Gauss qonuniga bo'ysungan holat uchun nisbatan oson yechiladi.

### Nazorat savollari

1. Spektri kengligi tor signal deb qanday signallarga aytiladi?
2. Analitik signal deb qanday signalga nisbatan aytiladi?
3. Spektri tor signal amplitudasi va fazasi oniy qiymatlarini aniqlashda qanday ifodalardan foydalaniladi?
4. Gilbert almashtirishi qanday fizik ma'noga ega?
5. To'g'ri va teskari Gilbert almashtirishlari ifodalarni yozib bering.
6. Analitik signal kompleks o'rovchisi uchun matematik ifodani yozing.

7. Analitik signal kompleks o'rovchisi korrelyatsiya funksiyasi qanday ifoda orqali aniqlanadi?

8. Haqiqiy signal  $s(t)$  uchun Gilbert almashtirishi orqali unga mos kompleks bog'liq qismi  $s^*(t)$  qanday ifoda orqadi aniqlanadi?

9. Amplituda kompleks spektri  $S(j\omega)$  bo'lgan signal energiyasi qanday ifoda orqali aniqlanadi?

10.  $s(t)$  va  $s^*(t)$  signallarning amplituda spektrlari bir-biridan qanday farqlanadi?

11.  $s(t)$  va  $s^*(t)$  signallarning o'zaro spektri va o'zaro korrelyatsiya funksiyalari qanday ifodalar orqali aniqlanadi?



## 5. UZLUKSIZ SIGNALLARNI DISKRETIZATSIYALASH VA UNI DISKRET VAQTLARDA OLINGAN QIYMATLARI ASOSIDA QAYTA TIKLASH

### 5.1. Kotelnikov teoremasi

Zamonaviy axborot uzatish tizimlarida, shu jumladan radiotexnik axborot uzatish tizimlarida uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash va kvantlash orqali raqamli shaklda uzatish, ularga raqamli ishlov berish usullaridan keng foydalanilmoqda. Uzluksiz signallarni  $k\Delta t$  vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlari yordamida uzatish, vaqt bo'yicha zichlash usulidan foydalanib bir aloqa kanali orqali bir qancha axborot manbalaridan olingan signallarni uzatish, aloqa kanallarining xabar o'tkazish imkoniyatidan samarali foydalanish imkoniyatini yaratadi.

Diskretizatsiyalash natijasida  $u(t)$  uzluksiz signal  $k\Delta t$  vaqtlar orasida ketma-ket olingan oniy qiymatlar (impulslar) orqali ifodalanadi, ya'ni signal  $u(k\Delta t)$  oniy qiymatlar ketma-ketligi shakliga keltiriladi.

Uzluksiz signalni qanchalik aniq qayta tiklash diskretlash oralig'i  $\Delta t$  qiymatiga bog'liq,  $\Delta t$  qancha kichik bo'lsa signalni qayta tiklash aniqligi shuncha yuqori bo'ladi. Ammo  $\Delta t$  ni talab etiladiganidan kichiklashtirib yuborish aloqa kanalidan foydalanish samaradorligining pasayishiga olib keladi va ushbu diskret signallarga ishlov berish jarayonini murakkablashtiradi.

Spektri kengligi cheklangan uzluksiz signalni diskret vaqt  $k\Delta t$  larda olingan qiymatlari asosida talab darajasidagi aniqlik bilan qayta tiklash uchun talab etiladigan diskretlash oralig'i  $\Delta t$  ning optimal (eng ma'qul) qiymati V.A. Kotelnikov teoremasi asosida aniqlanadi.

Kotelnikov teoremasiga asosan spektri yuqori chastotasi  $F_m$  bilan cheklangan uzluksiz signalni uning  $\Delta t \leq \frac{1}{2} F_m$ , sek, bir xil vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlari orqali to'liq qayta tiklash mumkin. Teoremani asosiligi spektri eng yuqori chastotasi  $\Omega_{max} = 2\pi F_{max}$  bo'lgan  $u(t)$  ni quyidagi qator, vaqt funksiyalari orqali ifodalash orqali tasdiqlanadi, ya'ni

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin \Omega_{max}(t - k\Delta t)}{\Omega_{max}(t - k\Delta t)}, \quad (5.1)$$

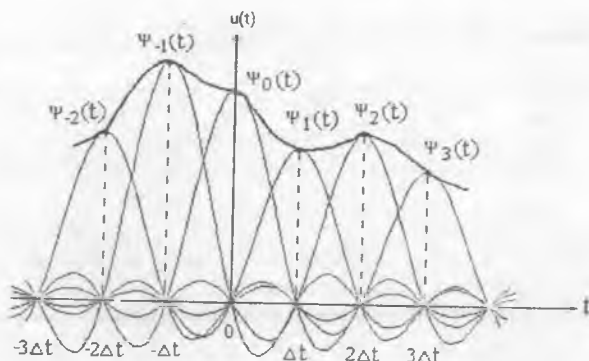
bunda,  $\Delta t = \frac{1}{2} F_m$  - ikki qo'shni oniy qiymatlarni aniqlash orasidagi vaqt. ko'p hollarda agar alohida ta'kidlanmagan bo'lsa, bu vaqt oraliqlari bir xil qiymatga ega bo'ladi,  $u(k\Delta t)$  - signal  $u(t)$  ning  $k\Delta t$  vaqtlarga mos keluvchi oniy qiymatlari.

(5.1) formuladagi

$$\psi_k(t) = \frac{\sin \Omega_{max}(t - k\Delta t)}{\Omega_{max}(t - k\Delta t)} \quad (5.2)$$

funksiyalar Kotelnikov qatorining asosini tashkil etuvchi bazis funksiyalar hisoblanadi.

$u(t)$  signalni Kotelnikov qatori shaklida ifodalash 5.1-rasmda keltirilgan.



5.1-rasm. Signalni Kotelnikov qatori shaklida ifodalash

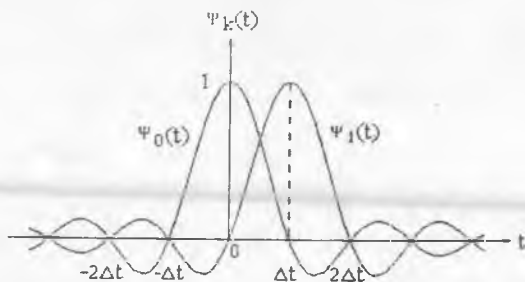
## 5.2. Kotelnikov teoremasining tasdig'i

### a. $\sin x/x$ ko'rinishidagi bazis funksiyasining asosiy xossalari

$\Psi_k(t) = \frac{\sin \Omega_{\max}(t - k\Delta t)}{\Omega_{\max}(t - k\Delta t)}$  – funksiya  $\sin x/x$  ko'rinishidagi funksiya bilan bir-biridan vaqt bo'yicha ga siljiganligi bilan farqlanadi.  $\Psi_k(t)$  funksiya  $t = k\Delta t$  vaqtlarida o'zining eng katta maksimal qiymatiga teng bo'ladi. Bir-biridan  $\Delta t$  farq qiluvchi  $t = 0$  va  $t = \Delta t$  vaqtlarga mos keluvchi diskret signal oniy qiymatlari

$$\Psi_0(t) = \frac{\sin \Omega_{\max} t}{\Omega_{\max} t} \quad \text{va} \quad \Psi_1(t) = \frac{\sin \Omega_{\max}(t - \Delta t)}{\Omega_{\max}(t - \Delta t)}$$

Ushbu  $t = 0$  va  $t = \Delta t$  vaqtlarga mos keluvchi vaqt funksiyalari  $\Psi_0(t)$  va  $\Psi_1(t)$  grafiklari 5.2-rasmda keltirilgan. Ushbu  $\sin x/x$  ko'rinishidagi funksiyalarning  $\tau = t - k\Delta t$  vaqtlardagi qiymatlari nolga teng.



5.2-rasm.  $\Psi_0(t)$  va  $\Psi_1(t)$  funksiyalar grafiklari

$\Psi_k(t)$  – funksiya ko‘rinishidagi signal spektrini aniqlaymiz.

$s(t) = A \frac{\sin \Omega_m t}{\Omega_m t}$  ko‘rinishidagi signal amplituda spektri avval aniqlaganimizdek  $2\Omega_m$  chastotalari bilan chegaralangan to‘g‘ri to‘rtburchak shaklida bo‘ladi. Ushbu signal amplituda spektri quyidagicha ifodalanadi:

$$S(j\omega) = \begin{cases} \frac{A}{2\Omega_m}, & \text{agar } |\Omega| \leq \Omega_m, \\ 0, & \text{agar } |\Omega| > \Omega_m. \end{cases}$$

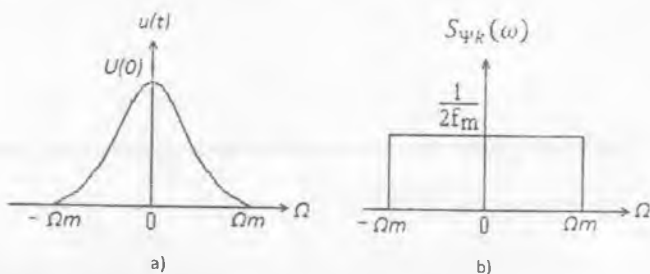
$\Psi_k(t)$  bazis funksiya signali va  $s(t)$  signallar, ya‘ni  $\Psi_k(t) = \frac{\sin \Omega_m (t - k\Delta t)}{\Omega_m (t - k\Delta t)}$  va  $s(t) = A \frac{\sin \Omega_m t}{\Omega_m t}$  lar bir-biridan amplitudalari va vaqt bo‘yicha  $k\Delta t$  ga siljitiilganligi bilan farq qiladi. Demak,  $\Psi_k(t)$  signal spektri kompleks qiymatga ega bo‘lib, bunda uning amplituda spektri shakli o‘zgarmas saqlanadi, lekin  $\varphi(\omega) = -k\Omega\Delta t$  faza spektriga ega bo‘ladi.  $\Psi_k(t)$  bazis funksiya signali spektri zichligi umumiy ifodasi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$S_{\Psi_k}(j\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2\Omega_m} e^{-j\omega k\Delta t}, & \text{agar } |\Omega| \leq \Omega_m, \\ 0, & \text{agar } |\Omega| > \Omega_m. \end{cases}$$

$\Delta t = \frac{1}{2F_m}$  ni e‘tiborga olsak,

$$S_{\Psi_k}(j\omega) = \begin{cases} \Delta t e^{-j\omega k\Delta t}, & \text{agar } |\Omega| \leq \Omega_m, \\ 0, & \text{agar } |\Omega| > \Omega_m. \end{cases}$$

5.3-rasmda diskretlanadigan signal  $u(t)$  va  $\Psi_k(t) = \frac{\sin \Omega_m (t - k\Delta t)}{\Omega_m (t - k\Delta t)}$  ko‘rinishidagi signal spektri grafigi keltirilgan.



5.3-rasm. Diskretlanadigan signal (a) va  $\Psi_k(t)$  ko'rinishidagi signal spektri

### b. Kotelnikov teoremasining isboti

(5.1) Kotelnikov qatori uzluksiz signal  $u(t)$  ning har qanday oniy vaqtdagi qiymatini aniqlash imkoniyatini berishini isbotlaymiz. Buning uchun berilgan funktsiyani ortogonal tashkil etuvchilarga yoyish usulidan foydalanamiz:

1. Ortogonal tashkil etuvchilarga yoyish uchun berilgan funktsiya – uzluksiz signal  $u(t)$ ;

2. Bazis funktsiya shaklida  $\sin x/x$  funktsiyani, ya'ni  $\Psi_k(t) = \frac{\sin \Omega_m(t-k\Delta t)}{\Omega_m(t-k\Delta t)}$  ni tanlaymiz;

3. Ushbu tahlil etiladigan signal uchun Fure umumlashgan qatori quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_k \Psi_k(t), \quad \dot{C}_k = \frac{1}{\|\Psi_k(t)\|^2} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \Psi_k(t) dt.$$

Kotelnikov qatorini aniqlash uchun:  $\Psi_k(t)$  funktsiyalarning o'zaro ortogonaliligini isbotlash, so'ngra  $\|\Psi_k(t)\|^2$  –  $\Psi_k(t)$  funktsiyaning normasi kvadratini aniqlash va  $\dot{C}_k$  koeffitsientlarni hisoblash talab etiladi.

### $\Psi_k(t)$ funktsiyalarning o'zaro ortogonaliligini isbotlash

$\Psi_k(t)$  funktsiyalar majmuasi o'zaro ortogonal bo'ladi, agar quyidagi shart bajarilsa:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_k(t) \Psi_n(t) dt = \begin{cases} \|\Psi_k(t)\|^2, & \text{agar } k = n, \\ 0, & \text{agar } k \neq n. \end{cases}$$

bunda,  $\|\Psi_k(t)\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_k(t) dt - \Psi_k(t)}$  funktsiya normasi.

$k \neq n$  bo'lgan holat uchun  $\Psi_k(t)\Psi_n(t)$  ko'paytmasi integrali qiymatini aniqlaymiz.

$$\int_{-x}^x \Psi_k(t)\Psi_n(t) dt = \int_{-x}^x \frac{\sin \Omega_m(t - k\Delta t)}{\Omega_m(t - k\Delta t)} \cdot \frac{\sin \Omega_m(t - n\Delta t)}{\Omega_m(t - n\Delta t)} dt. \quad (5.3)$$

Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari asosida

$s_1(t) \leftrightarrow S_1(j\omega)$  va  $s_2(t) \leftrightarrow S_2(j\omega)$  bo'lsa, u holda

$$s_1(t)s_2(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} S_1(j\omega) \otimes S_2(j\omega).$$

Shundan kelib chiqib,

$$\int_{-x}^x s_1(t)s_2(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\Omega) S_2[j(\omega - \Omega)] d\Omega.$$

$$\int_{-x}^x s_1(t)s_2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\omega) S_2^*(j\omega) d\omega.$$

Ushbu munosabatni (5.3) ifodaga qo'llaymiz va quyidagilarni e'tiborga olgan holda

$$\frac{\sin \Omega_m(t - k\Delta t)}{\Omega_m(t - k\Delta t)} \leftrightarrow \frac{1}{2f_m} e^{-j\Omega k\Delta t} \quad \text{agar } -\Omega_m \leq \Omega \leq \Omega_m;$$

$$\frac{\sin \Omega_m(t - n\Delta t)}{\Omega_m(t - n\Delta t)} \leftrightarrow \frac{1}{2f_m} e^{-j\Omega n\Delta t} \quad \text{agar } -\Omega_m \leq \Omega \leq \Omega_m.$$

Demak

$$\begin{aligned} \int_{-x}^x \Psi_k(t)\Psi_n(t) dt &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega_m}^{\Omega_m} \frac{1}{2f_m} e^{-j\Omega k\Delta t} \frac{1}{2f_m} e^{-j\Omega n\Delta t} d\omega = \\ &= \frac{1}{8\pi f_m^2} e^{-j\Omega(k-n)\Delta t} d\Omega = -\frac{1}{8\pi f_m^2} \frac{1}{j(k-n)\Delta t} e^{-j\Omega(k-n)\Delta t} \Big|_{-\Omega_m}^{\Omega_m} = \\ &= \frac{1}{8\pi f_m^2} \frac{1}{j(k-n)\Delta t} (e^{j\Omega_m(k-n)\Delta t} - e^{-j\Omega_m(k-n)\Delta t}) = \\ &= \frac{1}{4\pi f_m} \frac{1}{(k-n)} \sin \Omega_m(k-n)\Delta t = \frac{1}{4\pi f_m} \frac{1}{(k-n)} \sin \Omega_m(k-n)\pi = 0. \end{aligned}$$

$\|\Psi_k(t)\|^2$  qiymatini aniqlaymiz:

$$\|\Psi_k(t)\|^2 = \int_{-x}^x \Psi_k^2(t) dt = \int_{-x}^x \frac{\sin^2 \Omega_m(t - k\Delta t)}{\Omega_m^2(t - k\Delta t)^2} dt.$$

Quyidagicha belgilashlarni kiritamiz:

$$\Omega_m(t - k\Delta t) = x; \quad t = \frac{x}{\Omega_m} + k\Delta t; \quad dt = \frac{1}{\Omega_m} dx.$$

U holda

$$\|\Psi_k(t)\|^2 = \frac{1}{\Omega_m} \int_{-x}^x \frac{\sin^2 x}{x^2} dx = \frac{\pi}{\Omega_m} = \frac{\pi}{2\pi f_m} = \Delta t.$$

Shunday qilib,

$$\int_{-x}^x \Psi_n(t) \Psi_k(t) dt = \begin{cases} \Delta t, & \text{agar } k = n. \\ 0, & \text{agar } k \neq n. \end{cases}$$

Demak  $\Psi_k(t)$  funksiyalar majmuasi ortogonalligi isbotlandi.

### *Kotelnikov qatori koeffisientlarini aniqlash*

$\hat{C}_k$  koeffisientlarining qiymatlarini quyidagi formuladan foydalanib aniqlaymiz:

$$\hat{C}_k = \frac{1}{\|\Psi_k(t)\|^2} \int_{-x}^x u(t) \Psi_k(t) dt.$$

$\int_{-x}^x u(t) \Psi_k(t) dt$  integralini hisoblashda  $\Psi_k(t) \Psi_n(t)$  ko'paytma integralini  $k \neq n$  holat uchun hisoblash usulidan foydalanamiz:

$$\begin{aligned} \int_{-x}^x u(t) \Psi_k(t) dt &= \frac{1}{2\pi} \int_{-x}^x S(j\omega) S_{\Psi_k}^*(j\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(j\omega) \Delta t e^{j\omega k \Delta t} d\omega = \\ &= \Delta t \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega_m}^{\Omega_m} S(j\omega) e^{j\omega k \Delta t} d\omega = \Delta t u(k\Delta t). \end{aligned}$$

Integrallash chegaralarini aniqlashda real signal spektri va  $\Psi_k(t)$  signal spektrining  $\Omega_m$  bilan cheklanganligini e'tiborga olish kerak.

Shunday qilib,  $\hat{C}_k$  koeffisientlar quyidagilarga teng bo'ladi:

$$\hat{C}_k = \frac{1}{\|\Psi_k(t)\|^2} \int_{-x}^x u(t) \Psi_k(t) dt = \frac{1}{\Delta t} \Delta t u(k\Delta t) = u(k\Delta t).$$

Demak, Kotelnikov qatoridagi kerakli kattaliklarning hammasi aniqlandi va qator uchun ifodani quyidagi shaklda keltiramiz:

$$u(t) = \sum_{k=-x}^x \hat{C}_k \Psi_k(t) = \sum_{k=-x}^x u(k\Delta t) \frac{\sin \Omega_m(t - k\Delta t)}{\Omega_m(t - k\Delta t)}.$$

Uzluksiz signali  $u(t)$  ni uning diskret vaqtlardagi oniy qiymatlari  $u(k\Delta t)$  orqali ifodalash natijasida quyidagi xulosalarni keltirish mumkin:

a) signalning eng katta chastotasi  $F_m$  bilan cheklanganligi uchun uzluksizligiga asos hisoblanadi;

b) uzluksiz signal  $u(t)$  spektri va  $\Psi_k(t)$  bazis funksiyaning spektri kengligi  $\Delta\omega = 2\Omega_m$  (5.3-rasm). Bu Kotelnikov teoremasidagi asosiy shart  $\Delta t = 1/2F_m$  orqali ham tasdiqlanadi;

v) diskretlash oralig'i  $\Delta t$  ni  $1/2F_m$  dan kichik qilib ham tanlash mumkin. Bu holda bazis funksiya  $\Psi_k(t)$  ning spektri  $S_{\Psi_k}(j\omega)$  signal  $u(t)$  spektridan keng bo'ladi;

g) agar uzatiladigan signal  $u(t)$  spektrining  $F_m$  dan katta tashkil etuvchilari filtrlash asosida cheklangan bo'lsa, u holda  $\Delta t < 1/2F_m$  qilib tanlash  $u(t)$  ni qayta tiklash aniqligini oshiradi. Shuni doim yodda tutish kerak, har qanday davomiyligi cheklangan signal spektri nazariya nuqtai nazaridan cheksiz keng spektrga ega bo'ladi. Ammo real uzatiladigan signallarning spektri kengligi aloqa tizimi qaysi tur vazifani bajarishligi (tovush, harakatdagi yoki harakatsiz tasvirni uzatish, axborot uzatish tezligi va h.k.) va qabullash tomonida signalni qayta tiklash sifatiga qo'yiladigan talablar orqali belgilanadi;

d) agar diskretlash oralig'i  $\Delta t > 1/2F_m$  dan katta qilib tanlansa (belgilansa), u holda bazis funksiya  $\Psi_k(t)$  spektri  $S_{\Psi_k}(j\omega)$  kengligi uzluksiz signal  $u(t)$  spektridan tor bo'ladi.

### 5.3. Davomiyligi cheklangan uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash

Davomiyligi  $T_c$  bilan cheklangan signal cheksiz keng spektrga ega bo'ladi, ammo amalda ushbu signal asosiy energiyasi to'plangan spektri kengligini, energiyasi ma'lum qiymatdan kichik bo'lgan signal spektri tashkil etuvchilarini e'tiborga olmaslik orqali aniqlash (chegaralash) mumkin. Ushbu chegaraviy

chastotani shartli ravishda  $F_m$  bilan belgilab, diskretlash oralig'i  $\Delta t$  ni aniqlash mumkin, ya'ni  $\Delta t = 1/2F_m$ , sek va u holda davomiyligi cheklangan signalni uning

$$N \geq \frac{T_c}{\Delta t} + 1 = 2F_m T_c + 1$$

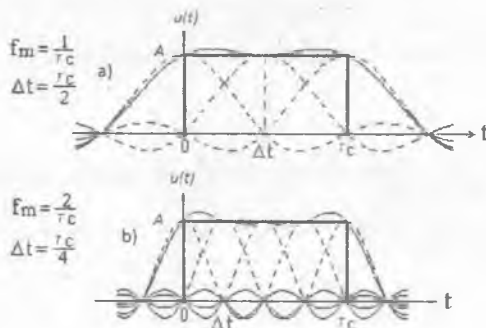
ta oniy qiymatlari orqali aniqlash mumkin. Ba'zan  $2F_m T_c$  ni signal bazasi yoki  $N$  koordinatali fazodagi nuqta sifatida ham tasavvur etish mumkin. Shunday qilib, davomiyligi  $T_c$  bilan cheklangan signalni  $N$  ta tashkil etuvchi orqali ifodalash mumkin, u holda kotelnikov qatori quyidagi ko'rinishni oladi:

$$u(t) = \sum_{k=-0}^N u(k\Delta t) \frac{\sin \Omega_m(t - k\Delta t)}{\Omega_m(t - k\Delta t)}$$

Tashkil etuvchilari soni  $N$  bo'lgan kotelnikov qatori uzluksiz signal  $u(t)$  ni faqat  $k\Delta t$  onlardagi qiymatlarini aniq tiklash imkonini beradi. Oniy qiymatlar olish oralig'larida  $u(t)$  signalni qayta tiklash xatoliklari katta bo'ladi va bu xatolik signal davomiyligi  $T_c$  ning boshlanish va tugillanish vaqtlarida katta bo'ladi.

5.4-rasmda to'rtburchak shaklidagi  $u(t)$  impulsni chegaraviy chastota  $F_m$  ning turli qiymatlarida  $\Delta t$  vaqt oralig'larida olingan oniy qiymatlari orqali qayta tiklashga tegishli chizmalar keltirilgan. 5.4-rasmdagi chizmalardan ko'rinadiki, signalni qayta tiklash aniqligi davomiyligi cheklangan impulslar chegaraviy chastotasini eshirish va unga mos ravishda diskretlash oralig'ini kichiklashtirish natijasida yaxshilanadi.

Misol uchun, signal spektri kengligini uning o'rovchisi birinchi nol qiymatiga ega bo'lish kengligida cheklansa  $F_m = \frac{1}{T_c}$  5.4a-rasmdagi ko'rinishdagi shaklda qayta tiklanadi. Bu rasmda  $N = 2F_m T_c + 1 = 3$ , ya'ni  $T_c$  davomiyligida 3 ta oniy qiymat aniqlangan.



5.4-rasm. Cheklangan davomiylikli signalni diskretlash



5.4b-rasmda signal spektri kengligi uni o'rovchisi ikkinchi chiqqichasining nolga teng bo'lgan kengligi, ya'ni  $F_m = \frac{2}{T_c}$  chastota bilan chegaralansa, bu holda  $N = 2F_m T_c + 1 = 5$  bo'ladi va signal davomiyligi  $T_c$  vaqt davomida beshta oniy qiymat asosida tiklanadi.

#### 5.4. Diskretlangan signal spektri

Uzluksiz signal  $u(t)$  ni diskretlash natijasida uning  $k\Delta t$  vaqtlarda olingan oniy qiymatlari  $u(k\Delta t)$  ga mos keluvchi impulsar ketma-ketligi  $u_o(t)$  shakllanadi. Analog signal spektri  $S(j\omega)$  ni diskretlangan signal spektri  $S_o(j\omega)$  bilan bog'liqligini aniqlaymiz.

Diskretlangan signalni analog signalning  $u(k\Delta t)$  vaqtlardagi oniy qiymatlarga proporsional  $\delta$ -funksiyalar ketma-ketligi shaklida ifodalash mumkin (5.5-rasm), ya'ni

$$u_o(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t)\delta(t - n\Delta t). \quad (5.4)$$

$\delta(t - n\Delta t)$  funksiya faqat  $t = n\Delta t$  vaqtlarda nolga teng bo'lmisligini e'tiborga olib, (5.4) formulani quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$u_o(t) = u(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t). \quad (5.5)$$

(5.5) formuladagi yig'indi (summa) – bu davriy funksiya bo'lib, uni quyidagi Fure qatori ko'rinishiga keltirish mumkin:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{C}_k e^{jk\omega_0 t}.$$

Ushbu qatorning koeffitsientlari  $\hat{C}_k$  ni aniqlaymiz.

$$\hat{C}_k = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \delta(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{1}{\Delta t}$$

bunda,  $\omega_0 = \frac{2\pi}{\Delta t}$  – diskretlash chastotasi.

$\hat{C}_k$  koeffitsientlarni hisoblashda  $\delta$ -funksiyaning tanlovchanlik hossasi va integrallash oralig'i ( $-\frac{\Delta t}{2}, \Delta t/2$ ) ga ( $n = 0$  bo'lganda) faqat bitta  $\delta$ -funksiya tushadi.

Shunday qilib, davriy takrorlanuvchi  $\delta$ -funksiyalarni quyidagi Fure kompleks qatori shaklida ifodalash mumkin:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) = \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_0 t}.$$

U holda

$$u_o(t) = u(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) = \frac{u(t)}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_0 t} = \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t) e^{jk\omega_0 t}.$$

Fure almashtirish xossasidan ma'lumki, signalni  $e^{jk\omega_0 t}$  ga ko'paytirish, ushbu signal spektrini o'ng tomonga  $k\omega_0$  ga siljishiga olib keladi. Shuning uchun diskretlangan signal spektrini quyidagicha ko'rishda ifodalash mumkin:

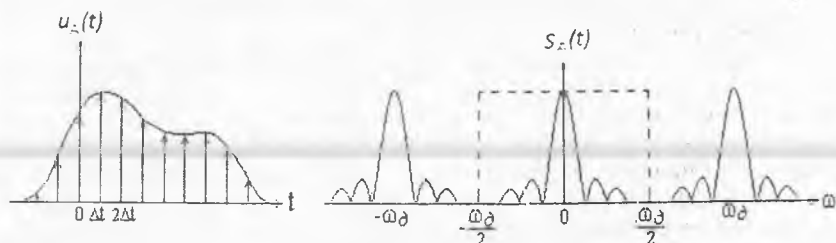
$$S_o(j\omega) = \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S[j(\omega - k\omega_0)]. \quad (5.6)$$

Shunday qilib, diskretlangan signal spektri analog signal spektrining o'ng tomonga siljigan cheksiz ko'p nusxalaridan iborat bo'ladi. Qo'shni spektrlar nusxalari orasidagi spektr siljishi qiymati diskretlash chastotasi  $\omega_0$  ga teng bo'ladi (5.5-rasm).

Diskretlangan signal spektri Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari chastota va vaqtning bir-biriga bog'liqligini tasdiqlaydi. Agar signal diskret bo'lsa, uning spektri ham diskret bo'ladi va spektr davriy takrorlanuvchi bo'lsa, signal diskret bo'ladi.

Uzluksiz signalni uning diskret vaqtlardagi oniy qiymatlari asosida tiklash usuli 5.5-rasmda keltirilgan. Buning uchun diskret signalni chastota o'tkazish polosasi kengligi diskretlash chastotasining yarmiga teng bo'lgan past chastotalar filtridan o'tkazish kerak bo'ladi. Ushbu past chastotalar filtri amplituda-chastota xarakteristikasi 5.5-rasmda punktir chiziq orqali belgilangan.

Uzluksiz signalni aniq qayta tiklash uchun uning diskret oniy qiymatlarining spektri bir-birining ustiga qisman bo'lsa ham tushmasligi kerak. Buning uchun diskretlash chastotasi  $F_0$  uzluksiz signal chegaraviy qiymati  $F_m$  dan kamida 2 marta katta bo'lishi talab etiladi, ya'ni  $F_0 \geq 2F_m$ , natijada  $\Delta t \leq \frac{1}{2F_m}$  bo'lishi kerak.



5.5-rasm. Diskretlangan signal va uning spektri

Uzluksiz signalni uning diskret qiymatlari yig'indisi sifatida ifodalash diskret e'zmlar spektrini tahlil etishni soddalashtiradi. Diskretlangan uzluksiz signal spektri  $S_o(j\omega)$  ni uning  $k\Delta t$  vaqtlardagi oniy qiymatlari orqali aniqlash mumkin.

$$\begin{aligned}
 S_o(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} u_o(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) u(n\Delta t) e^{-j\omega t} dt = \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) e^{-j\omega t} dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t) e^{-jn\omega\Delta t}
 \end{aligned}$$

Shuni ta'kidlash kerakki, (5.6) formulada  $\frac{1}{\Delta t}$  ko'paytma borligi uchun diskretlangan signal spektri 1/sek o'lchamiga, ya'ni  $F$  - siklik chastota o'lchov birligiga mos keladi.

### Nazorat savollari

1. Uzluksiz signallarni vaqt bo'yichadiskretizatsiyalashga tegishli Kotelnikov teoremasini aytib bering va uni vaqt diagrammasi yordamida tushuntiring.
2. Diskretlash qadami qanday aniqlanadi?
3. Kotelnikov qatori qanday ikki tashkil etuvchilardan iborat va ular qanday fizik ma'noga ega?
4. Vaqt bo'yicha diskretlangan signalni qayta tiklash jarayoniga tegishli jarayonlarni vaqt diagrammasi va funksional sxema asosida tushuntiring.
5. Davoniyligi cheklangan uzluksiz signallarni diskretlashga tegishli vaqt diagrammalari tushuntirib bering.
6. Diskretlangan signal spektri birlamchi uzluksiz signal spektri bilan qanday bog'lanishga ega?

## 6. DISKRET SIGNALLARDA ALMASHTIRISHLAR

Signal va funksiyalarni odatdagicha, ularning qiymatlarini ma'lum argumentlar (vaqt, chiziqli yoki fazoviy koordinatalar va shunga o'xshashlar)dan tashqari, ma'lumotlarga ishlov berish va ularni tahlil etishda signallarni argumenti dinamik shaklda ifodalashdagiga teskari bo'lgan argumentli matematik ifodalardan ham keng foydalaniladi. Misol uchun, vaqtga teskari bo'lgan argument bu chastotadir. Bu shaklda ifodalash ushbu signal o'zining berilgan vaqt oralig'ida cheksiz ko'p bo'lmagan qiymatlarga ega bo'lsa, har qanday murakkab ko'rinishdagi signalni nisbatan sodda, oddiy elementar signallar yig'indisi orqali ifodalash mumkin, va xususiy holda oddiy garmonik tebranishlar yig'indisi ko'rinishida, ya'ni Fure almashtirishi orqali bajarilishi mumkin. Yuqoridagidan kelib chiqqan holda signalni elementar garmonik tashkil etuvchilarga yoyish uzluksiz yoki boshlang'ich fazasi qiymatlari orqali ifodalanadi. Uzluksiz yoki diskret vaqt argumentlari ularga teskari bo'lgan ifodalashga mos keladi. Signal yoyilgan garmonik tashkil etuvchilarning majmuasi ushbu signalning amplituda spektri deb ataladi va boshlang'ich fazalar majmuasi faza spektri deb ataladi. Ushbu ikki spektr signalning to'liq spektrini tashkil etadi va bu matematik ifoda o'z-aniiqligi bilan signalni dinamik ko'rinishda ifodalashga to'liq mos keladi.

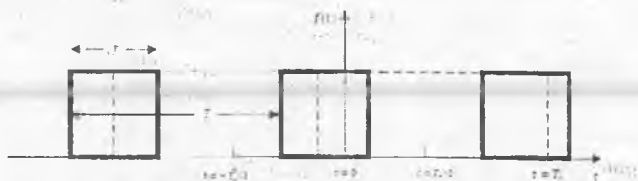
Fure garmonik qatoridan tashqari signalni yana boshqa ko'rinishdagi elementar tashkil etuvchilarga yoyishlardan ham foydalaniladi, bular Uolsh, Adamar, Veyvlet va boshqalardir. Bundan tashqari Chebishev, Lagger, Lejandr polinomlari va boshqalarga yoyish usullari ham mavjud. Signallarga raqamli ishlov berishda Fure diskret almashtirishi (FDA) va uni tezkor hisoblash usuli – Fure tez almashtirishi (FTA) dan keng foydalaniladi. Bunga bir necha sabablar bor: ular chastotalar koordinatasida eng qisqa vaqt davom etadigan signallardan ( $< 1$  s) tashqari signallarni to'liq – aniq ifodalaydilar; chastota bo'yicha qisqartirilgan Fure tashkil etuvchilari ma'lumotlarni boshqa darajali qatorlarga nisbatan aniqroq ifodalaydi. Uning alohida tashkil etuvchilari sinusoida ko'rinishida bo'lib, chiziqli tizimlar orqali uzatilganda buzilmaydilar (o'z shakllarini o'zgartirmaydilar), shu sababli ulardan yaxshi sinov signallari sifatida foydalanish mumkin.

Signalarni elementar tashkil etuvchilarga yoyishda asosiy shart birqiymatlik va matematik ifodaning to'liq mosligi – yoyilayotgan elementar funksiyalar o'zaro ortogonal bo'lishlari kerak. Ammo signal sifatli tahlil etilgan taqdirda ularning foydali fizik ma'lumotlarini aks ettirish uchun kerakli, o'ziga xos xususiyatlarini ko'rsatuvchi noortogonal funksiyalardan ham foydalanish mumkin. Signallarga raqamli ishlov berishda eng ko'p qo'llaniladigan signallarni yoyish usullarini ko'rib chiqamiz.

### 6.1. Fure almashtirishi

Agar signal davriy bo'lmasa, u holda Fure qatoriga yoyish moslashtiriladi. Misol tariqasida 6.1-rasmda keltirilgan to'g'ri burchakli impulslar ketma-

ketligidan impulslar takrorlanish davri  $T_p$  ni cheksizlikkacha davom ettirish natijasida yagona to'rtburchakli impulsni hosil bo'lishini ko'rib chiqamiz.



6.1-rasm. Davriy takrorlanuvchi to'g'riburchakli impuls

$T_p$  ni kattalashtirib borilsa garmonikalar orasidagi  $1/T_p = \omega/2\pi$  bo'lgan masofa  $d\omega/2\pi$  gacha kichiklashib boradi va nolga teng bo'ladi. Bu o'zgaruvchi diskret chastota  $n\omega$  dan uzluksiz o'zgaruvchi  $\omega$  ga o'tishga, shu bilan bir vaqtda fazaviy va amplitudaviy spektr ham uzluksiz bo'lishiga olib keladi. Demak,  $T_p \rightarrow \infty$  bo'lganda  $d_n \rightarrow d\omega$  bo'ladi. Ushbu o'zgartirishlarni e'tiborga olsak (3:9) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi

$$d(\omega) = \frac{d\omega}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (6.1)$$

Qulay bo'lishi uchun (6.1) ifodani  $d\omega/2\pi$  ga bo'lib quyidagi ifodani olamiz

$$\frac{d(\omega)}{d(\omega)/2\pi} = F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (6.2)$$

Bu formuladagi  $F(j\omega)$  Fure integrali yoki oddiygina Fure tasviri (ko'rinishi) deb ataladi.  $F(j\omega)$  ni haqiqiy va mavhum qismlari yig'indisi shaklida quyidagicha ifodalash mumkin, agar

$$F(j\omega) = \text{Re}(j\omega) + j \text{Im}(j\omega) = |F(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}, \quad (6.3)$$

bo'lsa, u holda

$$|F(j\omega)| = [\text{Re}^2(j\omega) + \text{Im}^2(j\omega)]^{1/2} \quad (6.4)$$

bo'ladi va bu kattalik voltda emas V/Hz larda baholanadi.  $F(j\omega)$  ni amplituda zichligi, ba'zan esa amplituda spektri zichligi yoki amplituda spektri deb ataladi. Amplituda spektriga mos ravishda faza siljishi  $\varphi(\omega)$  quyidagicha aniqlanadi

$$\varphi(\omega) = \arctg[\text{Im}(j\omega) / \text{Re}(j\omega)]. \quad (6.5)$$

$|F(j\omega)|^2$  qiymati  $V^2/Hz^2$  shaklida baholanadi. Normallashtirilgan elektr quvvati, ya'ni qarshiligi 1 Om bo'lgan qarshilikda ajralib chiqayotgan quvvat  $V^2$  larda baholanadi, bu Dj/s yoki Dj·Hz (Djoule bu energiya birligi)ni anglatadi. u holda  $V^2/Hz^2$  kattalik DjHz·Hz<sup>2</sup>= Dj·Hz<sup>1</sup> ga teng bo'ladi. Demak  $F(j\omega)^2$  bir taqsim Hz energiyani, ya'ni  $|F(j\omega)|^2$  – spektr energiyasining zichligini anglatadi.  $|F(j\omega)|$  ning  $f$  ga bog'liqligi grafigi ostidagi yuza asosi  $f_0 - df$  va  $f_0 + df$  polosa  $f_0$  chastotasi o'rtacha kuchlanishini ifodalaydi.  $F(j\omega)^2$  ning  $f$  ga bog'liqligi grafigi ostidagi yuza  $f_0$  chastotadagi energiya o'rtacha qiymatiga teng bo'ladi. Bundan tashqari spektr tahlilida ko'p hollarda spektr energiyasi zichligining chastotaga bog'liqlik grafigi (chizmasi) ham quriladi.

Agar impulsdan oniy qiymat olish uning markaziga (qoq o'rtasiga) mos kelsa, ya'ni  $x = \frac{1}{2}$  bo'lganda ushbu impulsning Fure shakli (ko'rinishi) quyidagicha beriladi

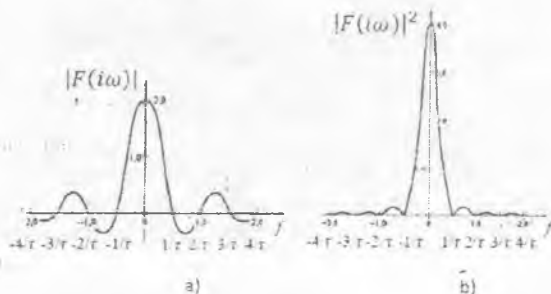
$$F(i\omega) = \frac{A\tau \sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} = A\tau \operatorname{sinc}(\omega\tau/2) \quad (6.6)$$

va haqiqiy hisoblanadi.  $|F(j\omega)|$  funksiya uzluksiz bo'lib, uning  $A = 1$  V,  $T = 10$  s va  $\tau = 2$  s qiymatlari uchun grafigi 6.2a-rasmda tasvirlangan. Bu amplituda-spektri oniy qiymatlar funksiyasiga proporsional bo'lib, hamma vaqt ideal past chastota filtriga to'g'riburchakli impuls ta'sirida hosil bo'ladi, shu bilan birga har qanday davomiyligi  $t$  bilan cheklangan impuls ta'sirida ham yuzaga kelishi mumkin.

Amplitudasi 2V bo'lgan impuls energiya spektral zichligi grafigi 6.2b-rasmda tasvirlangan, 6.2a-rasmda esa amplituda spektri tasvirlangan.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, funksiyaning chastotaga bog'liqligidan vaqt funksiyasiga Fure teskari almashtirishi yordamida o'tish mumkin. Bu holda

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(i\omega)e^{i\omega t} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} F(i\omega)\epsilon^{i\omega t} df \quad (6.7)$$



6.2-rasm. Impuls amplitudasi 2V: a) amplituda spektri; b) energiya spektri

## 6.2. Fure diskret almashtirishi (FDA) va teskari FDA

Amalda signal Fure tashkil etuvchilari, unga analog ishlov berish natijasida emas, raqamli hisoblashlar natijasi orqali aniqlanadi. Analog signal cheksiz ko'p bir-biriga yaqin nuqtalardan iborat bo'lganligi uchun, uning hamma qiymatlarini ifodalash mumkin emas. Shuning uchun raqamli tizimlardan foydalanish uchun analog signalni bir xil vaqt oraliqlarida diskretlash kerak bo'ladi va bu oniy qiymat(o'lchov)larni ikkilik raqamli signal shakliga keltirish kerak bo'ladi. Bu oniy qiymatni o'lchash xotirada saqlash konturi yordamida amalga oshiriladi, so'ngra analog-raqamli o'zgartirish amalga oshiriladi. Analog signalni yuqori aniqlik bilan tiklash uchun bu bir sekund davomida olingan oniy qiymat(o'lchash)lar soni yetarli darajada. Nazariy nuqtai nazardan diskretlash kerakli tezligi Naykvist chastotasi deb ataladi va  $2f_w$  ga teng,  $f_w$  – signalning amplitudasi sezilarli darajada katta eng yuqori chastotali sinusoidal ko'rinishdagi tashkil etuvchisi chastotasi.

Shunday qilib, o'zgartirilishi kerak bo'lgan hamma ma'lumotlar endi diskret va nodavriy ham bo'lishi mumkin. Shuning uchun Fure almashtirishidan foydalanish mumkin emas, chunki u uzluksiz ma'lumotlar uchun mo'ljallangan. Ammo, shunday analog almashtirish borki, uni diskret ma'lumotlarga ham qo'llash mumkin – bu Fure diskret almashtirishi (FDA).

Faraz qilaylik, analog signalni bir xil vaqt  $T$  oraliqlarida diskretlash natijasida  $N$  ta oniy qiymat(o'lchash)ga ega bo'lgan quyidagi diskret ketma-ketlik olingan bo'lsin  $\{x(nT)\} = x(0), x(T), \dots, x[(N-1)T]$ , bunda  $n$  – olingan oniy qiymat tartib raqami bo'lib,  $n = 0$  dan  $n = N-1$  gacha qiymatlarni qabul qiladi.  $x(nT)$  qiymati faqat kuchlanish spektriga tegishli vaqt qatoriga tegishli qiymatlarni ifodalaganda haqiqiy kattalik bo'ladi.

Shuning uchun signalning vaqt bo'yicha haqiqiy bo'lgan  $N$  ta qiymatlari FDAning chastota bo'yicha  $N$  ta kompleks qiymatlariga aylanadi

$$X(k) = F_D[x(nT)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT)e^{-ik\Omega nT}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.8)$$

bunda  $F_D$  orqali Fure diskret almashtirishi belgilangan.

Teskari Fure diskret almashtirishi (TFDA) quyidagicha aniqlanadi

$$x(nT) = F_D^{-1}[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{ik\Omega nT}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.9)$$

bunda  $F_D^{-1}$  orqali teskari Fure diskret almashtirishi belgilangan.

## 6.3. Fure tezkor almashtirishi

Fure diskret almashtirishidan foydalanib katta davomiylikka ega impulslar ketma-ketligiga ishlov berishda katta hajmdagi arifmetik amallar (ko'paytirish,

qo'shish va kechiktirish)ni real vaqt oralig'ida bajarish talab etiladi. Hozirda katta tezlikda arifmetik amallarni bajaruvchi maxsus signal protsessorlari mavudligiga qaramasdan katta hajmdagi signallarga raqamli ishlov berishni real vaqt davomida bajarishda qiyinchiliklar mavjud. Misol uchun  $x(n)$  ketma-ketlik uchun  $N = 10^3$  bo'lgan holat uchun Fure diskret almashtirishini

$$\hat{G}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}, \text{ bunda } k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (6.10)$$

formula orqali aniqlashda va  $x(n)$  kompleks kattalik bo'lganda  $(N-1)^2 \approx 10^6$  ta kompleks ko'paytirish va  $N(N-1) \approx 10^6$  ta kompleks qo'shish amallarini bajarish kerak bo'ladi.

Fure tezkor almashtirishi (FTA)dan foydalanish asosida bajariladigan arifmetik amallar sonini bir necha tartibga keskin kamaytirish mumkin.

FTAning asosini bir o'lchamli sonlar massivini ko'p o'lchamli bilan almashtirish tashkil etadi. Bir o'lchamli sonlar massivini ko'p sonliga aylantirishning bir necha usullari mavjud, ya'ni FTAning bir necha algoritmlari mavjud.

Ushbu FTA algoritmlaridan birini ko'rib chiqamiz.  $N$  nuqtali  $x(n)$  ketma-ketlik uchun FTAni aniqlaymiz. Buning uchun  $N^{2n}$  deb hisoblaymiz.  $N$  nuqtali  $x(n)$  ketma-ketlikni ikki  $(N/2)$  nuqtali juft  $x_1(n)$  va toq  $x_2(n)$  ketma-ketliklarga ajratamiz.

$$x_1(n) = x(2n), \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1, \quad (6.11)$$

$$x_2(n) = x(2n+1), \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1. \quad (6.12)$$

$N$  nuqtali  $x(n)$  ketma-ketlikning FTAi quyidagicha aniqlanadi:

$$\begin{aligned} \hat{G}(k) &= \sum_{\substack{n=0 \\ n \text{ juft}}}^{N/2-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} + \sum_{\substack{n=0 \\ n \text{ toq}}}^{N/2-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} = \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n) W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1) W_N^{j(2n+1)k}, \end{aligned} \quad (6.13)$$

$$\text{bunda, } W_N^2 = [e^{j(2\pi/N)^2}] = e^{j(2\pi/N^2)} = W_{N^2}. \quad (6.14)$$

(6.13) ifodani (6.14) ni e'tiborga olgan holda quyidagi shaklga keltiramiz:



$$\tilde{G}(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_{N/2}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n) W_{N/2}^{nk}, \quad (6.15)$$

yoki

$$\tilde{G}(k) = \tilde{G}_1(k) + W_N^k \tilde{G}_2(k), \quad (6.16)$$

bunda  $\tilde{G}_1(k)$  va  $\tilde{G}_2(k)$  mos ravishda  $x_1(n)$  va  $x_2(n)$  ketma-ketliklarning  $(N/2)$  nuqtali FDAGA teng.

(6.16) ifoda  $\tilde{G}(k)$   $N$  nuqtali FDAni  $\tilde{G}_1(k)$  va  $\tilde{G}_2(k)$   $(N/2)$  nuqtali FDAlari yig'indisi shaklida aniqlash mumkin.

Agar  $(N/2)$  nuqtali FDAni oddiy usulda hisoblanganda  $N$  nuqtali FDAni aniqlash uchun  $(N^2/2 + N)$  ta kompleks ko'paytirish amalini bajarish kerak bo'ladi.  $N$  katta bo'lganda, ya'ni  $(N^2/2 + N) \approx N^2/2$  bo'lgan holat uchun  $\tilde{G}(k)$  ni aniqlashda bajariladigan ko'paytirish amallari soni taxminan 2 marta kamayadi.

$\tilde{G}(k)$  ni  $0 \leq k \leq N-1$  lar uchun aniqlash kerakligini va  $\tilde{G}_1(k)$ ,  $\tilde{G}_2(k)$  larni esa  $0 \leq k \leq N/2-1$  uchun aniqlash kerakligini e'tiborga olib (6.16) ifodani  $k \geq N/2$  uchun aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} \tilde{G}(k) &= \tilde{G}_1(k) + W_N^k \tilde{G}_2(k), \quad \text{agar } 0 \leq k \leq N/2-1, \\ \tilde{G}(k) &= \tilde{G}_1(k - N/2) + W_N^k \tilde{G}_2(k - N/2), \quad \text{agar } N/2 \leq k \leq N-1. \end{aligned} \quad (6.17)$$

Bunda  $\tilde{G}_1(k)$  va  $\tilde{G}_2(k)$  lar har  $N/2$  davrda  $k$  tadan takrorlanishi e'tiborga olingan.

Yuqorida keltirilgan FTA algoritmini yo'naltirilgan graflar yordamida tshuntirish uchun (6.3-rasm) sakkiz nuqtali FTAni ikkita to'rt nuqtali graflardan foydalanish usuli tasvirlangan.

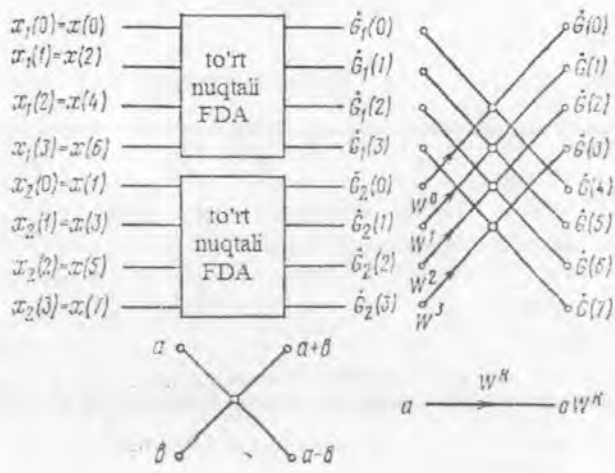
Dastlab kirishdagi  $x(n)$  ketma-ketligi ikkita  $x_1(n)$  – juft va  $x_2(n)$  – toq ketma-ketlikka bo'laklangan bo'lib, ular uchun  $\tilde{G}_1(k)$  va  $\tilde{G}_2(k)$  lar aniqlanadi. So'ngra (6.17) ifodaga asoslanib  $\tilde{G}(k)$  aniqlanadi. O'z navbatida har bir  $x_1(n)$  va  $x_2(n)$  ketma-ketliklar ikkiga bo'linib, to'rtta ikki nuqtali ketma-ketliklar hosil qilish mumkin. (6.16) va (6.17) ifodalarni e'tiborga olib  $N/2$  nuqtali FDA ikkita  $N/4$  nuqtali FDA kombinatsiyalari shakliga keltirilishi mumkin.

$$\tilde{G}_1(k) = A(k) + W_{N/2}^k B(k), \quad (6.18)$$

yoki

$$\tilde{G}_2(k) = A(k) + W_N^{2k} B(k), \quad (6.19)$$

bunda,  $0 \leq k \leq N/2-1$ ,  $A(k)$  va  $B(k)$  –  $N/4$  nuqtali  $x_1(n)$  ning juft va toq FDAlari.

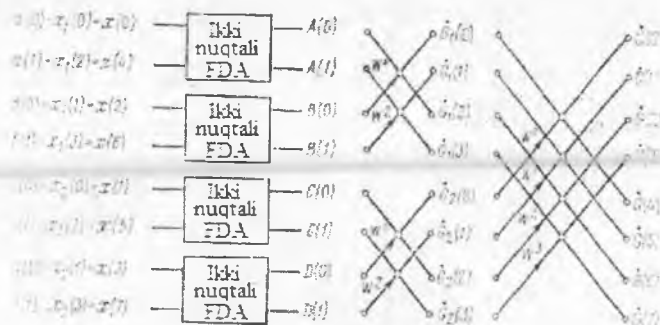


6.3-rasm. Sakkiz nuqtali FTAni ikkita to'rt nuqtali graflardan foydalanish usuli

6.4-rasmda sakkiz nuqtali FDA ni ikki to'rt nuqtali FDA va uni o'z navbatida to'rtta ikki nuqtali FDA orqali hisoblash algoritmi keltirilgan.

$N$  nuqtali FDA larini ketma-ket ikkiga bo'lish usuli bilan kompleks ko'paytirishlar sonini oddiy usulda hisoblashlar soni  $(N-1)^2$  dan  $N/2 \log_2 N$  taga kamaytirish imkoniyatini beradi.

6.3-rasmdagi bo'yalmagan kichik aylanma nuqtalar qo'shish-ayirish amalini anglatadi, bunda yuqoridagi chiqishlar yig'indi (va pastkilari ayirish) natijasini bildiradi. Yo'nalish belgisi (strelka) ushbu yo'nalish belgisi yuqorisidagi ko'paytma  $a$  ga ko'paytirish amalini bajarishini anglatadi. Umuman o'zgaruvchilarning hammasi kompleks sonlar. Rasmdagi tugun (uzel)lar alohida FDA larini kirish va chiqishlari massivlari qiymatlarini ro'yxatga olish funksional qurilmasini bildiradi.



6.4-rasm. Cakkiz nuqtali FDAni ikki to'rt nuqtali FDA va uni o'z navbatida to'rtta ikki nuqtali FDA orqali hisoblash algoritmi

#### 6.4. Diskret kosinus almashtirish (DKA)

Diskret kosinus almashtirishlardan korrelyatsiya va svertka (o'ram)ni hisoblashni tezlashtirishda va spektr tahlilida foydalaniladi. Bundan tashqari bu usullardan ma'lumotlarni siqish, misol uchun ovozni (tovush) yoki tasvirni uzatish, elektrokardiogramma va elektroensinogramma kabi medicina signallarini yozish uchun foydalaniladi. Shuningdek DKAdan tasvir va nusxa (shablon)larni tanishda ham foydalaniladi. Buning natijasida signallarni uzatish uchun kodlashda talab etiladigan "bit"lar soni kamayadi, bu signal uzatish tezligini oshiradi. Bu esa nisbatan tor polosali aloqa liniyalaridan foydalanish imkoniyatini keltirib chiqaradi, shuningdek nusxa (shablon)larni tanishni osonlashtiradi (bu axborot hajmi kamaytirilishi hisobiga ro'y beradi). DKAning ushbu xususiyatlari uni signallarni siqish nuqtai nazaridan samaradorligini bildiradi, bu signal energiyasining past chastotalarda to'planishi natijasida ro'y beradi. Bundan tashqari hisoblashlarning soddaligi va o'rtacha kvadratik xatolikning kichik (minimal) bo'lishini ta'minlaydi.

Yuqoridagi fikrlar Fure diskret kosinus almashtirishdan (FDKA) foydalanishni taqozo etadi. Umuman olganda FDKA Fure diskret almashtirishining haqiqiy qismidan iborat, chunki Fure qatori haqiqiy va juft qismi faqat kosinusoidal tashkil etuvchilardan iborat bo'lib, misol uchun kuchlanishning diskret qiymatlaridan foydalanilganda ma'lumotlar haqiqiy bo'ladi, ularni ikki marta ko'p qilish uchun ularga aks tashkil etuvchilarini qo'shish kerak bo'ladi.

(6.8) formulaga asosan FDA quyidagi ko'rinishda bo'ladi

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2\pi i n k / N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Ushbu almashtirishning haqiqiy qismi DKAni anglatadi

$$X_c(k) = \operatorname{Re}[X(k)] = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos\left(\frac{k2\pi n}{N}\right), \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

Bu DKAning bir xususiy ko'rinishi. DKAning umumiy ko'rinishi quyidagicha aniqlanadi

$$\begin{aligned} X_c(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos\left(\frac{k2\pi n + k\pi}{2N}\right) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos\left[\frac{k\pi(2n+1)}{2N}\right], \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (6.20)$$

### 6.5. Uolsh almashtirishi

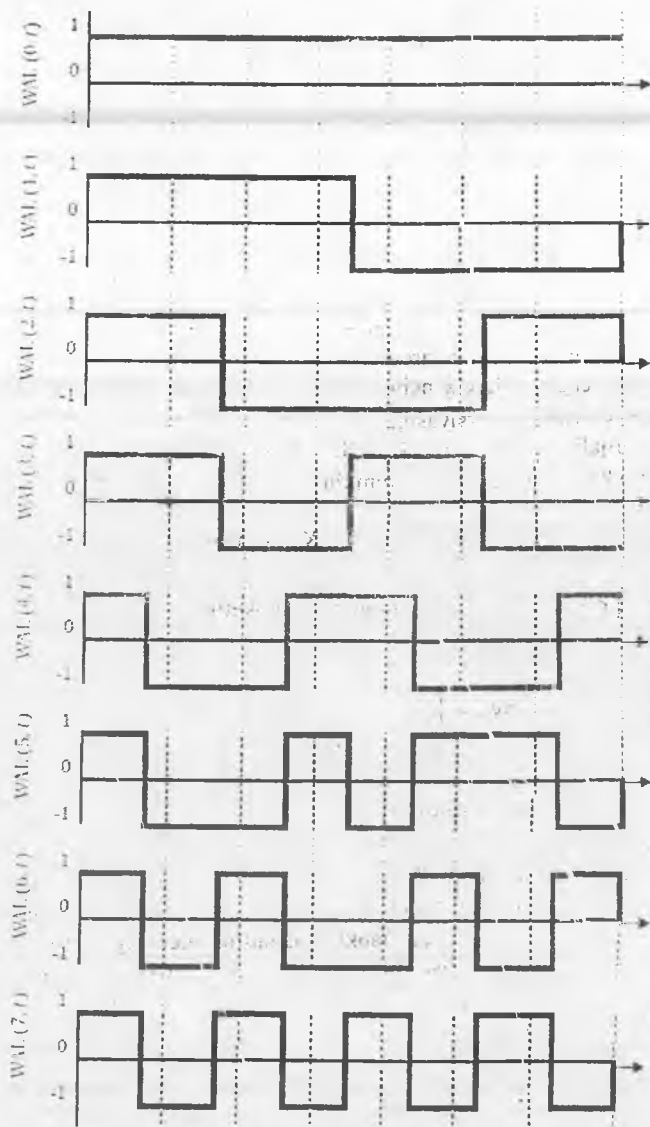
Hozirgacha ko'rib chiqilgan almashtirishlar sinus va kosinus funksiyalariga asoslangan edi. Impulsga o'xshash +1 va -1 ga asoslangan almashtirish nisbatan oson va tez hisoblash imkoniyatini beradi. Bundan tashqari bunday almashtirishlar uzluksizligi buzilgan signallarni ifodalashda ancha qulay hisoblanadi, misol uchun, tasvir signallarini almashtirishda. Shu bilan birga ular uzluksiz signallarni ifodalashda ancha noqulay bo'lib, ular fazalari bo'yicha moslikni ta'minlamaydilar, bu signal spektrining buzilishiga va natijada signal shaklining buzilishiga olib keladi. Shuning uchun Uolsh almashtirishidan odatda tasvir signallariga ishlov berish (astronomiya va spektroskopiya)da signallarni kodlash va filtrlashda foydalaniladi.

Fure diskret almashtirishi garmonik sinusoidal va kosinusoidal tashkil etuvchilar orqali ifodalanganidek, Uolsh diskret almashtirishi (UDA) Uolsh funksiyalari deb ataluvchi to'g'ri to'rtburchakli o'rovchili garmonik signallar to'plami orqali ifodalashga asoslangan. Ammo to'g'riburchakli impulslar uchun ularning takrorlanish chastotasi noma'lum bo'lgani uchun analog signal uchun foydalaniladigan "ketma-ketlik" atamasidan foydalaniladi. "Ketma-ketlik" - bu vaqt birligida nolni kesib o'tishlar sonining yarmiga teng bo'ladi. 6.5-rasmda  $N=8$  gacha bo'lgan tartibdagi Uolsh funksiyalari kattalashish tartibida ko'rsatilgan. Bu ko'rinishni Uolsh bo'yicha tartibga keltirilgan funktsiya deb ataladi. Davomiylik vaqti  $t$  ga va tartibi  $n$  ga teng Uolsh funksiyasi quyidagicha belgilanadi  $WAL(n, t)$ . 6.5-rasmdan ko'rinadiki xuddi Fure qatorida toq va juft sinusoidal va kosinusoidal funksiyalar bir-biriga teng bo'lganidek, Uolsh funksiyasida ham bir xil sonli toq va juft funksiyalar bo'ladi. Uolsh  $WAL(2k, t)$  juft funksiyalari  $CAL(k, t)$  ko'rinishida ifodalanadi va  $WAL(2k+1, t)$  toq funksiyalari  $CAL(2k+1, t)$  ko'rinishida ifodalanadi, bu yerda  $k = 1, 2, \dots, N/2-1$ .

Har qanday  $S(t)$  signalni Uolsh funksiyalari majmua (jamlama)lariga yoyish mumkin (xuddi Fure qatoriga yoygandek)

$$S(t) = a_0 WAL(0, t) + \sum_{i=1}^{N/2-1} \sum_{j=1}^{N/2-1} [a_i SAL(i, t) + b_j CAL(j, t)], \quad (6.21)$$

bunda  $a$  va  $b$  - qator koeffitsientlari.



6.5-rasm. Uolshning  $8 \times 8$  tartibli almashtirishi matrisasi uchun uning ko'rsatilgan ket-kattalashishi  $n = 7$  gacha tartibga keltirilgan funksiyalari.

Har qanday ikkita Uolsh funksiyasi uchun quyidagi ifoda kuchga ega

$$\sum_{t=0}^{N-1} \text{WAL}(n,t)\text{WAL}(n,t) = \begin{cases} N & \text{agar } n = m. \\ 0 & \text{agar } n \neq m. \end{cases}$$

ya'ni Uolsh funksiyalari o'zaro ortogonal.

Uolsh almashtirishi uchun to'g'ri va teskari almashtirishlarni tadbiiq etish mumkin:

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i \text{WAL}(k,i), \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (6.22)$$

$$x_i = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \text{WAL}(k,i). \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (6.23)$$

Agar  $1/N$  ko'paytmani e'tiborga olinmasa teskari almashtirish to'g'ri almashtirish bilan bir xil va  $\text{WAL}(k,i) = \pm 1$  bo'ladi.

Shuning uchun "shakl"lar juftlarini matrisalarni raqamli usul (metod) asosida ko'paytirish natijasida topish mumkin. Ammo faza haqidagi axborot yo'qligi uchun UDA tez korrelyatsiya (korrelyatsiya oralig'i kichik)larni va o'ramlarni hisoblash uchun yaroqsiz.

(6.22) tenglik UDA  $k$  nchi elementini diskret signal har bir elementi  $x_i$  ni  $k$  ketma-ketlikli Uolsh funksiyasiga ko'paytirishi va  $k$  ning hamma qiymatlari uchun qo'shish orqali olish mumkin  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .  $k$  ning hamma elementlari uchun uni matrisa ko'rinishida yozish mumkin

$$X_k = x_i W_{ki}, \quad (6.24)$$

bunda  $x_i = [x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}]$  - ma'lumotlar ketma-ketligi.

$$W_{ki} = \begin{bmatrix} W_{01} & W_{02} & \dots & W_{0,N-1} \\ W_{11} & W_{12} & \dots & W_{1,N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_{N-1,1} & W_{N-1,2} & \dots & W_{N-1,N-1} \end{bmatrix}$$

- Uolsh almashtirishi matrisasi,  $X_k = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$  -  $(N-1)$  UDA matrisasi tashkil etuvchilari.

Alohida ta'kidlaymiz,  $W_k$  - bu  $N \times N$  tartibli matrisa, bunda  $N$  berilgan nuqtalar soni, ya'ni diskret signal nuqtalari. Agar  $N$  berilgan nuqtalar soni bo'lsa, u holda Uolsh funksiyasining dastlabki  $N$  ta tartibga keltirilganlarini ko'rib chiqish kerak bo'ladi. Ularning har biri  $N$  marta diskretizatsiyalanadi, bunda  $W_k$  matrisaning  $k$  nchi qatori  $k$  komponenta ketma-ketligining  $N$  ta diskret qiymatlariga to'g'ri keladi.

## 6.6. Adamar almashtirishi

Adamar almashtirishi yoki Uolsh-Adamar almashtirishi bu ham mazmunan Uolsh almashtirishi bo'lib, faqat boshqa tartibdagi Uolsh funksiyalari va boshqa almashtirish matrisasi qatoridir. Bunday o'rin almashtirishlar natijasida olinadigan Adamar matrisasi, ikkinchi tartibli matrisaning massiv ostini o'z ichiga oladi. 6.6-rasmda Adamarning  $8 \times 8$  tartibli matrisasi ko'rsatilgan bo'lib, u  ${}^2H$  ko'rinishida belgilanadi.

Uni matrisalar orqali yozish mumkin

$${}^2H = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{u} \quad -{}^2H = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

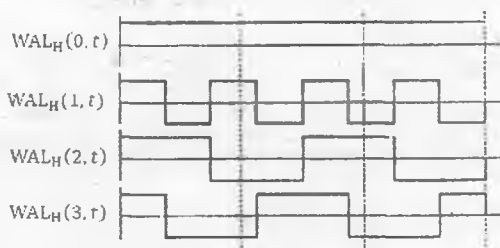
Adamarning har qanday  $2N$  tartibli matrisasini  ${}^2H$  dan rekursiv shaklda olish mumkin, ya'ni

$${}^{2N}H = \begin{bmatrix} {}^N H & {}^N H \\ {}^N H & {}^N H \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

		$i \rightarrow$							
		0	1	2	3	4	5	6	7
$k \downarrow$	0	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
	2	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
	3	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
	4	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
	5	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
	6	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
	7	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1

6.6-rasm. Adamarning  $8 \times 8$  tartibli almashtirish matrisasi.

Bu rekursivlik xossasidan Uolsh funksiyasini Adamar tomonidan aniqlangan tartibda joylashtirish natijasida olingan Uolsh-Adamar tez almashtirishini UDAGA nisbatan ancha katta tezlik bilan hisoblash mumkin. Adamar tartibida joylashgan Uolsh (yoki tabiiy tartibda joylashgan) funksiyasi 6.7-rasmda ko'rsatilgan.



6.7-rasm. Adamar  $4 \times 4$  tartibli almashtirish matrisasi uchun diskretizatsiyalash vaqtini ko'rsatuvchi  $n = 7$  gacha Adamar tartibida joylashgan Uolsh funksiyasi.

### 6.7. Veyvlet almashtirishi

Geyzenberg noma'lumlik (noaniqlik) fizik prinsipiga asosan, bir vaqtning o'zida  $x$  zarrachaning holati va uning impulsi  $p$  ni aniq bilish mumkin emas. A.malda

$$xp \geq h = 6.626 \times 10^{-34}, \quad J \cdot s \quad (6.26)$$

bunda  $h$  – Plank doimiysi. Eynshteynning  $E = mc^2$  tenglamasi asosida bu prinsipni signallarga ishlov berish sohasida ham qo'llash mumkin. Bunda Geyzenberg prinsipi quyidagicha ta'riflanadi: bir vaqtning o'zida har qanday aniqlik bilan vaqt va chastotani aniqlash mumkin emas, ya'ni

$$\Delta f \cdot T \geq 1. \quad (6.27)$$

bunda  $\Delta f$  va  $T$  chastota va vaqt bo'yicha farqlanishni ifodalaydi. Agar chastota qiymati yuqori aniqlik bilan farqlansa (aniqlansa), u holda chastota nisbatan kam aniqlik bilan baholanadi va aksincha.

Natijada bir vaqtning o'zida signal tashkil etuvchilari chastotasini va uning paydo bo'lish vaqtini yoki signal turli chastotali tashkil etuvchilarini vaqt bo'yicha ajratish talab darajasidagi yuqori aniqlik bilan o'lchash yetarli darajada murakkab bo'lishi mumkin. Bu holat agar signal yuqori chastotali tashkil etuvchilardan iborat bo'lsa va ular vaqt sohasida uzoq davomiyli tashkil etuvchilarga juda ham yaqin joylashgan bo'lsa va ular ham o'z vaqtida chastota sohasida yaqin joylashgan bo'lsa, hamda turli onlar (vaqtlar)da hosil bo'lsa yuz berishi mumkin.

Bunday signallar davriy bo'lmaydi. Bu chastota-vaqt tahlili umumiy muammasini yechish uchun Veyvlet almashtirishdan foydalaniladi (wavelet transform), u nostonionar signallarni tahlil etish vositasi hisoblanadi. Veyvlet almashtirishdan signallarni filtrlashda, shovqinlarni yo'qotishda, sinulyarlik joyini



topish va ularning taqsimlanishini aniqlash kabi masalalarni yechishda foydalanish mumkin.

Fure almashtirishida signal qiymati darajasi ko'rsatkichida mavhum bo'lgan hissa (vesovoy) koeffitsienti bo'lsa va argument garmonik shaklda bo'lib chastotaga bog'liq bo'lsa, ya'ni sinusoidal tashkil etuvchi bo'lsa, Veyvlet almashtirishda xususiy hissa koeffitsientlari qiymati sifatida Veyvlet funksiyalardan foydalaniladi.

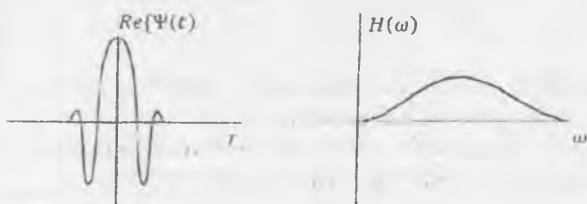
Hamma Veyvlet funksiyalar asosiy (bazaviy) Veyvlet funksiyasidan olinadi. Ba'zi hissalar bo'lishini ta'minlash uchun bir qator asosiy (bazaviy) funksiyalardan foydalaniladi. Talab etiladigan xossalarga ega bo'lish uchun Veyvlet funktsiya tebranishlar shaklida bo'lib, doimiy tashkil etuvchisi bo'lmasligi kerak, spektri ma'lum bir kichik polosada joylashgan bo'lishi, kichik vaqt ichida nolga teng qiymatgacha kichiklashishi va aksincha, kichik vaqt oralig'ida o'zining eng katta qiymatiga ega bo'lishi kerak. Bu xususiyat Veyvlet almashtirish bir qiymatli bo'lishiga kafolat beradi. Asosiy funksiyani  $\Psi(t)$  ko'rinishida yozish mumkin. Misol uchun, Morlet yoki Gauss modifikatsiyalangan asosiy funksiyasi (Morlet veyvleti) quyidagicha ifodalanadi

$$\Psi(t) = e^{i\omega_0 t} e^{-t^2/2} \quad (6.28)$$

Uning Fure ko'rinishi

$$H(\omega) = \sqrt{2\pi} e^{-(\omega - \omega_0)^2/2} \quad (6.29)$$

Bu ikki signal 6.8-rasmda keltirilgan bo'lib, bundan ko'rinadiki  $\Psi(t)$  funktsiya yuqorida keltirilgan talablarga javob beradi, ya'ni tebranuvchan va nolgacha kichiklashadi.



6.8-rasm. Modifikatsiyalashtirilgan Gauss yoki Morlet,  $\Psi(t)$  ona (asosiy) veyvlet funktsiyasi va uning Fure ko'rinishi  $H(\omega)$

Qolgan (qiz, ikkilamchi) funksiyalar birlamchi asosiy funksiyalar masshtabini o'zgartirish natijasida olinadi, bular funksiyalar oilasini tashkil etadilar. Har bir ikkilamchi (qiz) funktsiyani quyidagicha ifodalash mumkin

$$\frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t - \tau}{a}\right).$$

bunda  $a$  – mashtabni o'zgartirish o'zgaruvchan koeffitsienti,  $\tau$  – olib o'tish o'zgarish koeffitsienti. Agar  $a$  ning mashtabi kattalasha funksiyaning amplitudasi va argumenti kichiklashadi. Amplituda berilgan qiymatida argumentning kichiklashishi chastotaning kichiklashishini anglatadi.

Mashtabni o'zgartirish koeffitsienti  $a$  va olib o'tish o'zgarish koeffitsienti  $\tau$  yordamida katta va kichik (turli) amplitudali, yuqori va past (turli) chastotali funksiyalarni yaratish mumkin va ularni vaqtning turli onlariga joylashtirish mumkin.

Shunday qilib turli vaqt oralig'iga joylashgan turli chastotali tashkil etuvchilarga ega nostasionar signallarni turli veyvlet funksiyalar yig'indisi orqali ifodalash mumkin. Veyvlet funksiyasidan shu maqsadlarda foydalaniladi.

Uzluksiz veyvlet almashtirishni (UVA) ( $a, \tau$ ) quyidagicha ifodalash mumkin

$$UVA(a, \tau) = (1/\sqrt{a}) \int s(t) \Psi\{(t - \tau)/a\} dt. \quad (6.30)$$

Bu tenglama paramterlarini diskretlash natijasida diskret parametrli veyvlet almashtirishi (DPVA) ( $m, n$ ) ni olish mumkin, u quyidagicha aniqlanadi

$$DPVA(m, n) = a_0^{-m/2} \int s(t) \Psi\{(t - n\tau_0 a_0^m)/a_0^m\} dt. \quad (6.31)$$

bunda quyidagi almashtirishlar amalga oshirilgan:  $a = a_0^m$ ,  $\tau = n\tau_0 a_0^m$ . Bu almashtirishlarda  $a_0$  va  $\tau_0$  lar  $a$  va  $\tau$  lar uchun diskretizatsiyalash oralig'i;  $m$  va  $n$  lar esa butun sonlar.

Ko'p hollarda  $a_0 = 2a$ ,  $\tau_0 = 1$  ga teng deb olinadi. Yuqoridagilarni e'tiborga olinsa

$$\begin{aligned} DPVA(m, n) &= 2^{-m/2} \int s(t) \Psi\{(t - n2^m)/2^m\} dt = \\ &= 2^{-m/2} \int s(t) \Psi\{2^{-m}t - n\} dt. \end{aligned}$$

Bu vaqt o'qini  $2^{-m}$  marotaba kengaytiradi, natijada veyvlet funksiya vaqt bo'yicha musbat tomonga  $2^m n$  kattalikka suriladi.

Veyvlet funksiyani vaqt bo'yicha diskretizatsiyalash, diskret vaqtli veyvlet almashtirishi (DVVA) ni beradi, u quyidagicha aniqlanadi

$$DVVA(m, n) = a_0^{-m/2} \sum_k s(k) \Psi(a_0^{-m} k - n\tau_0). \quad (6.32)$$

Agar qaytadan  $a_0 = 2a$  va  $\tau_0 = 1$  deb hisoblasak u holda DVVA quyidagicha aniqlanadi

$$DVVA(m, n) = 2^{-m/2} \sum_k s(k) \Psi(2^{-m} k - n). \quad (6.33)$$

(6.33) ifoda veyvlet diskret almashtirishi hisoblanadi.

Shunday qilib, veyvlet diskret almashtirishi uzluksiz veyvlet almashtirishidan masshtab parametri  $a$  ni, olib o'tish o'zgarma koeffitsienti  $\tau$  va vaqtili diskretizatsiyalash, so'ngra diskretlash oralig'i qiymatlari  $a_0 = 2$  va  $\tau_0 = 1$  deb hisoblash natijasida olinadi.

Veyvlet almashtirishlardan signallar chastota-vaqt tarkiblarini o'rganishda foydalanishdan tashqari, ulardan signallarni filtrlash, ya'ni shovqinning qandaydir qismini olib tashlashda ham foydalanish mumkin. Buning uchun signal tashkil etuvchilarga ajratilishi kerak. So'ngra taqqoslash asosida shovqin tashkil etuvchilari olib tashlanadi. Va nihoyat shovqinlardan azalangan signal tashkil etuvchilari veyvlet funksiyalari orqali qayta tiklanadi. Uzluksiz veyvlet almashtirishidan foydalanilganda signalni qayta tiklash (teskari almashtirishi) ifodasi quyidagi ko'rinishda bo'ladi

$$s(t) = \frac{1}{C_\psi} \int \int_{-\infty < \tau < \infty} UVA(a, \tau) \left\{ \frac{1}{\sqrt{a}} \right\} \Psi\left(\frac{t - \tau}{a}\right) \left\{ \frac{1}{\sqrt{a}} \right\} da d\tau, \quad (6.34)$$

bunda

$$C_\psi = \int_0^\infty \{|H(\omega)|^2 / \omega\} d\omega < \infty.$$

va  $H(\omega)$  – asosiy impuls  $\Psi(t)$  ning Fure ko'rinishi.

### 6.8. Gilbert almashtirishi

Aloqa kanallari orqali uzatiladigan signallar vaqtning haqiqiy funksiyasi bo'ladi. Ammo bir qator signallar uzatish muammolariga tegishli masalalarni yechishda signalni vaqt funksiyasi bo'lgan elementar kompleks tashkil etuvchilar yig'indisi sifatida qarashni taqazo etadi yoki signalning o'zini to'liq kompleks funksiya deb tadqiq etishga ehtiyoj tug'iladi, ya'ni

$$\hat{s}(t) = s(t) + js^*(t) = u(t)e^{j\psi(t)} \quad (6.35)$$

bunda,  $u(t)$  va  $\psi(t)$  – signal o'rovchisi va fazasi. Bu holda haqiqiy signal kompleks signal orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$s(t) = R_c \hat{s}(t) = R_c u(t)e^{j\psi(t)} = u(t) \cos \psi(t) \quad (6.36)$$

Signalni bu shaklda ifodalashdan tor polosali signallarni tadqiq qilishda keng foydalaniladi.

Agar  $s(t)$  va  $s^*(t)$  Gilbert o'zgartirish juftligi orqali bir-biriga bog'liq bo'lsa,  $s(t)$  signal analitik signal deb ataladi, ya'ni

$$\left. \begin{aligned} s^*(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{-t}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau \\ s(t) &= -\frac{1}{\pi} \int_{-t}^{\infty} \frac{s^*(\tau)}{t-\tau} d\tau \end{aligned} \right\} \quad (6.37)$$

shaklida bog'langan bo'lsa, bunday signal analitik signal hisoblanadi. (6.27) ifodalardagi integrallar Koshining asosiy qiymati sifatida qabul qilinadi.  $s^*(t)$  funksiya bilan Gilbert bo'yicha moslashgan hisoblanadi.  $s(t)$  va  $s^*(t)$  ni Gilbert sharti asosida tanlangan bo'lsa, u holda signal o'rovchisi va fazasi quyidagicha aniqlanadi:

$$\mu(t) = \sqrt{[s(t)]^2 + [s^*(t)]^2}, \quad (6.38)$$

$$\psi(t) = \arctg \frac{s^*(t)}{s(t)}. \quad (6.39)$$

Agar  $s(t)$  signal spektri kengligi o'zining o'rtacha chastotasi  $\omega_0$  dan kichik bo'lsa, u holda bu signalning amplitudasi va fazasi signal  $s(t)$  ning o'ziga nisbatan sekin o'zgaradi. Gilbert to'g'ri va teskari bir juft o'zgartirishlari asosida  $s(t) = \cos \omega t$  signalga  $s^*(t) = \sin \omega t$  signal va  $s(t) = \sin \omega_0 t$  signalga  $s^*(t) = -\cos \omega_0 t$  sigal kompleks moslashganligini tasdiqlash mumkin. Xuddi

shunga o'xshash  $s(t) = \sum_k (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t)$  signal bilan

$s^*(t) = \sum_k (a_k \sin k\omega_0 t - b_k \cos k\omega_0 t)$  signal kompleks moslashgan bo'ladi.

Shunday qilib  $s(t) = A \cos \omega t$  oddiy garmonik tebranish signalga  $s^*(t) = A \cos \omega t + j A \sin \omega t = A e^{j\omega t}$  analitik signal mos keladi.

Agar signal Fure integrali ko'rinishida bo'lsa:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (6.40)$$

Uning chastota spektri quyidagicha ifodalanadi:

$$s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = F[s(t)] \quad (6.41)$$

$s(t)$  va  $s^*(t)$  sigallarning spektri o'zaro quyidagi bog'lanishga ega:

$$\Gamma[s(t)] = [-j \operatorname{sgn}(\omega)]S(j\omega), \quad (6.42)$$

$$\text{bunda } \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} +1, & \text{agar } \omega > 0; \\ 0, & \text{agar } \omega = 0; \\ -1, & \text{agar } \omega < 0. \end{cases}$$

Shunday qilib, Gilbert o'zgarishini  $s(t)$  signalning hamma spektral tashkil etuvchilarini  $-\frac{\pi}{2}$  ga suruvchi elektr zanjiridan o'tishi deb hisoblash kerak. Ushbu elektr zanjirining chastota va faza tavsiflari quyidagicha bo'ladi:

$$K(j\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega), \quad h(t) = \frac{1}{\pi}.$$

(6.42) ifodani (6.35) ifodaga kiritish natijasi  $S^*(t)$  signalning spektri  $S(j\omega)$  ning "bir tomonlama" ekanini ko'rsatadi:

$$S(j\omega) = \begin{cases} 2S(j\omega), & \text{agar } \omega > 0; \\ S(0), & \text{agar } \omega = 0; \\ 0, & \text{agar } \omega < 0. \end{cases} \quad (6.43)$$

Bu analitik signalning juda muhim hossasi hisoblanadi.

Davriy signal  $s(t)$  ning Gilbert sharti bo'yicha moslashgan  $s^*(t)$  funksiyasi ham  $s(t)$  signal davriga teng bo'ladi.  $s(t)$  va  $s^*(t)$  sigallar ularning davri  $T$  oralig'ida o'zaro ortogonal bo'ladi, ya'ni

$$\int_0^T s(t) s^*(t) dt = 0.$$

Agar  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  ortogonal signallardan birini uning Gilbert o'zlashtirishi sharti asosida moslashtirilganiga almashtirilganda ham ortogonallik hususiyati saqlansa, bunday signallar kuchaytirilgan ma'noda ortogonal signallar deb ataladilar, ya'ni

$$s_i(t) \cdot s_j(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j(t) dt = 0; \quad (6.44)$$

$$s_i(t) \cdot s_j^*(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j^*(t) dt = 0, \quad \text{agar } i \neq j$$

Bundan tashqari bunday signallardan birini uning  $s^*(t)$  kompleks moslashganiga almashtirilganda ham o'zaro ortogonallik hususiyati saqlanib qiladi, ya'ni

$$s_i(t) \cdot s_j(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j^*(t) dt = 0; \quad \text{agar} \quad i \neq j \quad (6.45)$$

Analitik signal tushunchasi har qanday signalni kompleks shaklga keltirish va uning o'roychisini hamda fazasini aniq aniqlash imkoniyatini beradi. Determinant (o'zgarish qonuniyati ma'lum funksiya) va tasodifiy signallar analitik shaklga keltirilishi mumkin. Signalni analitik shaklga keltirish natijasida, uning o'rovchisi va fazasi o'zgarishini alohida-alohida tadqiq qilish mumkin bo'ladi. Masalan, tasodifiy jarayon tadqiq etilganda uning oniy qiymatlari bilan shug'ullanish o'rniga, uning o'rovchisi yoki fazasini tadqiq etish bilan chegaralanish mumkin.

Umumtan olganda  $x(t)$  va  $x^*(t)$  jarayonlarning spektrlari va korrelyatsion funksiyalari bir hil:  $G_x(\omega) = G_{x^*}(\omega)$ ,  $B_x(\tau) = B_{x^*}(\tau)$ .  $x(t)$  va  $x^*(t)$  jarayonlarning o'zaro energetik spektrlari  $G_x(\omega) = jG_{x^*}(\omega)$  o'zaro korrelyatsiya funksiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$B_x(\tau) = -B_{x^*}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) \sin \omega \tau d\omega. \quad (6.46)$$

Tasodifiy jarayon taqsimot qonuni bilan uning o'rovchisi  $s(t)$  va fazasi  $\psi(t)$  taqsimot qonunlari bir-birlariga bog'liq, tasodifiy jarayonning ehtimollik zichligi taqsimot qonuni  $P(x)$  orqali, uning o'rovchisi va fazasi ehtimollik zichligi taqsimoti qonuni  $P(s)$  va  $P(\varphi)$  ni aniqlash mumkin.

### Nazorat savollari

1.  $s(t)$  signal moduli va fazasi qanday aniqlanadi?
2. Ideal PChFning AChX va FChX tavsifini yozing.
3. Analitik signal deb qanday signalga aytiladi?
4. Tasodifiy jarayon energetik spektrining chiziqli radioelektron qurilma chiqishidagi ifodasini keltiring.
5. Chiziqli radioelektron qurilma chiqishidagi funksional xalaqit quvvatini aniqlash formulasi yozing.
6. Davriy signalni Fure qatoriga yoying va uning tashkil etuvchilari haqida sozlab bering.
7. Fure to'g'ri va teskari almashtirishi formulasini yozing va tushuncha bering.

8. Fure to'g'ri va teskari diskret almashtirishidan fandanay signallar va qaysi hollarda foydalaniladi?
9. Fure diskret kosinus almashtirishi haqida tushuntirish bering.
10. Uolsh almashtirishi haqida tushuncha bering.
11. Adamar almashtirishi haqida tushuncha bering.
12. Veyvlet almashtirish haqida tushuncha bering.
13. Gilbert almashtirishi haqida tushuncha bering.
14. Fure tezkor diskret almashtirishi Fure diskret almashtirishidan qanday farqlanadi va u qanday afzalliklarga ega?

## 7. Z-ALMASHTIRISH

Diskret vaqt signal va tizimlarini analiz va loyihalashda qo'llanilishi eng qulay bo'lgan almashtirish bu z-almashtirish hisoblanadi.

### 7.1. Diskret vaqt tizimlari

Diskret vaqt tizimi – bu kirishiga  $x(n)$  signal ketma-ketligi berilganda chiqishida  $y(n)$  ketma-ketligini hosil qilish matematik algoritmi. Diskret vaqt tizimlariga quyidagilarni misol qilib keltirish mumkin: raqamli kontroller (nazoratlash qurilma)lari, spektr raqamli analizatorlari va raqamli filtrlar.

Diskret vaqt tizimi chiziqli va nochiziqli, vaqt bo'yicha ko'rsatkichlari o'zgarmas (invariant) yoki o'zgaruvchan bo'lishi mumkin.

Diskret vaqt tizimi chiziqli deb ataladi, agar bu tizimga nisbatan aks ta'sir uning kirishiga bir vaqtda bir necha signal berilgandagi qiymati har bir kirish signallari alohida-alohida unga ta'sir etgandagi alohida-alohida aks ta'sirlar yig'indisiga teng bo'lsa.

Misol uchun, uning birinchi kirishiga  $x_1(n)$  signal berilsa chiqishida  $y_1(n)$  hosil bo'ladi va ikkinchi kirishiga  $x_2(n)$  signal berilsa chiqishida  $y_2(n)$  hosil bo'ladi. U holda tizimning har ikki ta'sir signaliga aks ta'siri, ya'ni chiqishidagi signal quyidagicha aniqlanadi

$$a_1 x_1(n) + a_2 x_2(n) \rightarrow a_1 y_1(n) + a_2 y_2(n). \quad (7.1)$$

bunda  $a_1$  va  $a_2$  – har qanday o'zgarmas kattalik (konstanta).

Diskret vaqt tizimi (vaqtga bog'liq emas) invariant yoki unga signal ta'sir etish vaqtiga bog'liq emas deb hisoblanadi, agar uning chiqishidagi signal  $y(n)$  kirishiga qaysi vaqtda signal  $x(n)$  berilganiga, ya'ni  $x(n-k)$  ga bog'liq emas, bunda  $k$  – signal kechikish vaqti. Misol uchun, agar uning kirishiga  $x(n)$  signal berilsa chiqishida  $y_1(n)$  hosil bo'ladi, agar  $x(n-k)$  signal berilsa chiqishida  $y_1(n-k)$  signal hosil bo'ladi, ya'ni

$$x(n) \rightarrow y(n). \quad (7.2a)$$

$$x(n-k) \rightarrow y(n-k). \quad (7.2b)$$

bo'ladi, ya'ni kirish signali qancha vaqtga kechiksa chiqish signali ham shuncha vaqtga kechikadi. Chiziqli invariant tizim (ChIT) kirish va chiqish signallari orasidagi bog'liqlik o'rovchi (svertka) yig'indisi orqali beriladi

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k). \quad (7.3)$$



bunda  $h(k)$  – tizim impuls xarakteristikasi.  $h(k)$  ning qiymati diskret vaqt tizimini vaqt bo'yicha o'zgarishini to'liq aniqlaydi. Agar ChIT impuls xarakteristikasi quyidagi talabga javob bersa, u barqaror hisoblanadi

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(k)| < \infty. \quad (7.4)$$

Bu shart agar  $h(k)$  cheklangan davomiylikka yoki  $k$  kattalashishi bilan  $h(k)$  nolga intilganda kuchga ega.

Faqat kirishida signal bo'lganda chiqishida aks signal hosil bo'ladigan tizim – fizik jihatdan amalga oshirilishi mumkin bo'lgan tizim deb ataladi. Umuman olganda, diskret vaqt ketma-ketligida mavjud  $x(n)$  yoki diskret vaqt tizimi impuls xarakteristikasi fizik jihatdan amalga oshirish mumkin bo'lgan tizimlar uchun vaqt nolnchi onigacha nolga teng bo'ladi, ya'ni  $x(n) = 0, n < 0$  yoki  $h(k) = 0, k < 0$ .

## 7.2. To'g'ri va teskari z-almashtirishlar

$x(n)$  ning  $n$  ning hamma qiymatlari uchun haqiqiy bo'lgan z-almashtirishni aniqlaymiz

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}. \quad (7.5)$$

bunda  $z$  – kompleks o'zgaruvchi.

Aks ta'siri mavjud tizimlarda  $x(n)$  faqat  $0 < n < \infty$  oralig'ida nolga teng bo'lmaydi va (7.5) tenglamadan bir tomonlama z-almashtirish deb ataladigan quyidagi almashtirish ifodasini olamiz

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n}. \quad (7.6)$$

teskari z-almashtirishi ( $z^{-1}$ )  $x(n)$  diskret vaqt ketma-ketligini uning z-ko'rinishi orqali tiklash imkoniyatini beradi.  $z^{-1}$  teskari z-almashtirishi SRIBda keng foydalaniladi, misol uchun raqamli filtrlarning impuls xarakteristikasini aniqlashda. Simvolik shaklda z-almashtirishi quyidagicha aniqlash mumkin:

$$x(n) = Z^{-1}[X(z)]. \quad (7.7)$$

bunda  $X(z)$  –  $x(n)$  ketma-ketlikning z-ko'rinishi,  $Z^{-1}$  esa z-teskari almashtirish amalini anglatuvchi simvol.

$x(n)$  ketma-ketlik albatta aks ta'sir hosil bo'lishiga olib keladi deb hisoblab, (7.7) tenglamadan  $X(z)$  ning z-ko'rinishini darajali quyidagi qatorga yoyish mumkin:

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} = x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + x(3)z^{-3} + \dots \quad (7.89)$$

(7.8) qatordan ko'rinadiki ketma-ketlik qiymatlari  $x(n)$  – bu  $z^{-n}$  ( $n=0, 1, \dots$ ) koefitsientlari bo'lib, shuning uchun ularni to'g'ridan-to'g'ri aniqlash mumkin. Amaliyotda, ko'p hollarda  $X(z)$  ni  $z^{-1}$  dan yoki unga teng kuchli bo'lgan  $z$  dan olingan ikki ko'phadning nisbati orqali ifodalash mumkin:

$$X(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (7.9)$$

$x(n)$  ning bu ko'rinishdagi  $z$ -almashtirishini quyidagi usullardan biri yordamida aniqlash mumkin:

- a) darajali qatorga yoyish usuli;
- b) elementar sonlar nisbati (kasr sonlar) ko'rinishida ifodalash usuli;
- v) ayirish usuli (vichet).

### 7.2.1. Darajali qatorga yoyish usuli

Agar  $X(z)$  aks ta'sirli ketma-ketlik (7.6)  $z$ -almashtirishi berilgan bo'lsa, u holda uni  $z^{-1}$  yoki  $z$  ga nisbatan ustun (stolbik)ga bo'lish sintetik bo'lish usuli deb ataluvchi usuldan foydalanib cheksiz qatorga yoyish mumkin:

$$\begin{aligned} X(z) &= \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}} = \\ &= x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + x(3)z^{-3} + \dots \end{aligned} \quad (7.10)$$

Bu usuldan foydalanilganda  $X(z)$  funksiyasining maxraji va surati dastlab  $z$  ning darajasi kamayuvchi shaklida yoki  $z^{-1}$  ning darajasi kattalashuvchi qator sifatida ifodalanadi. So'ngra ularni bo'lish natijasida xususiy qiymati topiladi.

### 7.2.2. Elementar sonlar nisbati ko'rinishida ifodalash usuli

Bu usuldan foydalanilganda dastlab  $z$ -almashtirish kasr sonlar nisbati shaklida yoyiladi. Har bir elementar kasrning  $z$ -teskari almashtirishi topiladi. Bu natijalarni qo'shish natijasida umumiy  $z$ -almashtirish olinadi. Amalda ko'p hollarda  $z$ -almashtirish  $z$  yoki  $z^{-1}$  ko'p hadlilarning nisbati ko'rinishida beriladi va quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$\begin{aligned} X(z) &= \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}} = \\ &= x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + x(3)z^{-3} + \dots \end{aligned} \quad (7.11)$$

Agar  $X(z)$  funksiyaning qutblari birinchi tartibli bo'lsa va  $N = M$  bo'lsa, u holda uni quyidagi qatorga yoyish mumkin:

$$\begin{aligned} X(z) &= B_0 + \frac{C_1}{1-p_1 z^{-1}} + \frac{C_2}{1-p_2 z^{-1}} + \dots + \frac{C_M}{1-p_M z^{-1}} = \\ &= B_0 + \frac{C_1 z}{z-p_1} + \frac{C_2 z}{z-p_2} + \dots + \frac{C_M z}{z-p_M} = B_0 + \sum_{k=1}^M \frac{C_k z}{z-p_k}. \end{aligned} \quad (7.12)$$

bunda  $p_k$  -  $X(z)$  funksiyaning qutblari,  $C_k$  - elementar kasrlarning ko'effitsientlari va

$$B_0 = b_N/a_N. \quad (7.13)$$

$C_k$  ko'effitsientlarini ba'zan  $X(z)$  funksiyaning ayirmasi (vichet) deb ham ataladi.

Agar (7.11) tenglamada suratning darajasi maxrajning darajasidan kichik bo'lsa, ya'ni  $N < M$  bo'lsa, u holda  $B_0$  nolga teng bo'ladi. Agar  $N > M$  bo'lsa, u holda  $X(z)$  ni  $N \leq M$  ni ko'rinishida olish uchun dastlab uni surat va maxrajning  $z^{-1}$  ni darajasi kamayib boruvchi ko'rinishida yozilgan ifodasi ni ustunga bo'lish kerak bo'ladi. Qoldiqni (7.12) tenglamada keltirilgan ko'rinishda ifodalash mumkin.

$C_k$  ko'effitsientning  $p_k$  qutb bilan bog'liq qiymatini (7.12) tenglamaning chap va o'ng tomonini  $(z - p_k)/z$  ga ko'paytirish, so'ngra  $z = p_k$  almashtirishni amalga oshirib topish mumkin:

$$C_k = \frac{X(z)}{z} (z - p_k) \Big|_{z=p_k}. \quad (7.14)$$

Agar  $X(z)$  funksiya bir yoki bir necha birinchi tartibidan katta qutb'larga ega bo'lsa (ya'ni mos keluvchi qutblarga), u holda buni e'tiborga olish uchun (7.12) tenglamaga qo'shimcha hadlar qo'shish kerak bo'ladi.

Misol uchun, agar  $X(z)$  funksiya  $z = p_k$  nuqtada  $m$ -tartibli qutbga ega bo'lsa, u holda elementar kasrlarga yoyishga quyidagi ko'rinishdagi hadlar kirishi kerak:

$$\sum_{i=1}^m \frac{D_i}{(z-p_k)^i}. \quad (7.15)$$

$D_i$  ko'effitsientlarining qiymatlarini quyidagi bog'liqlikdan topish mumkin:

$$D_i = \frac{1}{(m-i)!} \frac{d^{m-i}}{dz^{m-i}} \left[ (z-p_k)^m \frac{X(z)}{z} \right] \Big|_{z=p_k}. \quad (7.16)$$

### 7.2.3. Ayirish usuli

Bu usulda  $z^{-1}$  kontur integralini hisoblash orqali aniqlanadi:

$$x(n) = \frac{1}{2\pi i} \oint_C z^{n-1} X(z) dz. \quad (7.17)$$

bunda  $C$  – bu integrallash konturi bo‘lib,  $X(z)$  ning hamma qutblarini o‘z ichiga oladi (qamrab oladi). Rasional ko‘phadlar uchun (7.17) tenglamadan kontur bo‘yicha integral kompleks o‘zgaruvchilar nazariyasi asosiy natijasiga asoslanib, ayirishlar (vichet) haqidagi Koshi teoremasi yordamida aniqlanadi:

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{2\pi i} \oint_C z^{n-1} X(z) dz = \\ &= z^{n-1} X(z) \text{ ning } C \text{ ichidagi hamma qutblari ayirmalari yig'indisi} \end{aligned} \quad (7.18)$$

Avvalgi mulohazalarda  $C_k$  ni elementar tashkil etuvchilarga yoyish koefitsientini  $X(z)$  funksiyaning ayirmalari deb ataladi deb aytib o‘tilgan va uning qiymatlarini hisoblash usullari keltirilgan edi. Shuni eslab qolish kerakki, har bir ayirma  $C_k$  qutb  $p_k$  bilan bog‘liq. Bu usulda esa  $z^{n-1} X(z)$  ning  $p_k$  qutbdagi ayirmasi ( $X(z)$  funksiyaning ayirmalari emas) quyidagi ko‘rinishda beriladi:

$$\text{Res}[F(z), p_k] = \frac{1}{(m-1)!} \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} [(z - p_k) F(z)] \Big|_{z=p_k}. \quad (7.19)$$

bunda  $F(z) = z^{n-1} X(z)$ ,  $m$  – bu  $p_k$  nuqtadagi qutb tartibi,  $\text{Res}[F(z), p_k] = F(z)$  ning  $z = p_k$  nuqtadagi ayirmasi (vicheti). Oddiy (alohida) qutb uchun (7.19) tenglama quyidagi ko‘rinishni oladi:

$$\text{Res}[F(z), p_k] = (z - p_k) F(z) = (z - p_k) z^{n-1} X(z) \Big|_{z=p_k}.$$

### 7.3. Z-teskari almashtirish usullarini taqqoslash

Ko‘rib chiqilgan z-teskari almashtirishlarini hisoblash usullarini taqqoslaymiz. Darajali qatorga yoyish usulining kamchiligi shundan iboratki, bu usul analitik ko‘rinishdagi yechimni bermaydi (ba‘zan oddiy hollarda uni aniqlash mumkin), ammo u sodda bo‘lib kompyuter yordamida hisoblashda foydalanish mumkin. Ammo u tabiatan rekursiv xarakterga egaligi uchun z-teskari almashtirishning berilgan nuqtalari ko‘p bo‘lsa xatolik oshib borishi mumkin.

Elementar kasrlarga yoyish usuli va vichetlar usuli analitik ko‘rinishda natija olish imkonini beradi. Bu usullarning asosiy kamchiligi maxraj ko‘p hadligi ko‘paytkichini yoyish talab etilishi, ya‘ni  $X(z)$  funksiyaning qutblarini topish

talab etilishi hisoblanadi. Agar  $X(z)$  funksiya yuqori tartibli bo'lsa va funksiya yoyilgan shaklda berilmagan bo'lsa, u holda uning qutblarini qidirish yetarli darajada qiyin masala hisoblanadi.

#### 7.4. Z almashtirishning xossalari

Quyida signallarga raqamli ishlov berishda keng foydalaniladigan z-almashtirishning ba'zi foydali xossalari qisqacha keltiramiz.

1. *Chiziqlilik*. Agar  $x_1(n)$  va  $x_2(n)$  ketma-ketliklar  $X_1(z)$  va  $X_2(z)$  shaklidagi z-ko'rinishlarga ega bo'lsa, u holda z-ko'rinishlarning chiziqli kombinatsiyasi quyidagicha ifodalanadi:

$$ax_1(n) + bx_2(n) \rightarrow aX_1(z) + bX_2(z). \quad (7.20)$$

2. *Kechikish yoki siljish*. Agar  $x(n)$  ketma-ketlikning z-ko'rinishi  $X(z)$  bo'lsa, u holda  $m$  elementga kechikkan ketma-ketlikning z-ko'rinishi  $z^{-m}X(z)$  bo'ladi. Bu xossadan diskret vaqt tizimlari uzatish funksiyasi  $z$  ni vaqt bo'yicha farqlanuvchi tenglamaga aylantirishda keng foydalaniladi

$$\begin{aligned} x(n) &\rightarrow X(z), \\ x(n-m) &\rightarrow z^{-m}X(z). \end{aligned}$$

3. *Svertka (o'ram)*. Kirish signali  $x(n)$  va impuls xarakteristikasi  $h(k)$  bo'lgan diskret vaqt tizimi berilgan bo'lsa, tizim chiqishidagi signal quyidagicha aniqlanadi:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k). \quad (7.21a)$$

z-ko'rinishlar orqali tizim kirish va chiqishi quyidagicha bog'langan:

$$Y(z) = H(z)X(z). \quad (7.21b)$$

bunda  $X(z)$ ,  $H(z)$  va  $Y(z)$  lar mos ravishda  $x(n)$ ,  $h(k)$  va  $y(n)$  ketma-ketliklarning z-ko'rinishlari. Agar  $X(z)$  va  $H(z)$  berilgan bo'lsa, u holda  $y(n)$  ni  $Y(z)$  ning teskari z-almashtirishi orqali topish mumkin. Yuqoridagidan ko'rinadiki (7.21a) tenglamadan svertka (o'ram) olish jarayoni z-sohada ko'paytirish amaliga aylanib qoladi.

4. *Differensiallash*. Agar  $X(z)$  orqali  $x(n)$  ketma-ketlik z-ko'rinishi ifodalansa, u holda  $nx(n)$  ning z-ko'rinishini  $X(z)$  ni differensiallash orqali topish mumkin

$$x(n) \rightarrow X(z).$$

$$nx(n) \rightarrow -z \frac{dX(z)}{dz}. \quad (7.22)$$

Z-almashtirishning bu xossasidan  $X(z)$  yuqori tartibli qutblarga ega bo'lganda, uning teskari z-almashtirishini hisoblashda foydalaniladi.

### *Nazorat savollari*

1. Vaqt diskret tizimi deganda nimani tushunasiz?
2. Chiziqli va nochiziqli vaqt bo'yicha invariant tizimlar bir-biridan qanday farqlanadi?
3. To'g'ri va teskari z-almashtirish haqida umumiy tushuntirish bering.
4. Z-almashtirishda darajali qatorga yoyish usuli haqida tushuncha bering.
5. Z-almashtirishda elementar kasr sonlar qatoriga yoyish usuli haqida tushuncha bering.
6. Z-almashtirishda cheklash (ayirish) usulidan foydalanish haqida tushuncha bering.
7. Z-almashtirishning asosiy xossalari ayting.

## 8. RADIOTEXNIK ZANJIRLARNING TURLARI

### 8.1. Chiziqli radiotexnik zanjirlar

Agar radiotexnik zanjir elementlarining ( $R$ ,  $L$  va  $C$ ) parametrlari doimiy bo'lsa, ya'ni vaqt davomida o'zgarmas va ulardan o'tayotgan tok, yoki kuchlanishga bog'liq bo'lmasa bunday zanjir chiziqli elekt zanjir deb ataladi.

Qarshilik uchun Ohm qonuni asosidagi chiziqli bog'lanish  $U=RI$ ,  $I=U/R$  va  $I=GU$  bajariladi.

O'zgaruvchan tok o'tuvchi doimiy sig'imli kondensator uchun

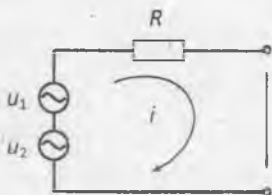
$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt}(CU) = C \frac{dU}{dt} \quad \text{yoki} \quad U = \frac{1}{C} \int i dt,$$

bunda  $q=CU$  zaryad Kulonda bo'lib  $q$  va  $U$  orasida chiziqli bog'liqlik mavjud.

Doimiy induktivlikdagi kuchlanish

$$u = \frac{d\Phi}{dt} \frac{d}{dt}(Li) = L \frac{di}{dt} \quad \text{yoki} \quad i = \frac{1}{L} \int U dt,$$

bunda  $F=Li$  – magnit oqimi tokga proporsional. Chiziqli radiotexnik zanjirlarga (ChRZ) nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin, ya'ni ChRZ kirishiga bir necha signal berilgandagi chiqish toki, har bir signal alohida-alohida berilgandagi chiqish toklari yig'indisiga teng. Masalan: ChRZ o'tayotgan tok qo'yilgan kuchlanish bilan  $i=au$  ifoda orqali bog'langan bo'lsin va  $u_k=u_1+u_2$  bunda  $i_1=a_1u_1+a_2u_2$  bo'ladi. Agar  $u_2=0$  bo'lsa  $i_1=a_1u_1$  bo'ladi va  $u_1=0$  bo'lsa  $i_2=a_2u_2$  va nihoyat  $i_1+i_2=i_2=a_1u_1+a_2u_2$  ga teng bo'ladi.



8.1-rasm. Chiziqli radiotexnik zanjir

ChRZlarda kirishiga berilmagan yangi spektral tashkil etuvchilar paydo bo'lmaydi. Chiziqli rejimda ishlovchi aktiv element volt-amper tavsifi  $i=au$  bo'lsa, kirishiga

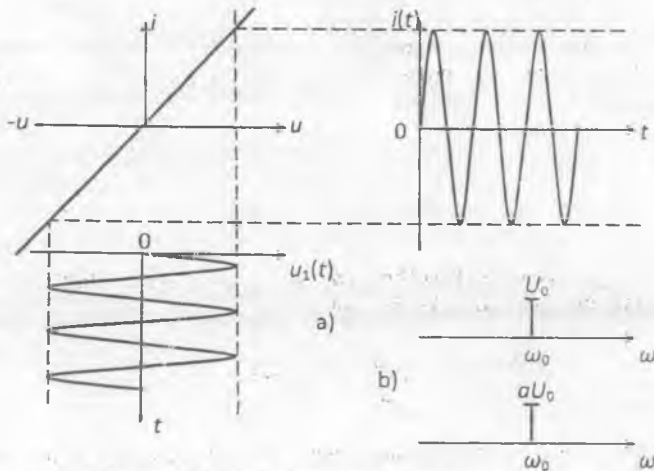
$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \quad (8.1)$$

kuchlanish berilsa, undan

$$i(t) = aU_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

(8.2)

tok o'tadi (8.2a-rasm).



8.2-rasm. Chiziqli elementga garmonik signalning ta'siri

Aktiv chiziqli elementdan o'tayotgan tok kirishdagi signal shaklini takrorlaydi.

Agar ChE kirishiga turli chastotali bir necha signal berilsa, u orqali chastotalari kirish signali chastotasiga mos bir necha tok spektral tashkil etuvchilari oqib o'tadi.

Agar chiziqli element sifatida  $L$  yoki  $C$  lar olinsa, u holda ham tok spektri bo'yimaydi, chunki garmonik funksiyalardan olingan hosila va integral ham garmonik funksiya bo'ladi. Bunda tok yoki kuchlanish amplitudasi va fazasi o'zgarishi mumkin.

## 8.2. Nochiziqli radiotexnik zanjirlar

Agar radiotexnik zanjirda ko'rsatkichi kattaligi o'tayotgan tok qiymati yoki qo'yilgan kuchlanishga bog'liq biror-bir qarshilik, kondensator yoki induktivlik bor bo'lsa, bunday RZ nochiziqli radiotexnik zanjir (NRZ) hisoblanadi. Bunda  $R=F(u,i)$ ,  $C=F(u)$  yoki  $L=F(i)$  bo'ladi.

NRZ ga nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin emas, chunki NEga bir vaqtda bir necha kirish signali berilgandagi chiqish toki, ular alohida-alohida berilganda paydo bo'ladigan toklar yig'indisiga teng bo'lmaydi. Masalan: NEdan o'tayotgan tok undan o'tadigan tok bilan  $i=au^2$  ifoda shaklida bog'langan bo'lsin. Agar  $u_k=u_1+u_2$  bo'lsa,  $i_\Sigma=au_1^2+au_2^2+2au_1u_2$  bo'ladi. Kirish signallari

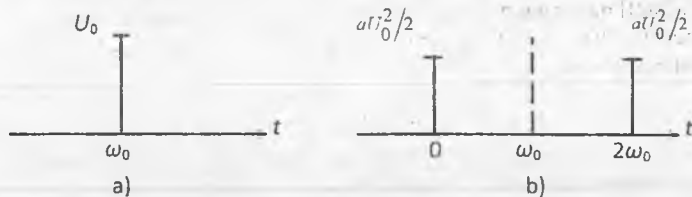


alohida-alohida berilsa  $i_1=au_1^2$  va  $i_2=au_2^2$  qiymatlarga ega bo'ladi,  $i_1$  va  $i_2$  toklarning yig'indisi  $i_1+i_2 \neq i_2$  bo'ladi va farq  $2au_1u_2$  ga teng bo'ladi.

NRZ da yangi spektral tashkil etuvchilar hosil bo'ladi. Masalan  $i=au^2$  va  $u(t)=U_0\cos(\omega_0t+\varphi_0)$  bo'lsa, tok

$$i=aU_0^2 \cos^2(\omega_0t+\varphi_0)=aU_0^2/2+aU_0^2/2 \cos(2\omega_0t+2\varphi_0) \quad (8.3)$$

dan iborat bo'ladi. Bunda tok o'zgarmas tashkil etuvchi  $aU_0^2/2$  va kirish signali ikkinchi garmonikasi bilan tebranuvchi tok tashkil etuvchisidan iborat bo'ladi. 8.3-rasmida kirish kuchlanishi spektri (a) va chiqish toki spektrlari (b) keltirilgan.



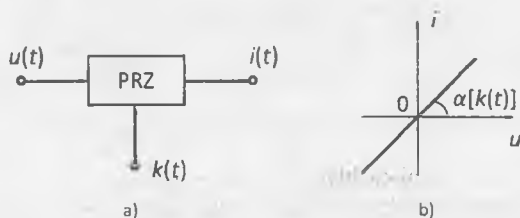
8.3-rasm. Kirish kuchlanishi va chiqish toki spektrlari: a) kirish signali spektri, b) chiqish toki spektri

NRZ dan signallar o'tganda tokning yangi spektral tashkil etuvchilari hosil bo'lishidan radiotexnikada signallarni turlicha o'zgartirishda keng foydalaniladi.

### 8.3. Parametrik radiotexnik zanjirlar

Agarda RZ dagi  $R, L, C$  elementlardan birortasining parametri qarshiligi, sig'imi yoki induktivligi vaqt bo'yicha o'zgarsa bunday zanjirlar parametrik radiotexnik zanjirlar (PRZ) deb ataladi.

PRZ ikki ta'sir: kirish tebranish signali  $u(t)$  va boshqaruvchi tebranish  $k(t)$  ta'sirida bo'ladi (8.4-rasm).



8.4-rasm. Parametrik qurilma va uning volt-ampcer xarakteristikasi

Bunda boshqaruvchi tebranish tok yoki kuchlanish bo'lishi shart emas. Boshqaruvchi tebranish elektrik, mexanik yoki issiqlik shaklida bo'lishi ham mumkin.

PRZ uchun quyidagi matematik ifodani keltirish mumkin:

$$i(t) = k(t) \cdot u(t). \quad (8.4)$$

Bu ifodadan tok kuchlanishga oniy bog'liqligi chiziqli bo'lib, bu bog'liqlik uzatish ko'effitsienti  $k$  ning vaqt bo'yicha o'zgarib turishi natijasida chiziqsiz bog'liq bo'lib qoladi. Uzatish ko'effitsienti  $k$  ning vaqt bo'yicha o'zgarishi qiyalik burchagi  $\alpha = F[k(t)]$  ning vaqt bo'yicha o'zgarishiga sabab bo'ladi (8.4b-rasm).

Parametrik element sifatida qarshiligi vaqt bo'yicha o'zgarib turuvchi rezistorni tanlaymiz. Bunda

$$u = R(t) \text{ yoki } i = u/R(t) = g(t) \cdot u \quad (8.5)$$

bo'lib,  $g(t)$  – parametrik rezistor o'tkazuvchanligi. Agar kirish tebranishi

$$u = u_1 + u_2 \quad (8.6)$$

bo'lsa, parametrik elementdan o'tayotgan tok

$$i = g(t) \cdot (u_1 + u_2) = g(t) \cdot u_1 + g(t) \cdot u_2 = i_1 + i_2 \quad (8.7)$$

bo'ladi. (8.7) ifodadan ko'rinib turibdiki, PRZ larga nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin.

PRZ dan o'tayotgan tok spektri kirish signali spektridan farqlanadi, ya'ni bunday RZ da yangi spektral tashkil etuvchilar paydo bo'ladi. Masalan: parametrik rezistor o'tkazuvchanligining (8.5-rasm) vaqt bo'yicha garmonik tebranish qonuni bilan o'zgaruvchi, ya'ni

$$g(t) = G_m \cos \omega_0 t \quad (8.8)$$

va uning kirishiga

$$u_k = U_m \cos \omega_0 t \quad (8.9)$$

garmonik shaklda o'zgaruvchi kuchlanish berilgan bo'lsin.

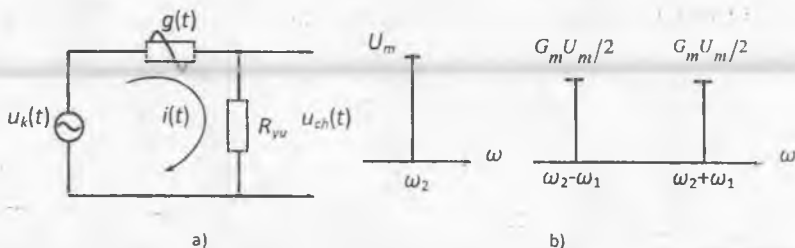
Bunda PE rezistordan o'tuvchi tok (8.5) ga asosan

$$i = G_m \cos \omega_1 t \cdot U_m \cos \omega_2 t \quad (8.10)$$

ga teng bo'ladi. (8.10) formulani trigonometrik funksiyalar ko'paytmasi shaklida o'zgartirsak

$$i = 0,5G_m U_m \cos(\omega_2 t - \omega_1 t) + 0,5G_m U_m \cos(\omega_2 t + \omega_1 t) \quad (8.11)$$

ko'rinishini oladi.



8.5-rasm. a) parametrik radiotexnik zanjir, b) kirish va chiqishdagi tok spektrlari


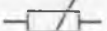
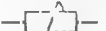
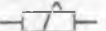

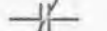
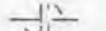





(8.10) ifodadan PE lar kirish signali spektrini boyitish xususiyati ko'rinib turibdi (8.5b-rasm).

Nochiziqli parametrik radiotexnik zanjirlar rezistor, induktivlik va kondensatorlarning ba'zilar parametrik element bo'lish bilan bir vaqtda nochiziqli element xususiyatiga egadirlar. Agar RZ da shunday elementlardan birortasi bo'lsa, u holda bunday RZ nochiziqli parametrik radiotexnik zanjir deb hisoblanadi.

NPRZ larni hisoblashda superpozitsiya prinsipini qo'llab bo'lmaydi va ularning chiqishida yangi spektral tashkil etuvchilar hosil bo'ladi.

Odatda foydalaniladigan ko'pchilik elementlar yarim o'tkazgichli diod, varikap, bipolyar va maydon tranzistorlari, elektron lampalar nochiziqli parametrik element sifatida qo'llanishi mumkin, chunki ular past sathli signallar ta'sirida bo'lganlarida volt-amper yoki volt-kulon tavsiflari ideallashtirilib chiziqli bog'lanishda deb hisoblanadi. Ular kirishiga bir yoki bir necha sathi nisbatan bir xil, ammo vol-amper yoki volt-kulon tavsifining nisbatan katta qismidan foydalanishga to'g'ri kelsa nochiziqli element deb hisoblanadi. Agarda ular kirishiga bir-biriga nisbatan sathlari katta farq qiladigan ikki signal berilsa, bu holda ulardan kuchlisi boshqaruvchi signal vazifasini bajaradi, bunda bu elementlarni nochiziqli parametrik element deb hisoblanadi.

8.1-jadvalda yuqorida ko'rib o'tilgan radiotexnik zanjirlardagi elementlarning shartli belgilari keltirilgan.

Elementlar	Shartli belgilanishi			
	Chiziqli	Nochiziqli	Parametrik	Nochiziqli-parametrik
Rezistorlar	$R$ 	$R(i)$ 	$R(t)$ 	$R(i,t)$ 
Kondensatorlar	$C$ 	$C(u)$ 	$C(t)$ 	$C(u,t)$ 
Induktivlik g'altagi	$L$ 	$L(i)$ 	$L(t)$ 	$L(i,t)$ 

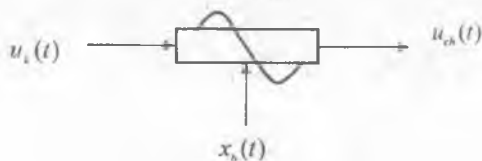
#### 8.4. Parametrik elementlar va ularning xarakteristikalari

Parametrik element chiqishidagi signal  $u_{ch}(t)$  uning kirishidagi signal  $u_k(t)$  bilan chiziqli bog'lanishda bo'ladi, ya'ni  $u_{ch}(t) = au_k(t)$ . Parametrik elementga uni parametri  $a$  ni vaqt bo'yicha o'zgarishini ta'minlovchi  $x_s(t)$  signal ta'sir etganda, uning chiqish signali  $u_{ch}(t)$  quyidagicha aniqlanadi:

$$u_{ch}(t) = a[x_s(t)]u_k(t). \quad (8.12)$$

Shunday qilib, chiziqli parametrik element yaratish uchun, chiziqli element parametrini vaqt bo'yicha o'zgartirish kerak. ya'ni  $a = F[x_s(t)]$  bo'lishini ta'minlash kerak.

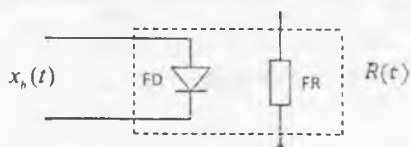
Umuman olganda parametrik elementni olti qutblik deb hisoblash mumkin: kirish, chiqish va boshqaruv qutblari (8.6-rasm).



8.6-rasm. Parametrik rezistiv element

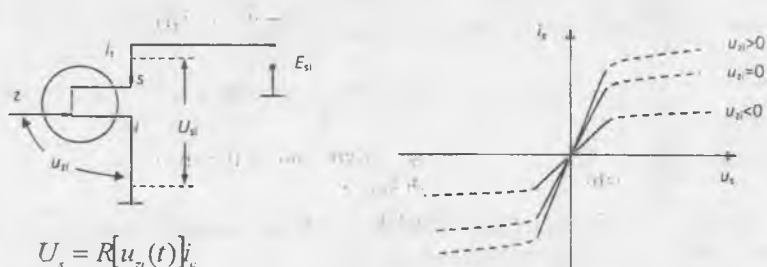
Rezistiv element orqali o'tayotgan tok va uning chiqishidagi kuchlanish  $u_{ch}(t)$  boshqaruvchi signal  $x_s(t)$  qonuni bo'yicha o'zgaradi.

Rezistiv element parametrini o'zgartirishda turli boshqaruv usullaridan: mexanik, optik va elektrik usullardan foydalanish mumkin. Mexanik usuldan foydalanilganda rezistor qarshiligi mexanik ta'sir, uzish-ulash va o'zgaruvchi qarshilik boshqarish qismining holatini o'zgartirish hisobiga amalga oshiriladi. Optik usulda rezistor qarshiligini o'zgartirishda fotorezistorga ta'sir etayotgan fotodiod yorug'lik nuri oqimi ta'sirida o'zgartiriladi.



8.7-rasm: Optron elementi

Ko'p hollarda radiotexnik element  $R, L$  va  $C$  larning parametrlari elektrik usulda boshqariladi. Parametrik element sifatida maydon tranzistoridan (MT) foydalanishni ko'rib chiqamiz. 8.8-rasmda maydon tranzistorining stok-istok kuchlanishining uncha katta bo'lmagan qiymatlari uchun  $i_s = F(u_{zi})$  xarakteristikalari keltirilgan.



$$U_s = R[u_{zi}(t)]i_s$$

8.8-rasm. Maydon tranzistoridan parametrik rezistiv element sifatida foydalanishga oid: a) maydon tranzistoridan parametrik rezistor shaklida foydalanishda ulanish sxemasi; b) maydon tranzistorining turli  $u_{zi}$  qiymatlari uchun volt-ampere xarakteristikalari

MTning stok-istok orasidagi kuchlanish  $U_{sd}$  o'zgarmas bo'lganda uning VAXsi qiyaligi, zatvor-istok orasiga berilgan kuchlanish  $u_{zi}$  ga bog'liq, ya'ni  $u_{zi}$  ning turli qiymatlariga stok-istok oralig'ining turli qarshiliklari mos keladi. shunday qilib MTni zatvor-istok orqali boshqariladigan parametrik element sifatida foydalanish mumkin. MTning kirish qarshiligi katta bo'lgani uchun, uning stok-zatvori orasidagi qarshilikning parametrik o'zgarishi kirishidagi jarayon bilan elektrik bog'liq emas. Xuddi shuningdek holat optron va rele orqali  $R, L$  va  $C$  element parametri boshqarilganda ham kuzatiladi.

Ammo ko'p hollarda parametrik elementlar nochiqliq elementlardan foydalanib yaratiladi. Buning uchun nochiqliq element bir vaqtning o'zida ikki zanjirga: kirish signali zanjiriga va boshqaruv signali zanjiriga ulanadi. Bunda kuchli boshqarish signali  $x_k(t)$  nochiqliq element parametrini o'zgartiradi va kuchsiz signalga nisbatan NEni chiziqli element deb hisoblash mumkin.

Misol sifatida, nochiqliq rezistiv elementdan parametrik element olishni ko'rib chiqamiz. Bunda NEga ikki kuchlanish: nisbatan katta amplitudali boshqarish kuchlanishi  $u_b(t)$  va ishlov berishi talab etiladigan signal  $u_k(t)$ . Bunda NE orqali o'tuvchi tok quyidagicha aniqlanadi:

$$i = i(u_b + u_k), \quad (8.13)$$

bunda,  $u_b \gg u_k$ , bu shart ma'lum vaqt oraliqlarida bajarilmasligi mumkin.

(8.13) ifodani Taylor qatoriga yoyamiz.

$$i = i(u_b) + \left. \frac{di}{du} \right|_{u=u_b} u_k + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2i}{du^2} \right|_{u=u_b} u_k^2 + \dots \quad (8.14)$$

$u_k$  signal amplitudasi kichikligini e'tiborga olib,  $u_k$  ning birinchi darajasidan boshqalarini e'tiborga olmasak, quyidagi natijani olamiz:

$$i = i(u_b) + G(u_b)u_k, \quad (8.15)$$

bunda,  $G(u_b) = \left. \frac{di}{du} \right|_{u=u_b}$ .

$G(u_b)$  – rezistorning differensial o'tkazuvchanligi bo'lib, u boshqarish kuchlanishi  $u_b$  ga mos ravishda o'zgaradi.

Signal  $u_k$  ga mos ravishda o'zgaruvchi tok quyidagiga teng bo'ladi:

$$i_c = G[u_k(t)]u_k = G(t)u_k, \quad (8.16)$$

(8.16) ifodadan ko'rinadiki kirish signali  $u_k(t)$  ga nisbatan rezistiv element parametrik element xususiyatiga ega. Supergeterodin strukturaviy sxemasi asosida qurilgan radioqabullash qurilmasi dastlabki yuqori chastota kuchaytirgichiga kuchsiz foydali signal  $u_s(t)$  va kuchli xalaqit signali  $u_c(t)$  ta'sir etganda yuz beradigan jarayonni, ushbu qabullagich chastota almashtirish kaskadiga kuchsiz signal  $u_s(t)$  va kuchli geterodin signali  $u_c(t)$  ta'sir etganda ushbu kaskadlarning nochiqliq elementlari yarim o'tkazgich diod, bipolar va maydon tranzistorlarini parametrik element sifatida tahlil etish mumkin.

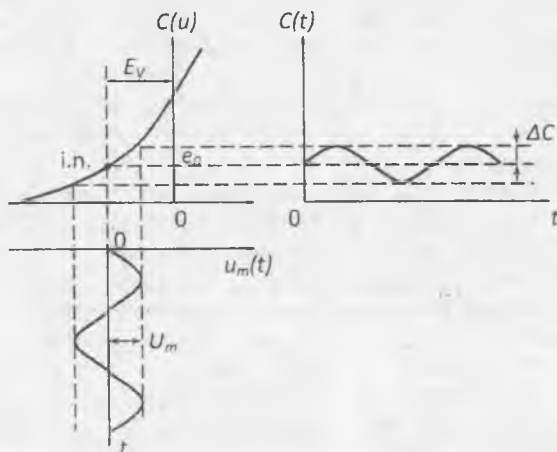
Parametrik kondensatorlar ko'p hollarda yarim o'tkazgichlarning  $p-n$  o'tishida yuz beradigan fizik jarayonlardan foydalanib yaratiladi, bunday kondensatorlarning sig'imi boshqaruvchi kuchlanish  $u_b(t)$  ga bog'liq o'zgaradi. Bunday kondensatorlarga varikapni misol qilib ko'ratish mumkin.

Varikap differensial sig'imining boshqaruvchi kuchlanish  $u_b(t)$  ta'sirida o'zgarishini ko'rib chiqamiz (8.9-rasin). Varikapga boshqaruvchi kuchlanish  $u_b(t)$  va o'zgarmas kuchlanish  $E$  berilgan deb hisoblaymiz. Agar boshqarish kuchlanishi quyidagi qonuniyat asosida o'zgarsa, u holda

$$C(u_b) = C(0) \sqrt{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + E + U_b(\omega_0 t + \varphi_0)}} =$$

$$= C(0) \sqrt{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + E}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{U_b}{\varphi_k + E}(\omega_0 t + \varphi_0)}} = \frac{C}{\sqrt{1 + M_b(\omega_0 t + \varphi_0)}}, \quad (8.17)$$

bunda,  $C = C(0) \sqrt{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + E}}$  - varikap  $p-n$  o'tishining unga boshqaruvchi kuchlanish berilmagan holatdagi sig'imi (8.9-rasm);  $M_b = \frac{0.5U_b}{\varphi_k + E}$  - varikap sig'imining o'zgarish ko'effitsienti.



8.9-rasm. Varikap sig'imini vaqt bo'yicha o'zgarishini ko'rsatuvchi grafiklar

Varikap sig'imi o'zgarish koeffisientining  $2M_b < 0.3$  bo'lgan holat uchun yuqori darajadagi aniqlik bilan  $C(u_b) = C(t)$  deb hisoblash mumkin. Bunda

$$C(t) = \frac{C}{1 + M_b \cos(\omega_n t + \varphi_b)} \text{ yoki } C(t) = C(1 - M_b \cos(\omega_n t + \varphi_b)) \text{ ga teng bo'ladi.}$$

Varikapga berilgan siljish kuchlanishi  $E$  va boshqaruvchi kuchlanish  $U_b$  amplitudasi o'zgarmas bo'lsa, u holda sig'imning o'zgarishi vaqt  $t$  ning davriy funksiyasi bo'ladi. Shu bilan birga amplitudasi  $U_b$  ga nisbatan kichik bo'lgan signal  $u_k(t)$  uchun varikapni chiziqli element deb hisoblash mumkin.

Shu usulda yaratiladigan parametrik kondensatorlardan parametrik kuchaytirgich va generatorlarda keng foydalaniladi.

Parametrik elementning umumiy xarakteristikasi bu uning oniy qiymatlarni uzatish funksiyasi bo'lib, boshqarish signali  $u_b(t)$  ning aniq bir boshqarish qonuni uchun u chiqish signali  $u_{ch}(t)$  ni kirish signali  $u_k(t)$  ga nisbati orqali aniqlanadi, ya'ni

$$h(t, \tau) = \frac{u_{ch}(t)}{u_k(t)}. \quad (8.18)$$

Parametrik elementning chastota xarakteristikasi sinov signali  $x(t)$  va boshqarish signali  $u_b(t)$  ning aniq bir shakliga bog'liq bo'ladi. Sinov signali sifatida ko'p hollarda: garmonik tebranish, yakka impuls, birlik impuls shaklidagi signallardan foydalaniladi. Boshqaruv signallari shakli amalga oshiriladigan jarayondan kelib chiqqan holda tanlanadi: ko'p hollarda boshqarish signali garmonik tebranish, chiziqli ravishda kattalashuvchi yoki kichiklashuvchi, arrasimon va boshqa shakllarda bo'ladi. Parametrik element uzatish funksiyasi (8.18) dagi  $\tau$  chiqish signali  $u_{ch}(t)$  va kirish signali  $u_k(t)$  orasidagi kechikish vaqtini anglatadi.

Parametrik radiotexnik zanjirlarga nisbatan superpozisiya prinsipini qo'llash mumkinligi uchun, uning chiqish va kirishidagi signallar oniy qiymatlarini bog'lovchi  $h(t, \tau)$  uzatish xarakteristikasining o'rniga, uning Laplas yoki Fure tasvirlaridan foydalanishga asoslangan uzatish funksiyasidan foydalanish mumkin.

Parametrik elementlarning xarakteristikalarini ularni yaratishda foydalanilgan nochiziqli elementlar xarakteristikalaridan foydalanish orqali osongina aniqlash mumkin. Misol uchun VAXsi  $i = \Phi(u)$  bo'lgan nochiziqli elementdan foydalanishga asoslangan parametrik element uchun kirish va boshqaruv signalini berish zanjiri yagona bo'lib  $i = F(u) = F(u_b + u_k)$ ;  $u_b \gg u_k$  deb tahlil etiladi.



### Nazorat savollari

1. Radiotexnik zanjirlar ulardagi elementlarning hossalariqa qarab qaysi turlarga bo'linadi?
2. Qanday radiotexnik zanjirlar chiziqli radiotexnik zanjirlar deb ataladi?
3. Qanday radiotexnik zanjirlar nochiziqli radiotexnik zanjirlar deb ataladi?
4. Qanday radiotexnik zanjirlar parametrik radiotexnik zanjirlar deb ataladi?
5. Nochiziqli-parametrik radiotexnik zanjirlar deb qanday radiotexnik zanjirlarga aytiladi?
6. Qanday elementlar nochiziqli elementlarga misol bo'ladi?
7. Parametrik elementlar qanday rejimda ishlaydilar?
8. ChRZ lar asosiy hossalariini ayting (yozing).
9. NRZ lar asosiy hossalariini ayting (yozing).
10. PRZ lar asosiy hossalariini ayting (yozing).
11. Chiziqli, nochiziqli, parametrik va nochiziqli-parametrik elementlar radiotexnik zanjirlarda qanday shartli belgilar bilan belgilanadi'lar?
12. Nochiziqli elementdan qanday usul bilan parametrik element sifatida foydalanish mumkin?
13. Varikapning  $c(u)$  xarakteristikasidan qanday usul yordamida parametrik element shaklida foydalanish mumkin?

## 9. CHIZIQLI RADIOTEKNIK ZANJIRLAR VA ULARNING ASOSIY XARAKTERISTIKALARI

### 9.1. Umumiy tushunchalar

Radiotexnik qurilmalarda kirish signallariga ishlov beruvchi bir qator funksional uzellar (filtrlar, kuchaytirgichlar, differensiallovchi, integrallovchi qurilmalar va h.k.) chiziqli elektr zanjirlarida amalga oshiriladi.

Chiziqli radiotexnik zanjirlarda chiqish va kirish signallari orasida chiziqli bog'lanish mavjud. Bunday zanjirlar chiziqli (aktiv va passiv) parametrlari ular orqali tok yoki unga qo'yilgan kuchlanishlar qiymatlariga bog'liq bo'lmaydi, ya'ni rezistor  $R$ , kondensator  $C$  va induktivlik  $L$  larning qiymatlari ishlash rejimiga bog'liq emas.

Chiziqli radiotexnik zanjirlar ikki turga bo'linadi: parametri vaqtga bog'liq ravishda o'zgarmaydigan – doimiy bo'lgan  $R, C$  va  $L$  lardan iborat bo'lgan va elementlaridan kamida bittasi o'z parametrini vaqtga bog'liq ravishda o'zgartiradigan, ya'ni  $R(t), C(t), G(t)$  va  $L(t)$  lardan biri yoki bir nechtasidan iborat radiotexnik zanjirlar.

Chiziqli parametrlari vaqtga bog'liq ravishda o'zgarmaydigan radiotexnik zanjirlar – chiziqli o'zgarmas koeffisientli differensial tenglama orqali va parametri vaqtga bog'liq ravishda o'zgaruvchi radiotexnik zanjirlar – koeffisientlari vaqt bo'yicha o'zgaradigan parametrik differensial tenglama orqali ifodalanadi. Ushbu zanjirlarning deyarli hamma kerakli ko'rsatkichlari va xarakteristikalari ushbu differensial tenglamalarni yechish va tahlil etish natijasida aniqlanishi mumkin.

Chiziqli radiotexnik zanjirlarga nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin. Chiziqli radiotexnik zanjirlar (ChRZ)larning bir necha tashqi ta'sir signaliga aks ta'siri, ushbu tashqi ta'sir signallari alohida-alohida aks ta'sirlari yig'indisiga teng. Spektral tahlil nuqtai nazaridan ChRZ chiqishidagi spektral tashkil etuvchilarni uning kirishidagi signal har bir spektral tashkil etuvchisiga aks ta'sirlari yig'indisi deb hisoblanadi.

Matematik nuqtai nazardan bu quyidagicha ifodalanadi. ChRZda tok va kuchlanish  $i = au$  bog'lanishda deb hisoblasak,  $u = U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n$  bo'lsa,  $u$  holda

$$\sum u_{ch} = \sum_{k=1}^n au_k, \quad \sum S_{ch}(j\omega) = \sum_{k=1}^n K(j\omega)S_k(j\omega),$$

bunda,  $a$  va  $K(j\omega)$  – funksional koeffisientlar.

ChRZlarning yana bir muhim xususiyati ularni kirish signali spektrini boyitmasligi hisoblanadi, ChRZ chiqishida uning kirishida bo'lmagan yangi spektral tashkil etuvchilar hosil bo'lmaydi. ChRZ chiqishidagi signal spektral tashkil etuvchilar soni uning kirishidagi signal spektral tashkil etuvchilar soniga teng bo'ladi. Garmonik tebranish shaklidagi signal ChRZdan o'tganda uning shakli o'zgarmaydi, faqat amplitudasi va boshlang'ich fazasi o'zgarishi mumkin.

Chiqish signalining kirish signali bilan vaqt bo'yicha bog'liqligiga qarab ChRZlar: inersiyasiz (kechikishsiz) va inersiyali (kechikishli) radiotexnik zanjirlar bo'lishi mumkin.

## 9.2. Chiziqli radiotexnik zanjirlarning asosiy xarakteristikalari

### 9.2.1. ChRZlarning chastotaviy xarakteristikalari

Signalni uning spektri asosida tahtil etish eng qulay usullardan biri hisoblanadi. Bunga asosan turli shakldagi signallarning ChRZdan o'tishiga superpozitsiya usulini qo'llash mumkin. Bu usuldan foydalanib ChRZ chiqishidagi signal spektrini uning kirishidagi signal spektri va ChRZ kompleks uzatish koefitsientlaridan foydalanib aniqlash mumkin. ChRZning kompleks uzatish koefitsienti stasionar rejimda uning chiqishidagi garmonik signal amplitudasining kirishidagi garmonik signal amplitudasiga nisbati shaklida aniqlanadi.

ChRZning kuchlanish bo'yicha kompleks uzatish koefitsienti

$$K_v(j\omega) = \frac{U_{ch}}{U_k};$$

ChRZning kompleks qarshiligi

$$Z(j\omega) = \frac{U_{ch}}{I_k};$$

ChRZning tok bo'yicha kompleks uzatish koefitsienti

$$K_i(j\omega) = \frac{I_{ch}}{I_k};$$

ChRZning kompleks o'tkazuvchanligi

$$Y(j\omega) = \frac{I_k}{U_{ch}}.$$

ChRZning kuchlanish bo'yicha kompleks uzatish koefitsienti (KUK)  $K(j\omega)$  ni uning chastotaviy xarakteristikasi (ChX) yoki chastota bo'yicha uzatish koefitsienti (ChBUK) deb ataladi. Bu tushunchalar ba'zan o'z mazmuni bo'yicha: uzatish funksiyasi, uzatish koefitsienti va kompleks uzatish koefitsientlari deb ham yuritiladi.

Uzatish funksiyasi  $K(j\omega)$  ni kompleks qarshilik deb ataladi. Chastotaviy uzatish koefitsientini kompleks shaklda quyidagicha tasvirlash mumkin:

$$K(j\omega) = \frac{U_{ch}}{U_k} = K(\omega)e^{i\varphi(\omega)}; \quad K(\omega) = \frac{U_{ch}}{U_k}; \quad \varphi(\omega) = \varphi_{ch} - \varphi_k. \quad (9.1)$$

$K(j\omega)$  ning moduli  $K(\omega)$  ni amplituda-chastota xarakteristikasi (AChX) va  $\varphi(\omega)$  ni faza-chastota xarakteristikasi (FChX) deb ataladi.  $K(\omega)$  – chiziqli elektr zanjirining chiqishidagi kuchlanishning uning kirishidagi signal chastotasiga bog‘liqligini ko‘rsatadi.  $\varphi(\omega)$  esa ChRZ chiqishidagi garmonik signal fazasining uning kirishidagi garmonik signal chastotasiga bog‘liqligini ko‘rsatadi.

ChRZ chastotaviy uzatish koeffitsientini: chiziqli radiotexnik zanjirlar nazariyasidan foydalanib analitik usulda yoki tajribaviy usulda aniqlash mumkin. Chastotaviy uzatish koeffitsientini tajriba usulida aniqlash uchun ChRZ kirishiga amplitudasi o‘zgarmas saqlangan holda turli chastotalardagi garmonik signal beriladi va chiqishidagi signalning amplitudasi va fazasi qiymatlari o‘lchanadi. Garmonik signal ChRZdan o‘tganda uning shakli o‘zgarmaydi, umuman olganda ChRZning chastotaviy xarakteristikasiga bog‘liq ravishda amplitudasi va fazasi o‘zgaradi. Kirish chastotasining har bir qiymati uchun  $\frac{U_{ch}}{U_k}$  ni va  $\Delta\varphi = \varphi_{ch} - \varphi_k$  ni

hisoblab ChRZning chastotaviy uzatish (kuchaytirish) koeffitsienti  $K(\omega)$  ni va faza xarakteristikasi  $\varphi(\omega)$  ni aniqlash va grafiklarini qurish mumkin. Radiotexnik zanjirning kuchaytirish (uzatish) koeffitsienti u chiziqli rejimda buzilishsiz ishlaganda o‘zgarmas bo‘lib, kirish signali chastotasiga bog‘liq bo‘lganligi uchun uni amplituda-chastota xarakteristikasi deb ataladi.

Radiotexnik zanjirning amplituda-chastota xarakteristikasi uning kirishiga garmonik signal berilgandagi xossalarini bildiradi. Amplituda-chastota xarakteristikasi orqali radiotexnik qurilma kirishiga har qanday ko‘rinishdagi signal berilgan holatda, ushbu qurilma o‘z vazifa (funksiya)sini to‘liq yoki qisman bajaradigan chastotalar polosasini aniqlash mumkin. Buning uchun radiotexnik zanjirning chastotalar o‘tkazish polosasini  $\Delta\omega_p$  ni aniqlash mumkin. Odatda, bu  $\Delta\omega_p$  AChXning sathi maksimalga nisbatan 0.707 ga kamaygan polosasi bilan aniqlanadi. Ushbu polosa chegaraviy qiymatidan boshlab chiqish quvvatining kirish quvvatiga nisbati 2 martadan ortiq kamayadi. Ba’zi amaliy vazifalarni yechishda uzatish koeffitsientining eng katta qiymati  $K_{max}$  ga nisbatan taqqoslangan (normaga keltirilgan) qiymati, ya’ni  $K(\omega)$  ni uning maksimal qiymati  $K_{max}$  ga nisbatidan foydalaniladi. Bu nisbatning eng katta qiymati birga teng.

Radiotexnik zanjir (qurilma) signal spektri tashkil etuvchilarini o‘tkazish polosasi  $\Delta\omega_p$  ni ushbu qurilma o‘rtacha chastotasi  $\omega_0$  ga nisbatiga asoslanib, ular ikki turga tor uzatish polosali va keng uzatish polosali bo‘linadi. Agar  $\Delta\omega_p \ll \omega_0$  bo‘lsa tor polosali va boshqa hollarda keng polosali radiotexnik qurilma (zanjir) deb ataladi.

## 9.2.2. Radiotexnik zanjirlarning vaqt xarakteristikalari

Radiotexnik zanjirlarning vaqt xarakteristikalarining asosiylari, bu ularning impuls va o'tish xarakteristikalaridir. Bu xarakteristikalar radiotexnik qurilma (zanjir) chiqish signalini unga har qanday kirish signali ta'sir etganda, uring spektral xarakteristikasidan foydalanmasdan aniqlash imkonini beradi.

Radiotexnik zanjir (qurilma) impuls xarakteristikasi  $h(t)$  – bu ushbu zanjirning  $\delta(t)$ -funksiya ko'rinishidagi signalga aks ta'siri shaklida baholanadi. Boshqacha qilib ta'riflaganda bu chiziqli radiotexnik zanjirning kirishiga  $\delta(t)$  ko'rinishidagi signal berilgan holatga aks ta'siri – impuls xarakteristikasini anglatadi. Amalda  $\delta$ -funksiya – bu to'g'ri to'rtburchak shaklidagi katta amplitudaga va davomiyligi radiotexnik zanjir vaqt doimiysidan juda kichik bo'lgan signal hisoblanadi.

Radiotexnik zanjir (qurilma) o'tish xarakteristikasi  $g(t)$  – bu ushbu zanjirning kirishiga berilgan  $\sigma(t)$  – yakka sakrash impulsiga aks ta'siri hisoblanadi. Shunday qilib, chiziqli zanjir chiqishida shakllanadigan signal bu uning kirishiga bita sakrash impulsi berilgandagi aks ta'siri o'tish xarakteristikasi deb ataladi.

Chiziqli radiotexnik zanjirning impuls xarakteristikasi  $h(t)$  va o'tish xarakteristikasi  $g(t)$  ning bir-biriga bog'liqligi delta funksiya  $\delta(t)$  va yakka sakrash impuls signali  $\sigma(t)$  larning o'zaro (hosila va integral orqali) bog'liqliklari orqali tasdiqlanadi, ya'ni

$$h(t) = \frac{dg(t)}{dt} \quad \text{va} \quad g(t) = \int_0^t h(t) dt.$$

Chiziqli radiotexnik zanjirning vaqt bo'yicha aniqlangan o'tish xarakteristikasi  $g(t)$  va chastota bo'yicha aniqlangan uzatish koeffitsienti  $K(j\omega)$  ham bir-biriga Furening to'g'ri va teskari almashtirishlari orqali quyidagicha ifodalanadi:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda o'tish xarakteristikasi  $g(t)$  dan yoki kompleks uzatish koeffitsienti  $K(j\omega)$  dan foydalanish ulardan qaysi biri qo'yilgan masalani yechish uchun qulayligi, signal va chiziqli elektr zanjirning

ko'rsatkichlari qaysi shaklda berilganiga va olinishi kutilayotgan natija shakliga bog'liq.

### 9.3. Differensiallovchi va integrallovchi radiotexnik zanjir

9.1a-rasmda vaqt doimiysi  $\tau = RC$  bo'lgan chiziqli  $RC$  to'rt qutblik sxemasi keltirilgan. Ushbu radiotexnik zanjirning kirishiga  $u_k(t)$  kuchlanish berilgan bo'lib, chiqish kuchlanishi  $u_{ch}(t)$  qarshilik  $R$  dan yoki kondensator  $C$  dan olinishi mumkin. Shu ikki holat uchun chiqish kuchlanishi  $u_{ch}(t)$  ning kirish kuchlanishi  $u_k(t)$  ga bog'liqligini aniqlaymiz. Kirxogfning ikkinchi qonuni asosida 9.1-rasmda keltirilgan to'rt qutblik uchun quyidagi tenglamani tuzamiz:

$$u_k(t) = Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad \text{yoki} \quad Cu_k(t) = \tau i(t) + \int i(t) dt. \quad (9.2)$$

Ushbu tenglamani vaqt doimiysi  $\tau$  ning katta va kichik qiymatlari uchun tahlil qilamiz.

1. Vaqt doimiysi  $\tau = RC$  qiymati kichik holat.

Bu holda (9.2) dan quyidagi ifodalarni olamiz:

$$Cu_k(t) \approx \int i(t) dt \quad \text{yoki} \quad i(t) \approx C \frac{du_k(t)}{dt}. \quad (9.3)$$

Bu holat uchun qarshilik  $R$  dan olinadigan kuchlanish quyidagicha hisoblanadi:

$$u_{ch}(t) \approx \tau \frac{du_k(t)}{dt}. \quad (9.4)$$

(9.4) ifodadan ko'rinadiki  $\tau$  ning kichik qiymatlarida ketma-ket ulangan  $RC$  zanjir kirish signali ustidan differensiallash amalini bajaradi.

2. Vaqt doimiysi  $\tau = RC$  qiymati katta holat.

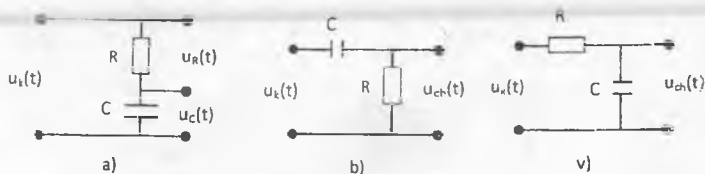
Bu holda (9.2) dan quyidagilarni aniqlaymiz:

$$Cu_k(t) \approx i(t) dt \quad \text{yoki} \quad i(t) \approx \frac{Cu_k(t)}{\tau} = \frac{1}{R} u_k(t). \quad (9.5)$$

Kondensator  $C$  dan olinadigan kuchlanish quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

$$u_{ch}(t) \approx \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{\tau} \int u_k(t) dt. \quad (9.6)$$

(9.6) ifodadan ko'rinadiki agar  $\tau = RC$  qiymati katta bo'lsa, u holda kondensatordan olingan chiqish kuchlanishi kirish signalidan integral olinganligini bildiradi. 9.1b-rasmda differensiallovchi va 9.1v-rasmda integrallovchi radiotexnik zanjirlar sxemalari keltirilgan.



9.1-rasm. RC ketma-ket zanjir (a), differensiallovchi (b) va integrallovchi (v) zanjirlar

### 9.3.1. Differensiallovchi radiotexnik zanjir

Differensiallovchi radiotexnik zanjirning chastota uzatish koeffitsienti  $K(j\omega)$  ni aniqlaymiz. Ushbu zanjirdagi tok kompleks amplitudasini Om qonuni asosida aniqlaymiz:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_k}{R + 1/j\omega C}. \quad (9.7)$$

(9.7) dan foydalanib chiqish kuchlanishi kompleks amplitudasini aniqlaymiz:

$$\dot{U}_{ch}(t) = \dot{I}R = \dot{U}_k \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}. \quad (9.8)$$

(9.8) ifoda asosida uzatish koeffitsientini topamiz:

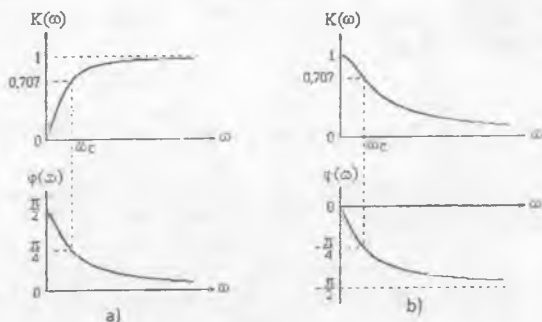
$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ch}}{\dot{U}_k} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}. \quad (9.9)$$

Ushbu differensiallovchi radiotexnik zanjir:

amplituda-chastota xarakteristikasi (AChX) –  $K(j\omega) = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$ ;

faza-chastota xarakteristikasi (FChX) –  $\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg\omega\tau$ .

Differensiallovchi radiotexnik zanjirning AChX va FChXsi 9.2a-rasmda keltirilgan.



9.2-rasm. Differensiallovchi (a) va integrallovchi (b) radiotexnik zanjirning AChX va FChXsi

AChX grafigidan ko'rinadiki, differensiallovchi radiotexnik zanjirni yuqori chastotalar filtri deb hisoblash mumkin. Ushbu yuqori chastotalar filtring AChXsi 0,707 sathdagi polosasi kengligi  $\omega_c$  ni aniqlaymiz:

$$K(\omega_c) = \frac{\omega_c \tau}{\sqrt{1 + \omega_c^2 \tau^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad \omega_c^2 \tau^2 = 1; \quad \omega_c = \frac{1}{\tau}.$$

Kirish signalini differensiallashni aniqligini oshirish uchun kirish signali hamma spektral tashkil etuvchilari uchun  $\omega \tau \ll 1$  sharti bajarilishi kerak. Bu holda ideal differensiallovchi radiotexnik zanjirning chastota xarakteristikasi  $K(j\omega) \approx j\omega\tau$  bo'ladi.

### 9.3.2. Integrallovchi radiotexnik zanjir

Integrallovchi radiotexnik zanjir chastotalar uzatish koeffitsientini quyidagicha aniqlaymiz. Ushbu zanjirdagi tok kompleks amplitudasi  $I = \frac{\dot{U}_*}{R + 1/j\omega C}$  ga teng bo'ladi va chiqish kuchlanishi kompleks amplitudasi quyidagicha aniqlanadi:

$$\dot{U}_* = I \frac{1}{j\omega C} = \dot{U}_* \frac{1}{1 + j\omega C} \quad (9.10)$$

(9.10) ifodadan integrallovchi radiotexnik zanjir:



chastotalar uzatish koeffitsienti  $K(j\omega) = \frac{U_{ch}}{U_k} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$ ; (9.11)

amplituda-chastota xarakteristikasi  $K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$ ;

faza-chastota xarakteristikasi  $\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg}\omega\tau$ .

Integrallovchi radiotexnik zanjirning AChX va FChXlari 9.2b-rasmda keltirilgan. Integrallovchi radiotexnik zanjirning amplituda-chastota xarakteristikasidan ko'rinadiki, u chastota o'tkazish chegaraviy qiymati  $\omega_c = 1/\tau$  ga teng bo'lgan past chastotalar filtriga ekvivalent.

Kirish signalini yuqori aniqlikda integrallash uchun kirish signali spektri hamma chastotalarda  $\omega\tau \ll 1$  sharti bajarilishi kerak. U holda bunday ideal integrallovchi radiotexnik zanjirning chastotalar xarakteristikasi  $K(j\omega) \approx 1/\omega\tau$  bo'ladi.

#### 9.4. Past chastotalar filtri

Bir qator radiotexnik qurilmalar funksional uzellarida kirish signalini past chastotali spektr tashkil etuvchilarini ajratib olishda 9.3a-rasmda ko'rsatilgan RC-past chastotalar filtridan foydalaniladi. Ushbu RC-filtrning chastota tanlash xususiyati uning kompleks kirish qarshiligi  $Z(j\omega)$  orqali aniqlanadi. RC-zanjir kirish kompleks qarshiligi chiqish kuchlanishi kompleks amplitudasining tok kompleks amplitudasiga nisbati orqali hisoblanadi:

$$Z(j\omega) = \frac{U_{ch}}{I} = \frac{R(1/j\omega C)}{R + 1/j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega\tau}, \quad (9.12)$$

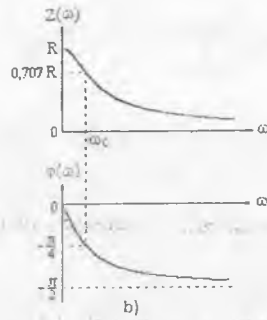
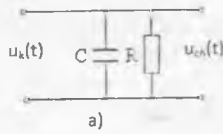
bunda,  $\tau = RC$  – filtr vaqt davomiyligi.

(9.12) ifodadan filtr

amplituda-chastota xarakteristikasi  $Z(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$ ;

faza-chastota xarakteristikasi  $\varphi(\omega) = -\text{arctg}\omega\tau$  ni aniqlaymiz.

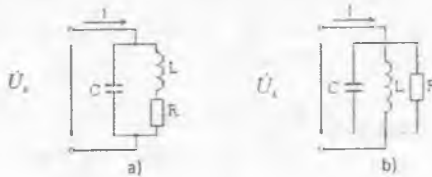
Past chastotalar filtri AChX va FChXlari 9.3b-rasmda keltirilgan.



9.3-rasm. Past chastotalar filtri (a), ushbu filtrning AChX va FChXlari (b)

### 9.5. Parallel tebranish konturi

Parallel tebranish konturi  $L$  – induktivlik va  $C$  – sig‘im parallel ulanishi natijasida hosil bo‘ladigan chastota tanlovchanlik xususiyatiga ega bo‘lgan radiotexnik zanjir. Bunday  $LC$  konturlar ko‘p hollarda turli radiotexnik qurilmalar chiqishidagi boyitilgan tok spektridan yuqori chastotali foydali tashkil etuvchilarini ajrtib olishda foydalaniladi va radiotexnik qurilmasining yuklamasi vazifasini bajaradi. Konturdagi aktiv yo‘qotishlar sxemada uning induktivligiga ketma-ket ulangan yoki parallel konturga parallel ulangan  $R$  qarshilik qiymati orqali hisoblanadi (9.4b-rasm).



9.4-rasm. Konturdagi aktiv yo‘qotishlar uning induktivligiga ketma-ket ulangan (a) va parallel ulangan (b) parallel tebranish konturi

Parallel  $LC$  konturning asosiy parametrlari va matematik ifodalari:

a) parallel kontur rezonans chastotasi –  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ ;

b) konturning aslligi yo‘qotishlar qarshiligi induktivlikka ketma-ket ulangan bo‘lsa (9.4a-rasm) –  $Q = \rho / R$  va konturga parallel ulangan bo‘lsa (9.4b-rasm) –  $Q = R / \rho$ ;

v) to‘lqin qarshiligi –  $\rho = \sqrt{L/C} = \frac{1}{\omega_r C} = \omega_r L$ ;

g) kontur so'ndirishi –  $d = 1/Q$ .

Parallel kontur chastota tanlovchanlik xususiyati uning kompleks kirish qarshiligi  $Z(j\omega)$ , tok bo'yicha chastota uzatish ko'effisienti  $K(j\omega)$  va kuchlanish bo'yicha chastota uzatish ko'effisienti  $K_u(j\omega)$  orqali aniqlanadi.

Konturning kompleks kirish qarshiligi  $Z(j\omega)$  uning asosiy xarakteristikasi hisoblanadi.  $Z(j\omega)$  kirish qarshiligi kirish kuchlanishi kompleks amplitudasi  $\dot{U}_{ch}(t)$  ning ushbu konturdan o'tadigan tok kompleks amplitudasiga nisbati orqali aniqlanadi. Ushbu  $Z(j\omega)$  9.4a-rasmdagi tebranish konturi uchun quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

$$Z(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ch}}{I} = \frac{\frac{1}{j\omega C}(R + j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + R + j\omega L} \quad (9.13)$$

Tebranish konturining rezonans chastotasiga yaqin chastotalarda  $R \ll \omega L$  ni e'tiborga olsak, u holda

$$Z(j\omega) = \frac{L/C}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{L/RC}{1 + j\frac{1}{R}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{L/RC}{1 + j\frac{1}{R}\sqrt{L}\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)} \quad (9.14)$$

Ushbu formuladan ko'rinadiki, tebranish konturiga  $\omega = \omega_r$  chastotali signal berilganda uning kirish qarshiligi  $Z(j\omega)$  aktiv rezistiv qiymatga ega bo'ladi. Bu qarshilik parallel konturning rezonans chastotadagi qarshiligi deb ataladi va quyidagiga teng bo'ladi:

$$Z(j\omega) = \frac{L}{RC} = \frac{\rho^2}{R} = Q^2 R = R_{nr} \quad (9.15)$$

(9.14) formulani quyidagi sodda ko'rinishga keltiramiz:

$$Z(j\omega) = \frac{R_{nr}}{1 + j\frac{\rho}{R}\xi} = \frac{R_{nr}}{1 + jQ\xi} = \frac{R_{nr}}{1 + j\alpha} \quad (9.16)$$

bunda,  $\xi = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}$  – chasotaviy nisbiy nosozlik;  $Q\xi = \alpha$  – konturning umumlashgan nosozligi.

Konturning rezonans chastotasi atrofidagi kichik umumlashgan nosozligi uchun

$$\alpha = Q\xi = Q\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) = Q\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega\omega_r} \approx Q\frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r} = Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_r} \quad (9.17)$$

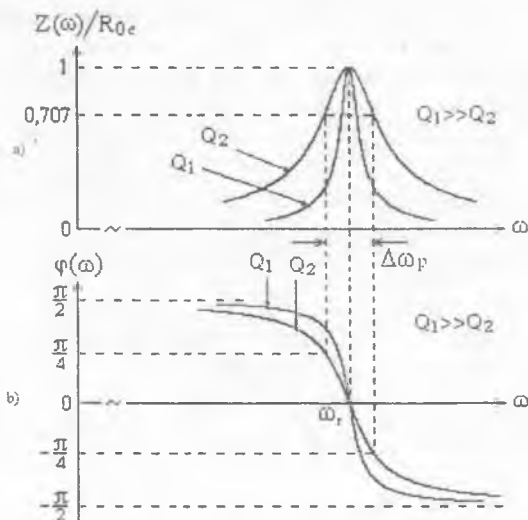
Shunday qilib, parallel tebranish konturining kirish kompleks qarshiligini quyidagicha ifodalash mumkin:

$$Z(j\omega) = \frac{R_{0r}}{1 + j\alpha} = \frac{R_{0r}}{\sqrt{1 + \alpha^2}} e^{-j\arctg\alpha} = Z(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (9.18)$$

bunda,  $Z(\omega) = \frac{R_{0r}}{\sqrt{1 + \alpha^2}}$  – kontur kirish qarshiligi moduli. Kirish qarshiligi modulining chastotaga bog‘liqligi ushbu konturning amplituda-chastota xarakteristikasi deb ataladi;

$\varphi(\omega) = -\arctg\alpha$  – kontur kirish qarshiligining argumenti. Kirish qarshiligi argumentining chastotaga bog‘liqligi ushbu konturning faza-chastota xarakteristikasi deb ataladi.

Parallel tebranish konturining AChX va FChXlari kontur aslligining turli qiymatlari  $Q_1$  va  $Q_2$  uchun 9.5-rasmda keltirilgan.



9.5-rasm. Parallel tebranish konturining AChXsi (a) va FChXsi (b)

Parallel tebranish konturining AChXsi 0,707 sathdagi polosasi kengligi quyidagicha aniqlanadi:

$$\frac{R_{\omega}}{\sqrt{1+\alpha^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} R_{\omega_r} = 0,707 R_{\omega_r}; \quad \alpha = Q^2 \xi^2 = 1 \text{ bo'lsa} \quad \Delta\omega_p = \frac{\omega_r}{Q} \text{ bo'ladi va}$$

$$Q = \frac{\omega_r}{\Delta\omega_p}$$

## 9.6. Kuchaytirgichlar

Signallarning shakllari o'zgarmas saqlangan holda ularning quvvatini, kuchlanishini ko'paytirish uchun kuchaytirgichlardan foydalaniladi. Kuchaytirgichlar elektr manbai energiyasini kuchaytirilayotgan signal energiyasiga o'zgartiradi. Kuchaytirgichlarda elektr manbai energiyasini kuchaytirilayotgan signal energiyasiga o'zgartirish uchun aktiv elementlardan foydalaniladi. Hozirda aktiv elementlar sifatida bipolyar va unipolyar maydon tranzistorlaridan, ba'zi hollarda turli elektron lampalardan foydalaniladi. Aktiv element uning ish holatini ta'minlovchi kirish signalining berilishiga, kuchaytirilgan chiqish signalini ajratib olishni ta'minlovchi rezistor, kondensator va induktivliklardan iborat qurilma – kuchaytirish qurilmasi deb ataladi.

Kuchaytirgichlarni turli ko'rsatkichlari asosida bir necha turlarga ajratish mumkin. Ular orasida: yuklamasi aktiv qarshilik bo'lgan – aperiodik (davriy bo'lmagan) signal kuchaytirgichlar; spektri kengligi  $\Delta\omega \ll \omega_p$  bo'lgan tor polosali rezonans kuchaytirgichlar; signal kuchaytirish chastotalar polosasi ushbu kuchaytirgichning o'rtacha chastotasi  $\omega_0$  dan nisbatan kichik bo'lgan keng polosali impuls signallarni kuchaytirgichlar va h.k. Ko'p hollarda keng polosali kuchaytirgichlarda rezonans tebranish konturi bo'lmaydi.

Kuchaytirish qurilmalari kirish signallarini talab darajasidan katta bo'lmagan buzilishsiz kuchaytirishlari va iloji boricha yuqori darajadagi foydali ish ko'effisientiga ega bo'lishlari talab etiladi.

Quyida keng polosali va rezonans kuchaytirgichlarni alohida-alohida ko'rib chiqamiz.

### 9.6.1. Keng polosali kuchaytirgichlar

9.6-rasmda kuchaytirgich aktiv elementi sifatida maydon tranzistorlaridan foydalanishga asoslangan sxemasi va unga mos ekvivalent sxema keltirilgan.

Kuchaytirgich sxemasidagi elementlar bajaradigan vazifalar:

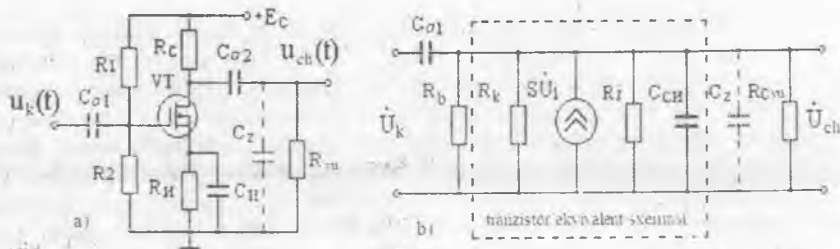
$C_{a1}$  va  $C_{a2}$  ajratish kondensatorlari, ular tok doimiy tashkil etuvchisini o'tkazmasdan kirish va chiqish signallarining o'zgaruvchan tashkil etuvchilarini o'tkazadi;

$R_1$  va  $R_2$  qarshiliklar maydon tranzistor zatvoriga ish nuqtasini o'rnatish uchun kuchlanish berishni ta'minlovchi bo'lgich vazifasini bajaradi;

$R_n$  qarshilik va  $C_n$  kondensator tranzistorning ish rejimini o'zgartmas tokini issiqlik bo'yicha stabillash teskari aloqa elektr zanjiri;

$$R_{c_{yw}} = \frac{R_c R_{yw}}{R_c + R_{yw}} - \text{kuchaytirgich yuklamasi};$$

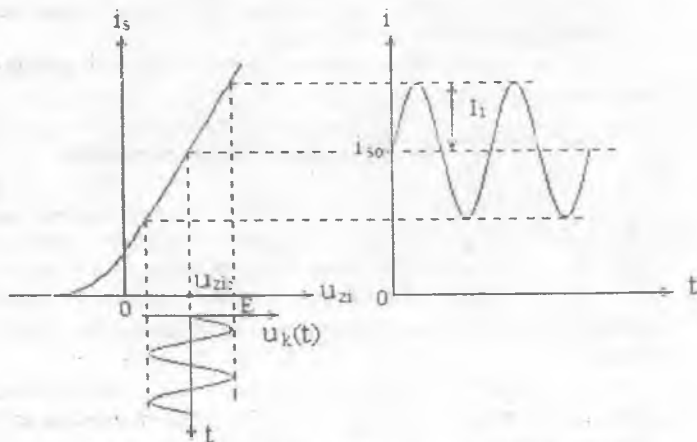
$C_n$  - tranzistorning yuqori chastotada e'tiborga olinishi kerak bo'ladigan zararli sig'imi.



9.6-rasm. Aperiodik kuchaytirgich (a) va uning ekvivalent sxemasi (b)

Bir-biriga parallel ulangan qarshilik  $R_{c_{yw}}$  va  $C_n$  kondensator kuchaytirgich yuklamasi vazifasini bajaradi. Bunday yuklamani aperiodik yuklama deb va kuchaytirgich aperiodik kuchaytirgich deb ataladi.

Kuchaytirgichning kuchaytirish jarayonini uning tranzistori stok-zatvor xarakteristikasi orqali tushuntiruvchi chizma 9.7-rasmda keltirilgan.



9.7-rasm. Kuchaytirish jarayonini tushuntirishga oid

Kuchaytirgich kirishidagi kuchaytiriladigan signal nolga teng bo'lsa, tranzistor zatvor-istoki orasidagi kuchlanish siljish kuchlanishi  $U_{zo}$  ga va tinch holatdagi toki  $i_{zo}$  ga teng bo'ladi.

Kuchaytirgich kirishiga  $u_1(t) = U \sin \omega t$  signali berilsa, tranzistor zatvor-istok orasidagi kuchlanish  $u_2(t) = U_{zo} + U \sin \omega t$  ga teng bo'ladi. Stok toki sinusoidal qonun bo'yicha o'zgaradi, ya'ni  $i_2 = i_{zo} + I_1 \sin \omega t$  bo'ladi va stok umumiy sim orasidagi kuchlanish quyidagiga teng bo'ladi:

$$u_3(t) = E_c - i_2(t)R_c = E_c - i_2 R_{c0} - I_1 \sin \omega t. \quad (9.19)$$

Ushbu kuchlanish  $u_3(t)$  ning o'zgarmas tashkil etuvchisi ajratuvchi kondensator  $C_{ch}$  orqali o'tmaydi, natijada kuchaytirish kaskadining chiqishida quyidagi kuchlanish bo'ladi:

$$u_{ch}(t) = -I_1 R_c \sin \omega t. \quad (9.20)$$

$R_c$  qarshilikning ma'lum bir qiymatida va stok-zatvor xarakteristikasining qiyaligi  $S$  dan chiqish kuchlanishi amplitudasi  $I_1 R_c$  kirish signali amplitudasi  $U$  dan katta bo'ladi. Tranzistor umumiy istok sxemasi asosida ish holatida bo'lsa, u holda chiqish signali fazasi kirish signali fazasidan  $180^\circ$  ga farq qiladi.

Kuchaytirgich ekvivalent sxemasi (9.6b-rasm)dan foydalanib, uning chastota uzatish koeffitsientini aniqlaymiz. Kuchaytirgich ushbu ekvivalent sxemasida tranzistor quyidagi parametrlarini e'tiborga olish kerak bo'ladi:

- tranzistor chiqish elektrodleri – stok-istok orasidagi sig'imi  $C_{zo}$ ;
- tranzistor kirish qarshiligi -  $R_k$ ;
- tranzistorning kuchaytirish xususiyati  $SU_1$  tok generatori, ichki qarshiligi  $R_1$  va stok-zatvor volt-ampere xarakteristikasi qiyaligi  $S$  orqali aks ettirilgan;
- kuchaytirgich kirishidagi  $R_1$  va  $R_2$  kuchlanishni bo'luvchi qarshiliklar qarshilik  $R_b$  va kuchaytirgich yuklamasi  $R_c$  orqali ifodalangan;

Kuchaytirgich ekvivalent sxemasini tahlil etish natijasida uning chastota uzatish koeffitsientini quyidagicha ifodalash mumkin:

$$K(j\omega) = -\frac{SU_1 Z_k(j\omega)}{U_k} = -\frac{SU_1 K_k(j\omega) Z_{ch}(j\omega)}{U_k} = -SK_k(j\omega) Z_{ch}(j\omega). \quad (9.21)$$

Bu ifodada:  $K_k(j\omega) = \frac{j\omega \tau_1}{1 + j\omega}$  – kirish zanjirining chastota uzatish koeffitsienti bo'lib, u ajratuvchi kondensator  $C_{oi}$  va bo'luvchi qarshilik  $R_b$  larga bog'liq bo'lib,  $\tau_1 = R_b C_{oi}$  – kirish zanjiri vaqt doimiysi;

$Z_{ch}(j\omega) = \frac{R_{C_{ew}}}{1 + j\omega\tau_2}$  – chiqish zanjiri chastota uzatish koeffitsienti bo‘lib. u

zararli sig‘im  $C_z$ , tranzistor chiqish (stok-istok orasidagi) sig‘imga va yuklama qarshiligi  $R_{C_{ew}}$  ga bog‘liq,  $\tau_2 = R_{C_{ew}}(C_{ew} + C_z)$  – chiqish zanjiri vaqt doimiysi.

Yuqoridagi  $Z_{ch}(j\omega)$  va  $K_b(j\omega)$  ifodalarini keltirib chiqarishda maydon tranzistorlari uchun  $R_i \gg R_b$  va  $R_i \gg R_{C_{ew}}$  e‘tiborga olingan.

Shunday qilib,

$$K(j\omega) = -\frac{SR_{C_{ew}}j\omega\tau_1}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)} = -\frac{SR_{C_{ew}}j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1 + j\omega\tau_2 - \omega^2\tau_1\tau_2} \quad (9.22)$$

va fizik nuqtai nazardan  $\tau_1 \gg \tau_2$  ckanligini e‘tiborga olinsa

$$K(j\omega) = -\frac{SR_{C_{ew}}}{\frac{1}{j\omega\tau_1} + 1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} + j\omega\tau_2} = -\frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_1} + j\omega\tau_2} \quad (9.23)$$

bunda,  $K_0 = SR_{C_{ew}}$  – kuchaytirgich eng katta (maksimal) kuchaytirish koeffitsienti.

Kuchaytirgich chastota uzatish koeffitsientini past, o‘rta va yuqori chastotalar diapazoni uchun alohida-alohida ko‘rib chiqamiz.

### 1. Past chastotalar diapazoni

Past chastotalar diapazonida  $C_{w1}$  ajratish kondensatori qarshiligi  $X_c = \frac{1}{\omega C_{w1}}$  o‘rta

va yuqori chastotalar diapazonidagiga qaraganda katta qiymatga ega bo‘ladi. Shuning uchun  $C_w$  va  $C_z$  sig‘imlarning shuntlovchi qarshiligini e‘tiborga olmasa bo‘ladi va  $\omega\tau_2 \ll 1$  deb hisoblash mumkin. U holda kuchaytirgich chastota uzatish koeffitsienti

$$K(j\omega) = -K_0 \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1} \quad (9.24)$$

(9.24) ifodadan kuchaytirish qurilmasi AChX va FChXsi uchun quyidagilarni keltirib chiqarish mumkin:

$$K(\omega) = K_0 \frac{\omega\tau_1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_1^2}}$$

$$\varphi(\omega) = -\pi + \frac{\pi}{2} - \arctg\omega\tau_1 = -\frac{\pi}{2} - \arctg\omega\tau_1.$$



## 2. O'rtta chastotalar diapazoni

O'rtta chastotalar diapazonida ham  $C_{cu}$  va  $C_z$  sig'imlarning shuntlovchi ta'sirini e'tiborga olmasa bo'ladi. Bundan tashqari odatda  $C_{cu}$  kondensator qarshiligi  $R_1$  va  $R_2$  - kuchlanishni bo'luvchi qarshiliklarga qaraganda ancha kichik qilib tanlanadi. Shuningdek, o'rtta chastotalar diapazonida kuchaytirgich kirish va chiqish zanjirlarining uning AChX va FChXsiga ta'sirini e'tiborga olinmasa bo'ladi. Yuqoridagilarni e'tiborga olsak:

kuchaytirgich chastota uzatish koeffisienti  $K(j\omega) = -K_0$ ;

AChXsi  $K(\omega) = K_0$ ;  $\varphi(\omega = -\pi)$  bo'ladi.

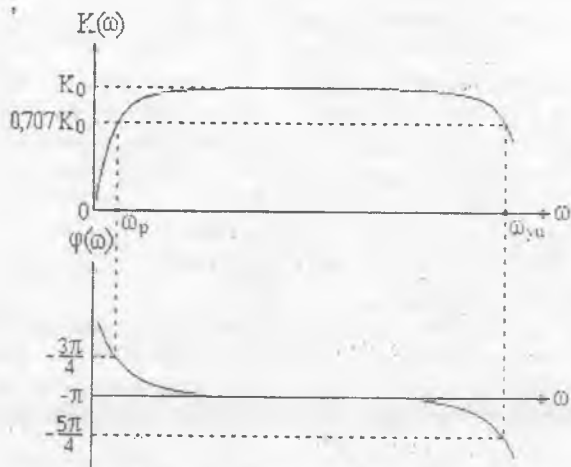
## 3. Yuqori chastotalar diapazoni

Yuqori chastotalar diapazonida kondensatorlarning qarshiliklari past va o'rtta chastotalar diapazonidagiga qaraganda ancha kichik bo'ladi. Shuning uchun  $C_{cu}$  va  $C_z$  sig'imlarning shuntlash ta'sirini e'tiborga olish kerak bo'ladi. Shu bilan birga kuchaytirgich kirish zanjirining ham kuchaytirgich ish rejimiga ta'siri juda kichikligini ham e'tibordan chetda qoldirmaslik kerak. Shunday qilib,  $\frac{1}{\omega\tau_1} \ll 1$  bo'ladi, u holda

kuchaytirgich chastota uzatish koeffisienti  $K(j\omega) = -K_0 \frac{1}{1 + j\omega\tau_2}$ ;

AChXsi  $K(\omega) = K_0 \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_2^2}}$ ; FChXsi  $\varphi(\omega) = -\pi - \arctg\omega\tau_2$ .

9.8-rasmda aperiodik kuchaytirgich AChX va FChXlari grafiklari keltirilgan. Kuchaytirgichning 0,707 sathdagi chastota kuchaytirish polosasining pastki chegaraviy qiymati  $\omega_p = 2\pi/\tau_1$  va yuqori chegaraviy qiymati  $\omega_{jn} = 2\pi/\tau_2$ .



9.8-rasm. Aperiodik kuchaytirgich AChX va FChXlari

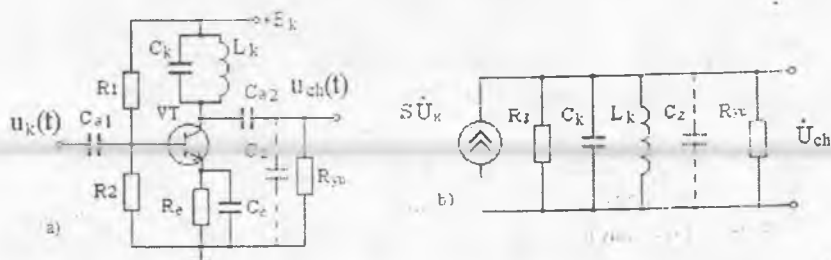
### 9.6.2. Rezonans kuchaytirgichlar

Rezonans kuchaytirgichlardan tor polosali yuqori chastotali signallarni kuchaytirishda foydalaniladi. Kuchaytirilayotgan signal chastotalar spektri uning markaziy chastotasi atrofida joylashgan bo'lib, kuchaytirgichning chastotalar o'tkazish polosasiga mos kelishi, ya'ni signal spektri effektiv kengligi  $\Delta\omega_{ef}$  kuchaytirgichning chastotalar o'tkazish polosasi  $\Delta\omega_k \approx \Delta\omega_{ef}$  bo'lishi kerak. Bunday kuchaytirgichlarning AChXlari ma'lum darajada tanlovchanlik xususiyatiga ega va uning yuklamasi vazifasini bajaruvchi tebranish konturi AChXsiga o'xshash (mos) bo'ladi.

Rezonans kuchaytirgichning funksional va ekvivalent sxemalari 9.9-rasmda keltirilgan. Rezonans kuchaytirgichlarda yuklama vazifasini tebranish konturi bajaradi va undan yuqori chastotali signallarni kuchaytirishda foydalaniladi. Shuning uchun kuchaytirgich kirish zanjirining uning past chastotalar diapazonida ishlashiga ta'sirini e'tiborga olmaslik kerak.

Rezonans kuchaytirgich ekvivalent sxemasi (9.9b-rasm) asosida uning chastota uzatish koeffitsientini aperiodik kuchaytirgich uchun aniqlangan usuldan foydalanib topamiz.

$$K(j\omega) = -\frac{SU_k Z_k(j\omega)}{U_k} = -SZ_{ch}(j\omega).$$



9.9-rasm. Rezonans kuchaytirgichning funksional va ekvivalent sxemalari

Kuchaytirgich chiqish zanjiri vazifasini  $R_3$  yuklamali tebranish konturi  $L_k, C_2$  bajarishini e'tiborga olsak, bunday zanjirning chastota uzatish koeffitsienti quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$Z_{ch}(j\omega) = \frac{R_{yuk}}{1 + j \frac{R_{yuk}}{\rho} \xi} = \frac{R_{yuk}}{1 + jQ\xi},$$

bunda,  $R_{yuk}$  – tebranish konturining rezonans chastotasidagi qarshiligi;

$$R_{yuk} = \frac{R_1 R_{5u}}{R_1 + R_{5u}} \text{ -- yuklama ekvivalent qarshiligi;}$$

$Q = \frac{R_{yuk}}{\rho}$  – konturining yuklama qarshiligini e'tiborga olingan ekvivalent aslligi (yuklangan tebranish konturi aslligi);

$$\alpha = Q\xi = Q \left( \frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \approx Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_c} \text{ -- tebranish konturi umumlashgan no'ozligi.}$$

Yuqoridagilarni e'tiborga olgan holda rezonans kuchaytirgich chastota uzatish koeffitsienti uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$K(j\omega) = \frac{SR_{yuk}}{1 + j\alpha} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \alpha^2}} e^{-j\arctan \alpha} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (9.25)$$

bunda,  $K_0 = SR_{yuk}$  – kuchaytirgichning rezonans chastotasidagi eng katta (maksimal) kuchaytirishi.

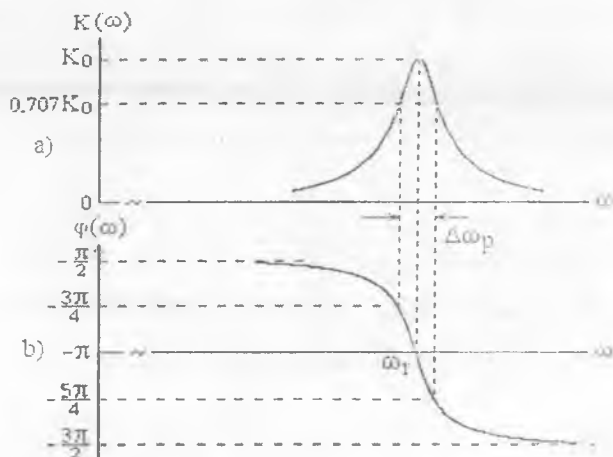
(9.25) ifodadan rezonans kuchaytirgich AChX va FChX'lari uchun quyidagi ifodalar kelib chiqadi:

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1+\alpha^2}}; \quad \varphi(\omega) = -\pi - \arctg\alpha.$$

Rezonans kuchaytirgichning  $0,707 \cdot K_0$  sathga mos keluvchi polosasi kengligi quyidagiga teng:

$$\frac{K_0}{\sqrt{1+\alpha^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} K_0; \quad \alpha = 1; \quad \Delta\omega_p = \frac{\omega_r}{Q} = \frac{1}{\tau_{ek}}; \quad \tau_{ek} = 2R_c C.$$

Rezonans kuchaytirgichning AChX va FChX grafiklari 9.10-rasmda keltirilgan.



9.10-rasm. Rezonans kuchaytirgichning AChX (a) va FChX (b).

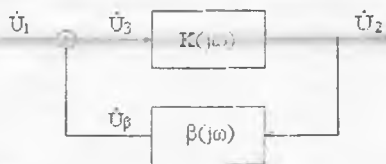
Rezonans kuchaytirgichning chastota tanlovchanlik xususiyatini yaxshilash uchun uning tebranish konturi ekvivalent aslligining katta bo'lishini ta'minlash kerak

## 9.7. Teskari bog'lanishli chiziqli radiotexnik zanjirlar

### 9.7.1. Teskari bog'lanishli radiotexnik zanjirning chastota xarakteristikasi

Chiqish signali to'liq yoki qisman kirishiga beriladigan radiotexnik zanjir teskari bog'lanishli zanjir deb ataladi. Ushbu teskari bog'lanish (TB) ko'p hollarda ushbu radiotexnik zanjirning xarakteristikasini yaxshilanishiga sabab bo'ladi, ba'zi hollarda radiotexnik zanjirning barqaror ish holatini buzadi. Avtogeneratorlarda o'z-o'zidan qo'zg'alish, generatsiya ish holatiga o'tish ana shu teskari bog'lanish

zanjiri ta'sirida yuzaga keladi. Teskari bog'lanishli zanjir tarkibiy sxemasi 9.11-rasmda keltirilgan.



9.11-rasm. Teskari bog'lanishli zanjir tarkibiy sxemasi

Ushbu teskari bog'lanishli zanjiri chastota uzatish koeffitsienti  $K(j\omega)$  bo'lgan kirish signalini to'g'ridan-to'g'ri kuchaytirib uzatish asosiy qismi va teskari bog'lanish  $K(j\omega)$  trakti chiqishidagi signalni to'liq yoki qisman uning kirishiga berilishini ta'minlovchi to'rt qutblik  $\beta(j\omega)$  dan iborat. Teskari bog'lanish asosiy qism  $K(j\omega)$  kirishiga berilishiga qarab: kuchlanish yoki (va) tok bo'yicha va parallel yoki (va) ketma-ket bo'lishi mumkin.

Teskari bog'lanish zanjirining chastota uzatish koeffitsientini aniqlaymiz:

$$K_{TB}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_3 - U_\beta} = \frac{U_2/U_3}{U_3/U_3 - U_\beta/U_3} = \frac{1}{\frac{1}{K(j\omega)} - \beta(j\omega)} \quad (9.26)$$

va (9.26) ifodani soddalashtirish natijasida  $K_{TB}(j\omega)$  uchun quyidagi formulani olamiz:

$$K_{TB}(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{1 - K(j\omega)\beta(j\omega)} \quad (9.27)$$

(9.27) formuladagi  $K(j\omega)\beta(j\omega)$  ko'paytmasi teskari bog'lanish zanjirini bir nuqtada uzilgandagi uzatish koeffitsientini,  $1 - K(j\omega)\beta(j\omega)$  esa teskari bog'lanish chuqurligini bildiradi.

$K_{TB}(j\omega)$  uchun (9.27) ifodani quyidagi shaklda ham yozish mumkin:

$$K_{TB}(j\omega) = \frac{K(j\omega)e^{j\varphi(\omega)}}{1 - K(\omega)\beta(\omega)e^{j[\varphi(\omega) + \varphi_\beta(\omega)]}} \quad (9.28)$$

(9.28) formuladagi  $\varphi(\omega) + \varphi_\beta(\omega)$  ning qiymatiga qarab, teskari bog'lanish ikki turli: musbat teskari bog'lanish yoki manfiy teskari bog'lanish bo'ladi.

### **Musbat teskari bog'lanish**

Musbat teskari bog'lanish  $\varphi(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega) = 2k\pi$  (bunda,  $k$  – butun son) bo'lganda, ya'ni asosiy zanjir  $K(j\omega)$  kirishiga teskari bog'lanish signali asosiy signal fazasiga mos ravishda berilganda amalga oshadi. Bu holda  $e^{j(\varphi(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega))} = 1$  va teskari bog'lanish koeffitsienti moduli quyidagiga teng bo'ladi:

$$K_{TB}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 - K(\omega)\beta(\omega)} \quad (9.29)$$

(9.29) ifodadan ko'rinadiki,  $0 < K(\omega)\beta(\omega) < 1$  bo'lsa, u holda musbat teskari bog'lanish zanjirining uzatish koeffitsienti teskari bog'lanish bo'lmagan holatdagiga nisbatan katta bo'ladi. Musbat teskari bog'lanish natijasida berilgan  $K(\omega)\beta(\omega)$  qiymatida asosiy  $K(j\omega)$  zanjiri kirishidagi signal energiyasining kattalashishiga sabab bo'ladi. Agar  $K(\omega) \cdot \beta(\omega) \rightarrow 1$  bo'lsa  $K_{TB}(\omega)$  kattalashadi va teskari bog'lanishli yopiq zanjir barqarorlik chegarasiga yaqinlashadi,  $K(\omega) \cdot \beta(\omega) > 1$  bo'lgan holatda teskari bog'lanishli radiotexnik zanjir barqaror bo'lmagan rejimda, o'z-o'zidan qo'zg'alish – generatsiya rejimida ishlaydi. Bu holatdan avtogeneratorlarni qurishda foydalaniladi.

### **Teskari manfiy bog'lanish.**

Teskari manfiy bog'lanish  $\varphi(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega) = (2k+1)\pi$ , (bunda,  $k$  – butun son) sharti bajarilganda amalga oshadi, ya'ni teskari bog'lanish  $\beta(j\omega)$  zanjiri olingan signal  $K(j\omega)$  asosiy traktidagi signal fazasiga  $180^\circ$  ga teskari holatda berilganda yuzaga keladi. bu holda  $e^{j(\varphi(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega))} = -1$  bo'ladi va teskari bog'lanish zanjiri uzatish koeffitsienti moduli  $K_{TB}(\omega)$  quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$K_{TB}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 + K(\omega)\beta(\omega)} \quad (9.29)$$

Manfiy teskari bog'lanish asosiy kanal  $K(j\omega)$  kirishidagi signal energiyasining kamayishiga sabab bo'ladi va teskari bog'lanishli radiotexnik zanjir uzatish koeffitsienti teskari bog'lanish zanjiri bo'lmaganiga nisbatan  $1 + K(\omega) \cdot \beta(\omega)$  marta kichik bo'ladi.

Agar  $K(\omega) \cdot \beta(\omega) \gg 1$  bo'lsa, u holda  $K_{TB}(\omega) \approx \frac{1}{\beta(\omega)}$  bo'ladi, bu esa chuqur teskari bog'lanish amalga oshirilganligini bildiradi. Bu holda teskari bog'lanishli radiotexnik zanjir uzatish koeffitsienti faqat  $\beta(\omega)$  bilan belgilanadi va  $K(\omega)$  ga bog'liq bo'lmaydi. Bu holatdan turli radiotexnik qurilmalarning kuchaytirish koeffitsientlarini barqarorlashtirishda foydalaniladi.

### Reaktiv va kompleks teskari bog'lanish

Reaktiv teskari bog'lanish  $\varphi(\omega) + \varphi_p(\omega) = 2k\pi + \frac{\pi}{2}$  sharti bajarilganda amalga oshadi, ya'ni teskari bog'lanish signali asosiy kirish signalidan  $\frac{\pi}{2}$  ga farq qiladi. Bu holda  $e^{j(\varphi(\omega) + \varphi_p(\omega))} = j$  va uzatish koeffitsienti moduli quyidagiga teng bo'ladi:

$$K_{TB}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 + K^2(\omega)\beta^2(\omega)}. \quad (9.29)$$

(9.30) ifodadan ko'rinadiki, kompleks, teskari bog'lanish asosiy kirish signali energiyasini kamaytiradi, natijada teskari bog'lanish zanjirili qurilma uzatish koeffitsienti modulining kichiklashishiga sabab bo'ladi.  $\varphi(\omega) + \varphi_p(\omega)$  ning boshqa hamma qiymatlarida teskari bog'lanish kompleks xarakterga ega bo'ladi.

Umuman teskari bog'lanishli qurilmasi natijaviy faza surilishi chastotaga bog'liq. Shuning uchun teskari bog'lanish xarakterisi (manfiy, musbat, kompleks yoki reaktivligi) ushbu zanjirdan o'tadigan signallar chastotalar diapazoniga bog'liq. Teskari bog'lanishli radiotexnik qurilmaning chastotaga bog'liqligi  $K(\omega)$  va  $\varphi(\omega)$  orqali aniqlanadi. Asosiy  $K(j\omega)$  traktining qandaydir xarakteristikasini o'zgartirish uchun uning strukturasi va parametrini o'zgarmas saqlab qolgan holda unga  $\beta(\omega)$  teskari bog'lanish zanjirini kiritish kerak va radiotexnik zanjirdan talab qilinadigan xarakteristikasini olish mumkin.

Teskari bog'lanishni radiotexnik qurilma texnik ko'rsatkichlarining yaxshilanishiga ta'sirini ko'rib chiqamiz.

#### 9.7.2. Kuchaytirish koeffitsientini barqarorlash (stabilizatsiyalash)

Teskari bog'lanish zanjirili radiotexnik qurilmaning kuchaytirish koeffitsientini nisbatan nobarqarorligi (nostabilligini) aniqlaymiz. Misol tariqasida teskari manfiy bog'lanishli kuchaytirish qurilmasini tahlil qilamiz. Kuchaytirish qurilmasi va teskari bog'lanish zanjirining uzatish koeffitsienti ma'lum chastotalar diapazonida haqiqiy kattalikka ega bo'ladi, ya'ni  $K(j\omega) = K$  va  $\beta(\omega) = \beta$ . Kuchaytirish qurilmasining kuchaytirish koeffitsienti nisbatan barqaror emasligini  $\varepsilon = dK_{TB} / K_{TB}$  ifoda orqali aniqlaymiz.

$$K_{TB} = \frac{K}{1 + K\beta};$$

$$\frac{dK_{TB}}{K} = \frac{(1 + K\beta) - K\beta}{(1 + K\beta)^2} = \frac{1}{(1 + K\beta)^2} = \frac{K}{K(1 + K\beta)^2} = \frac{K_{TB}}{K} \frac{1}{1 + K\beta}.$$

$$\frac{dK_{\tau n}}{K_{\tau n}} = \frac{1}{1 + K\beta} \frac{dK}{K} \quad (9.31)$$

Shunday qilib, teskari bog'lanishli kuchaytirish qurilmasining kuchaytirish ko'effisientining nisbiy o'zgarishi teskari bog'lanishsiz kuchaytirish qurilmasining kuchaytirish ko'effisientidan keskin farq qiladi. Agar kuchaytirish qurilmasi manfiy teskari bog'lanishli bo'lsa, uning kuchaytirish ko'effisientining nisbiy barqarorligi yaxshilanadi. Misol uchun  $K\beta > 1$  bo'lsa, kuchaytirish ko'effisientining nobarqarorligi  $K\beta$  marta kichiklashadi. Teskari bog'lanishli kuchaytirish qurilmasi kuchaytirish ko'effisienti faqat  $\beta$  qiymati orqali aniqlanadi, teskari bog'lanish zanjiri bo'lmagan kuchaytirish qurilmasi kuchaytirish ko'effisienti  $K$  ga bog'liq bo'lmaydi.

### 9.7.3. Kuchaytirish qurilmasi amplituda-chastota xarakteristikasini tekislash (korreksiya qilish)

Mantiy teskari bog'lanish orqali kuchaytirish qurilmasi amplituda-chastota xarakteristikasining turli chastotalarda nisbiy o'zgarishini kamaytirishi, ya'ni uning AChXsini tekislashi mumkin.

Rezonansli kuchaytirgich chastotalar uzatish ko'effisienti quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\Delta\omega\tau_{ek}}$$

Ushbu kuchaytirish qurilmasiga uzatish ko'effisienti chastotaga bog'liq bo'lmagan teskari manfiy bog'lanish zanjirini kiritish natijasida uning kompleks kuchaytirish ko'effisientini aniqlaymiz:

$$K_{\tau n}(j\omega) = \frac{K_0}{1 + K(j\omega)\beta} = \frac{\frac{K_0}{1 + j\Delta\omega\tau_{ek}}}{1 + \frac{K_0}{1 + j\Delta\omega\tau_{ek}}\beta} = \frac{K_0}{1 + K_0\beta + j\Delta\omega\tau_{ek}} \quad (9.32)$$

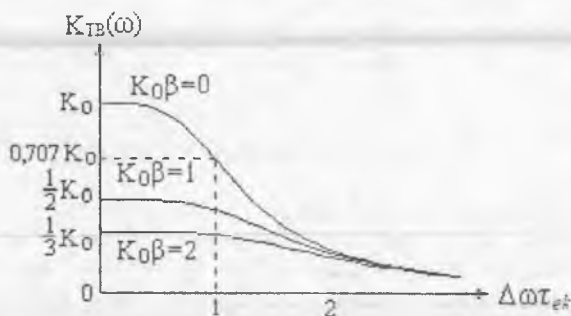
Shunday qilib, teskari manfiy bog'lanishli kuchaytirish qurilmasining kuchaytirish ko'effisienti moduli quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$K_{\tau n}(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{(1 + K_0\beta)^2 + (j\Delta\omega\tau_{ek})^2}}$$

9.12-rasmda  $K_0\beta$  ning turli qiymatlari uchun kuchaytirish qurilmasining AChXsi keltirilgan. AChX grafiklaridan ko'rinadiki, manfiy teskari bog'lanishli



kuchaytirish qurilmasining AChXsi teskari bog'lanishsiznikiga nisbatan tekisroq. Kuchaytirish qurilmasi AChXsining tekislashishi uning kuchaytirish koeffitsientini kamayishiga olib keladi, bu esa teskari manfiy bog'lanishning ta'siri natijasi hisoblanadi.



9.12-rasm.  $K_0\beta$  ning turli qiymatlari uchun kuchaytirish qurilmasining AChXsi

#### 9.7.4. Kuchaytirish qurilmalaridagi noxiziqli buzilishlarni teskari bog'lanish yordamida kamaytirish

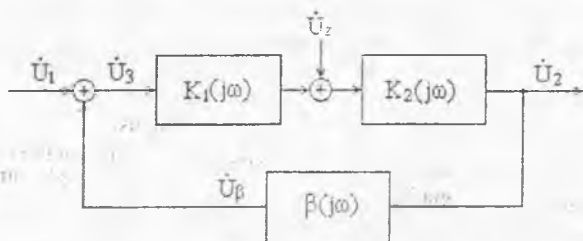
Radiotexnik qurilmalardagi passiv va aktiv elementlarning VAXsi noxiziqli ekanligi natijasida chiqish signali spektri kirish signali spektriga qaraganda boyiydi, bu noxiziqli buzilishlarga sabab bo'ladi.

Bir necha kaskadli kuchaytirish qurilmasining ohirgi kaskadi aktiv elementi ichki shovqinlari ham chiqish signalining buzilishiga sabab bo'lishi mumkin. Ushbu buzilishlarga teskari bog'lanishning ta'sirini ko'rib chiqamiz.

Faraz qilaylik, zararli – keraksiz yuqori garmonikalar signali aktiv element ichida paydo bo'lsin. Uning paydo bo'lish joyi aktiv elementni ikkita ketma-ket ulangan qismlari uzatish koeffitsientlari  $K_1(j\omega)$  va  $K_2(j\omega)$  ga bo'ladi (9.13-rasm).

Ushbu qurilmaga teskari manfiy bog'lanish kiritamiz. Buning natijasida zararli signal uchun chastota uzatish koeffitsienti quyidagicha aniqlanadi:

$$K_r(j\omega) = \frac{K_2(j\omega)}{1 + K_1(j\omega)K_2(j\omega)\beta(j\omega)}$$



9.13-rasm. Foydali signal sathini kichiklashtirishga oid

Natijada zararli signal (kirish signali garmonikalari va shovqinlar) sathi ushbu manfiy teskari bog'lanishli qurilma chiqishida, manfiy teskari bog'lanish bo'lmagan holatdagiga nisbatan  $1 + K_1(j\omega)K_2(j\omega)\beta(j\omega)$  marotaga kichik bo'ladi. Ushbu zararli signal sathining kichiklashishi uning signal o'tkazish effektiv polosasi uchun  $K_2(\omega) \gg K_1(\omega)$  bo'lgan holda yanada samarali bo'ladi. Teskari manfiy bog'lanish zanjiri kiritilishi hisobiga foydali signal sathi ham kichiklashadi, ammo bu kichiklashishni signalni teskari bog'lanish zanjiri kirishiga berilguncha yoki uning chiqishidan olgandan so'ng qo'shimcha kuchaytirish hisobiga chiqish signali sathini talab darajasigacha kattalashtirish mumkin.

### 9.7.5. Teskari bog'lanishli qurilmalarning turg'unligi

#### a. Turg'unlik haqida asosiy tushunchalar

Agar har qanday tizim barqaror ishlash holatidan chiqarilganidan so'ng, ushbu barqarorlikdan chiqaruvchi signal ta'siri bartaraf etilgandan so'ng yana o'zining dastlabki barqaror ish holatiga qaytsa bunday tizim (qurilma) turg'un tizim (qurilma) hisoblanadi.

Turg'un tizim (qurilma)larda kirish isgnali nolga teng bo'lsa, chiqish signali harqanday avvalgi gartlardan qat'iy nazar so'nuvchi bo'ladi, ya'ni

$$\lim_{t \rightarrow \infty} s_{ch}(t) = 0, \text{ agar } s_k(t) = 0 \text{ bo'lsa}$$

Teskari bog'lanishdan foydalani tizim (qurilma)ning turg'unligini ta'minlash bilan juda katta bog'liqlikka ega. Tizim (qurilma)ning turg'unligi uning tarkibida reaktiv elementlar (sxema montaji parazit sig'imi, simlar induktivligi, tranzistorlarning elektrodleri orasidagi sig'im), ya'ni energiyani to'plash va fazasini qo'shimcha suruvchi elementlarga bog'liq. Shuning uchun turli radiotexnik zanjirlarni loyihalash va tadqiqi etishda turg'unlikni aniqlash usullari katta ahamiyatga ega.

Hozirda turg'unlikni aniqlashning bir necha mezonlari mavjud bo'lib, shaklan farq qilsa ham mazmunan bir xil. Bu usullarga asos qilib zanjirlardan erkin

(xususiy) tebranishlarni ifodalash imkoniyatini beruvchi bir tarkibli differensial tenglama yechimlarini aniqlash va tahlil etishga asoslangan, ya'ni

$$a_n \frac{d^n u_{ch}(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} u_{ch}(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d u_{ch}(t)}{dt} + a_0 u_{ch}(t) = 0. \quad (9.33)$$

Ma'lumki (9.33) tenglama yechimi quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$u_{ch}(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{p_i t},$$

bunda,  $A_i$  – boshlang'ich shartlar orqali aniqlanadigan o'zgarmas son;

$p_i$  – xarakteristik tenglamaning ildizlari.

$$Q(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0, \quad a_n > 0, \quad a_0 \neq 0, \quad n \geq 1.$$

Umumiy holda xarakteristik tenglamaning ildizlari kompleks son bo'ladi, ya'ni  $p_i = \alpha_i + j\omega_i$ .

Turg'un tizim (qurilma) uchun differensial tenglama yechimlariga kiruvchi eksponentalar so'nuvchi bo'lishi kerak. Bu esa differensial tenglama ildizlari manfiy haqiqiy yoki haqiqiy qismi manfiy bo'lgan kompleks son bo'lishini talab qiladi.

Shunday qilib, chiziqli radiotexnik zanjirlar (tizim, qurilma)ning turg'un bo'lishi uchun quyidagi mezonni keltirish mumkin: xarakteristik tenglamaning ildizlari haqiqiy qismlari manfiy bo'lsa chiziqli zanjir turg'un bo'ladi. Ushbu mezondan foydalanib ikkinchi darajadan yuqori darajali differensial tenglamalar bilan ifodalanuvchi zanjirlar turg'unligini aniqlash murakkab masala hisoblanadi. Shuning uchun xarakteristik tenglamani yechmasdan, har qanday radiotexnik zanjir (tizim, qurilma)ning turg'unligini aniqlash imkoniyatini beruvchi maxsus usullar yaratilgan.

### b) Gurvis turg'unlik mezon

Gurvis turg'unlikni aniqlash mezon algebraik usul hisobalanadi. Bu usuldan foydalanib tizim (qurilma)ning turg'unligi haqida xarakteristik tenglama ildizlarini aniqlamasdan, tenglama koeffitsientlari orasidagi nisbatlarni taqqoslash orqali aniqlanadi.

Xarakteristik tenglamaning ildizlari haqiqiy manfiy bo'lishi uchun quyidagi tengsizliklarning bajarilishi lozim va yetarli hisoblanadi:  $\Delta_1 > 0$ ,  $\Delta_2 > 0$ ,  $\Delta_3 > 0$ , ...,  $\Delta_n > 0$ .

$$\Delta_2 = a_{n-1}; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} \\ a_{n-2} & a_{n-2} \end{vmatrix}, \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & a_{n-3} \\ a_{n-2} & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-2} \end{vmatrix}, \dots$$

Aniqlovchilar ketma-ketligi Gurvis matrisasi asosiy diagonal minorlariga

teng.

$$H = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & a_{n-3} & \dots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & a_n \end{vmatrix}, \quad a_i = 0 \text{ agar } i < 0 \text{ ya } i > n \text{ bo'lsa}$$

$H$  matrisaning ohirgi ustuni noldan farqlanuvchi asosiy diagonalda joylashgan bitta  $a_0$  elementiga ega. Shuning uchun  $\Delta_n = a_0 \Delta_{n-1}$ . Demak turg'unlik shartini quyidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$\Delta_1 > 0, \Delta_2 > 0, \Delta_3 > 0, \dots, \Delta_{n-1} > 0, a_0 > 0.$$

Ushbu mezondan radiotexnik zanjir (tizim, qurilma)ning turg'unligini, uni ifodalovchi differensial tenglamaning koeffitsientlari orqali aniqlash imkonini beradi. Ammo bu usuldan radiotexnik zanjir (tizim, qurilma)ning tajriba yo'li bilan aniqlangan asosiy xarakteristikalari asosida ularning turg'unligini tahlil etishda foydalanib bo'lmaydi. Bundan tashqari radiotexnik zanjir (tizim, qurilma)lar parametrlarining o'zgarishi uning turg'unligiga ta'sirini ham aniqlash mumkin emas.

Misol sifatida musbat teskari bog'lanishli rezonans kuchaytirgichni ko'rib chiqamiz. Bu kuchaytirgich ma'lum shartlar bog'langan holda garmonik tebranishlar avtogenatori vazifasini bajaradi. 9.14-rasmda  $LC$  generator sxemasi keltirilgan.

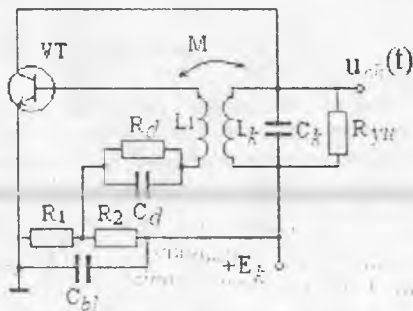
Teskari musbat bog'lanish transformator orqali ta'minlangan rezonans kuchaytirgich uchun differensial tenglama quyidagi ko'rinishga ega:

$$\frac{d^2 u_{ch}(t)}{dt^2} + 2\alpha_{ch} \frac{du_{ch}(t)}{dt} + \omega_c^2 u_{ch}(t) = 0, \quad (9.34)$$

bunda,  $u_{ch}(t)$  – avtogenatori chiqishidagi kuchlanish;

$\omega_c$  – tebranish konturi rezonans chastotasi;

$$\alpha_{ch} = \frac{1}{2C} \left( \frac{1}{R_{av}} - \frac{SM}{L} \right) - \text{ekvivalent so'nish koeffitsienti.}$$



9.14-rasm. LC generator sxemasi

(9.34) differensial tenglamani xarakteristik tenglama ko'rinishida ifodalaymiz.

$$p^2 + 2\alpha_{ekv} p + \omega_r^2 = 0'$$

Gurvis mezoniga asosan quyidagi turg'unlik shartini olamiz:

$$\Delta_1 = 2\alpha_{ekv} > 0; \Delta_2 = \begin{vmatrix} 2\alpha_{ekv} & 0 \\ 1 & \omega_r^2 \end{vmatrix} = 2\alpha_{ekv} \omega_r^2 > 0.$$

Sxema parametrlari orasida quyidagi munosabatlar bajarilgan holda tizim (qurilma) turg'un bo'ladi:

$$\frac{1}{2C} \left( \frac{1}{R_{2W}} - \frac{SM}{L} \right) \omega_r^2 > 0; \quad \frac{1}{R_{2W}} > \frac{SM}{L}; \quad \frac{1}{SR_{2W}} > \frac{M}{L}; \quad \frac{1}{K_0} > \beta.$$

Natijada avtogenerator turg'un generatsiya ish holatida bo'lishi uchun  $K_0\beta < 1$  bo'lishi kerak. Shunday qilib, ushbu musbat teskari bog'lanishli qurilma kuchaytirish rejimida ishlashi uchun  $K_0\beta < 1$  sharti bajarilishi kerak. Agar  $K_0\beta > 1$  bo'lsa, u holda kuchaytirgich avtogenerator holatida ishlaydi, turg'unlik sharti bajarilmaydi.  $K_0\beta = 1$  bo'lsa qurilma turg'unlik chegaraviy holatida bo'ladi.  $K_0\beta > 1$  bo'lsa amplitudalar balansi ashrti bajariladi va qurilma dastlabki stasionar generatsiyasiz ish holatidan generatsiyalash holatiga o'tadi.  $K_0\beta = 1$  bo'lganda qurilma turg'un generatsiyalash stasionar holatga o'tadi.

v) *Naykvist turg'unlik mezonlari*

Naykvist mezonlari chastotaviy mezonlar turiga kiradi. Bu usul orqali turg'unlikni tahlil etish uchun teskari bog'lanish zanjiri bor radiotexnik zanjir (tizim, qurilma) chastota uzatish koeffisientidan foydalaniladi, ya'ni

$$K_{rn}(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{1 - K(j\omega)\beta(j\omega)}$$

Teskari bog'lanish xarakteri (musbat yoki manfiy) va chuqurligi  $1 - K(j\omega)\beta(j\omega)$  orqali aniqlanadi.

Agar  $K(j\omega)\beta(j\omega) \rightarrow 1$  bo'lsa, teskari bog'lanishli radiotexnik tizim (qurilma) turg'unlik chegarasiga yaqinlashadi va  $K(j\omega)\beta(j\omega) > 1$  bo'lsa, u holda radiotexnik qurilma turg'unlikni yo'qotadi va o'z-o'zidan qo'zg'alish, avtogenerator holatiga o'tadi. Shuning uchun ushbu usulga asos qilib quyidagi shartlarni aniqlash geometrik usuli tanlangan:

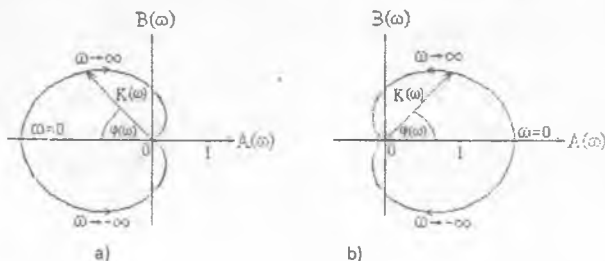
$$K(j\omega)\beta(j\omega) < 1 \text{ va } \varphi(\omega) + \varphi_r(\omega) = 2k\pi.$$

Bu mezonlar asosida turg'unlikni aniqlash uchun teskari bog'lanish zanjiri uzilgan radiotexnik zanjirning  $K_r(j\omega) = K(j\omega)\beta(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega)$  uzatish koeffisienti va qurilgan  $A(\omega)$  va  $B(\omega)$  koordinatalar tizimida  $K_r(j\omega)$  godografi chiziladi.

Naykvist mezonlari quyidagicha ta'riflanadi:

Agar teskari aloqa tizimi uzilgan radiotexnik zanjirning  $A(\omega)$  va  $B(\omega)$  kompleks yuzadagi uzatish koeffisientlari godografi (1,0) nuqtalarni o'z ichiga olmasa, bunday tizim turg'un hisoblanadi.

9.15a-rasmda ikkinchi darajali differensial tenglama bilan ifodalanadigan turg'un tizim godografi keltirilgan va 9.15b-rasmda turg'un bo'lmagan tizim godografi keltirilgan.



9.15-rasm. Turg'un tizim godografi (a) va turg'un bo'lmagan tizim godografi (b)

### g) Mixaylov turg'unlik mezoni

Mixaylov turg'unlik mezoni turg'unlikni analitik usulda aniqlash mezonlari qatoriga kiradi. Bu usuldan foydalanib turg'unlikni aniqlashda teskari bog'lanish zanjiri bor bo'lgan tizim (qurilma) xarakteristik tenglamasidan foydalaniladi, ya'ni

$$Q(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p^1 + a_0$$

Ushbu tenglamaga  $p = j\omega$  ni kiritamiz, bunda  $\omega$  – haqiqiy o'zgaruvchi va quyidagi tenglamani olamiz:

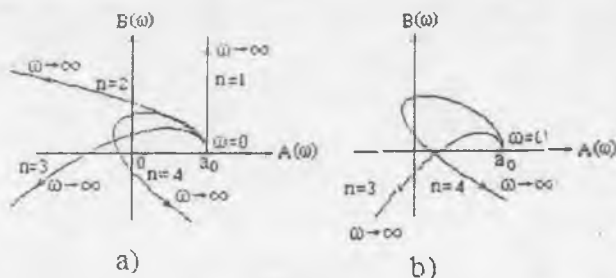
$$Q(j\omega) = a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega)^1 + a_0 = A(\omega) + jB(\omega).$$

$[A(\omega), B(\omega)]$  – kompleks yuzada chastota  $\omega$  ni 0 dan  $\infty$  gacha o'zgartirib  $Q(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega)$  funksiyasidan olingan chiziq Mixaylov godografi deb ataladi.

Mixaylov mezoni quyidagicha ta'riflanadi:

Tizim (qurilma) turg'un bo'lishi uchun  $Q(j\omega)$  funksiyaning  $\omega$  chastotani 0 dan  $\infty$  gacha o'zgargandagi godografi  $\omega = 0$ ,  $Q(j\omega) = a_n$  qiymatlaridagi haqiqiy o'qidan boshlanib soat strelkasi yo'nalishiga teskari yo'nalishda  $n$  ta kompleks yuzalarni ketma-ket o'tishi kerak.

9.16a-rasmda turli differensial tenglamalar bilan ifodalanadigan turg'un tizimlar godograflari keltirilgan, 9.16b-rasmda esa turg'un bo'lmagan tizim godografi keltirilgan.



9.16-rasm. Turg'un tizim godografi (a) va turg'un bo'lmagan tizim godografi (b)

## Nazorat savollari

1. Qanday elektr zanjirlarga chiziqli elektr zanjir(ChEZ)lar deb ataladi?
2. ChEZlarning asosiy xususiyatlari nimalardan iborat?
3. ChEZlarning chastotaviy xarakteristikalarining qanday turlari bor va ular qanday aniqlanadi?
4. Radiotexnik zanjirlarning vaqt xarakteristikalari qanday aniqlanadi va ular qanay fizik ma'noga ega?
5. Kirish signalini differensiallash qanday amalga oshiriladi va bu uchun qanday shartlar bajarilishi lozim?
6. Kirish signalini integrallash qanday amalga oshiriladi va bu uchun qanday shartlar bajarilishi lozim?
7. Past chastota filtri qanday elektrik xossalarga ega?
8. Oddiy tebranish LC konturining asosiy xossalari nimalardan iborat va ular qanday baholanadi?
9. Signal kuchaytirish deganda qanday amalni tushunasiz?
10. Kuchaytirish jarayonini diagrammalar va matematik ifodalar orqali tushuntiring.
11. Past, yuqori va o'rta chastotalarda aperiodik kuchlanish qurilmasida bo'lib o'tadigan jarayonlarni tushuntiring.
12. Rezonans kuchaytirgich ishlash holatini tushuntirib bering va asosiy matematik ifodalarni yozing.
13. Musbat va manfiy bog'lanishlar haqida umumiy tushuncha bering.
14. Musbat va manfiy bog'lanishlardan qanday maqsadlarda foydalaniladi?
15. Funktsional uzal va qurilmalarning turg'unligini aniqlash usullari haqida umumiy tushuncha bering.
16. Gu'vis usulidan foydalanib turg'unlik qanday aniqlanadi?
17. Naykvist usulidan foydalanib turg'unlik qanday aniqlanadi?
18. Mixaylov usulidan foydalanib turg'unlik qanday aniqlanadi?

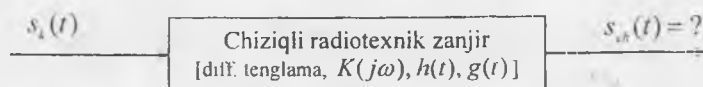


## 10. CHIZIQLI RADIOTEKNIK ZANJIRLARNI TAHLIL ETISHI

### 10.1. Umumiy tushunchalar

Har qanday radiotexnik zanjirni tahlil etish uning chiqishidagi shakllangan signal bilan kirishidagi signal orasidagi bog'liqlikni o'rnatishdan iborat bo'ladi. Umuman radiotexnik zanjirlar turli chiziqli va nochiziqli elementlardan tuzilgan bo'ladi. Bu holat ulardagi o'tish jarayonini tahlil etishni qiyinlashtiradi, chunki bunday nochiziqli elementlar bor radiotexnik zanjirga nisbatan superpozitsiya usulini qo'llab bo'lmaydi. Ammo bir qator masalalarni chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etish usulidan foydalanib yechish mumkin. Bu tur masalalar qatoriga turli radiotexnik qurilmalardan kuchsiz signallarning o'tishini tahlil etishni kiritish mumkin. Kuchsiz signallar uchun nochiziqli elementlar volt-ampere xarakteristikasini chiziqli deb hisoblash mumkin va chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etish usulidan foydalanish mumkin. Bundan tashqari mavjud (real) radiotexnik qurilmalarni o'rganishda absolyut – yuqori darajada aniq natija talab etilmaydi. Tahlil natijasida olingan natijalar radiotexnik qurilma va tizimlardan texnik foydalanishda talab etiladigan aniqlikda va o'lchov asboblarning o'lchash aniqligi bilan chegaralanadi.

Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda masasla quyidagicha qo'yiladi (10.1-rasm).



10.1-rasm. Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda masalaning qo'yilishi

Differensial tenglamasi yoki quyidagi xarakteristikalaridan biri: chastota xarakteristikasi –  $K(j\omega)$ , impuls xarakteristikasi –  $h(t)$  yoki o'tish xarakteristikasi –  $g(t)$  berilgan radiotexnik zanjir kirishiga  $s_i(t)$  signal berilganda uning chiqishidagi signal  $s_o(t)$  ni aniqlash kerak.

Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning bir necha usullari mavjud. Ushbu usullardan qaysi biridan foydalanish radiotexnik zanjir (tizim, qurilma) kirishiga berilayotgan signal turi va radiotexnik tizim (qurilma) bajaradigan vazifa va yana bir qator ko'rsatkichlarga bog'liq. Ko'p hollarda aniq yoki taqribiy usullardan foydalaniladi. Taqribiy usuldan foydalanilganda kirish signalining va radiotexnik zanjirning o'ziga xos xususiyatlari e'tiborga olinadi.

Radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning aniq usullari:

1. An'anaviy usul yoki differensial tenglamalardan foydalanish usuli;
2. Spektral usul yoki uning turlaridan biri bo'lgan operator usuli;

3. Integrlarni qo'shish yoki Dyamel integrali usuli deb nomlanadigan vaqt usuli.

Radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning taqribiy usullari:

1. Taqribiy spektral usul;
2. Kompleks o'rovchi usuli;
3. Oniy chastota usuli.

Quyida ushbu radiotexnik zanjirlarni aniq va taqribiy tahlil etish usullarini alohida-alohida ko'rib chiqamiz.

## 10.2. Radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning aniq usullari

### 10.2.1. Radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda foydalaniladigan an'anaviy, differensial tenglamalardan foydalanish usuli

An'anaviy -- differensial tenglamalardan foydalanish usuli tahlil etiladigan radiotexnik zanjir uchun uni ifodalaydigan differensial tenglamani tuzish va uni berilgan kirish signaliga mos keluvchi yechimini aniqlashdan iborat.

Differensial tenglama Kirxgof qonuni asosida  $R$ ,  $L$  va  $C$  lar orqali o'tuvchi tok va ularga qo'yilgan kuchlanishlarni e'tiborga olingan holda tuziladi, ya'ni

$$i_R(t) = \frac{u_R(t)}{R}; \quad i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt; \quad i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt};$$

$$u_R(t) = i_R(t)R; \quad u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}; \quad u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt. \quad (10.1)$$

Natijada differensial tenglamaning umumiy ko'rinishi quyidagicha bo'ladi:

$$\sum_{k=0}^n a_k \frac{d^k s_{ch}(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k s_e(t)}{dt^k}, \quad (10.2)$$

bunda,  $a_k$  va  $b_k$  – radiotexnik zanjir strukturasi va undagi element ( $R$ ,  $L$  va  $C$ ) larga bog'liq.

(10.2) differensial tenglamadagi eng yuqori darajadagi hosila radiotexnik zanjir tartibini bildiradi. Bundan tashqari, agar kirish signali berilgan bo'lsa, u holda tenglamaning o'ng tomoni ma'lum funksiya hisoblanadi.

Differensial tenglamaning yechimi ikki qismdan iborat bo'ladi, ya'ni

$$s_{ch}(t) = s_{ch,sv}(t) + s_{ch,u}(t),$$

bunda,  $s_{ch,sv}(t)$  – o'tish jarayonini ifodalovchi chiqish signali erkin tashkil etuvchisi bo'lib, u bir tarkibli differensial tenglamaning yechimi hisoblanadi, ya'ni

$$\sum_{k=1}^n a_k \frac{d^k s_{\text{ch}}(t)}{dt^k} = 0.$$

$s_{\text{ch}}(t)$  – chiqish signali majburiy tashkil etuvchisi bo'lib, stasionar (o'tish jarayoni tugagandan so'nggi) jaravonni bildiradi va differensial tenglamaning ma'lum bir boshlang'ich shartlaridagi xususiy yechimi hisoblanadi.

Ushbu usulning asosiy kamchiligi signalning har bir yangi qiymati va chastotasi uchun o'zgarishi bilan differensial tenglamaning yechimini qaytaidan aniqlash kerak bo'ladi. Bu usuldan asosan ikkinchi tartibli differensial tenglama orqali ifodalanadigan radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda va juda kam holatlarida uchinchi tartibli differensial tenglamalar orqali ifodalangan radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda foydalaniladi.

### 10.2.2. Spektral usul

Spektral usul signal hamda radiotexnik zanjirlarning chastotaviy xususiyatlari va bu zanjirlarga hisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llashga asoslangan. Signalning chastotaviy xususiyati uning chastotalar spektri orqali va radiotexnik zanjirning xususiyati uning amplituda-chastota xarakteristika si orqali baholanadi. Signal spektri turli chastotalarga ega bo'lgan garmonik tashkil etuvchilardan iborat bo'lagani uchun, radiotexnik zanjirni tahlil etishni ularga sinusoidal signal ta'sir etganda chiqish signali stasionar (barqarorlashgan) holatini tahlil etishdan iborat bo'ladi.

#### *Davriy signalni chiziqli radiotexnik zanjir orqali o'tishi*

Spektral tashkil etuvchilarga Fure qatori asosida yoyilgan davriy signalning kompleks ko'rinishi quyidagicha ifodalanadi:

$$s_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_{k,k} e^{j\omega_k t}, \quad (10.3)$$

bunda,  $\dot{C}_{k,k} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_k e^{-j\omega_k t} dt$  – kirish signali  $k$ -chi garmonik tashkil etuvchisining amplitudasi.

Radiotexnik zanjir chiqishidagi kirish signali  $k$ -chi garmonikasiga mos keluvchi tashkil etuvchisi ushbu  $k$ -chi garmonikasi kompleks amplitudasini radiotexnik zanjir AChXsining kirish signali  $k$ -chi garmonikasiga mos qiymatiga ko'paytmasi shaklida aniqlanadi. Shunday qilib,

$$\dot{C}_{\text{ch},k} = C_{k,k} K(jk\omega_1) = C_{k,k} e^{j\varphi_k} K(k\omega_1) e^{-j\varphi(k\omega_1)} = C_{\text{ch},k} e^{j\varphi_{k,k}}, \quad (10.4)$$

bunda,  $\bar{C}_{ch,k} = \bar{C}_{k,k} K(jk\omega_1)$  va  $\varphi_{ch,k} = \varphi_{k,k} + \varphi(k\omega_1)$  – chiqish signali  $k$ -chi garmonikasining amplitudasi va fazasi.

(10.4) ifodaga va superpozitsiya usuliga asoslanib, radiotexnik zanjir chiqishidagi signalni aniqlaymiz:

$$s_{ch}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \bar{C}_{k,k} K(k\omega_1) e^{jk\omega_1 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \bar{C}_{ch,k} e^{jk\omega_1 t}. \quad (10.5)$$

Shunday qilib, chiziqli radiotexnik zanjir chiqishidagi signal spektrini uning kirishidagi signal spektrini radiotexnik zanjirning kirish davriy signali spektrining tashkil etuvchilariga mos chastotalardagi uzatish koeffitsientlariga ko'paytirish orqali aniqlash mumkin.

### *Davriy bo'lmagan signalni chiziqli radiotexnik zanjirdan o'tishi*

Davriy bo'lmagan – nodavriy signalning spektrini (spektri zichligini) Fure to'g'ri almashtirishidan foydalanib aniqlaymiz:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (10.6)$$

O'z navbatida teskari Fure almashtirishidan foydalanib, signal  $s(t)$  ni uning spektri orqali aniqlash mumkin, ya'ni

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.7)$$

(10.7) ifodadan ko'rinadiki  $s(t)$  signalni cheksiz ko'p sonli so'nmas va chastotalari bir-biriga cheksiz yaqin bo'lgan cheksiz kichik  $\frac{1}{2\pi} S(j\omega) d\omega$  kompleks amplitudali garmonik tebranishlar yig'indisi sifatida qarash mumkin. Yuqoridagi holatda  $s(t)$  signal uchun hisoblashda stasionar (o'tish jarayoni tugallangan) usulni qo'llash mumkin.

Biz tahlil qilayotgan masalada, kirish signalining har bir garmonik tashkil etuvchisi chiqish signalining kompleks amplitudali mos garmonik tashkil etuvchisining paydo bo'lishiga sabab bo'ladi, ya'ni

$$\frac{1}{2\pi} S_{ch}(j\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} S_k(j\omega) K(j\omega) d\omega. \quad (10.8)$$

(10.8) ifoda asosida chiqish signali spektri zichligi uchun quyidagi ifodani yozish mumkin

$$S_{ch}(j\omega) = S_k(j\omega)K(j\omega). \quad (10.9)$$

(10.9) ifoda ushbu tahlil etilayotgan chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning asosini tashkil etadi.

Shunday qilib, chiqish signali spektri zichligi kirish signali spektri zichligi bilan chiziqli radiotexnik zanjir amplituda-chastota xarakteristikasining ko'paytmasiga teng bo'ladi.

Chiqish signali (10.9) ifodadan va Fure teskari almashtirishidan foydalanib, cheksiz ko'p sonli harmonik tashkil etuvchilari yig'indisi sifatida aniqlanadi:

$$s_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ch}(j\omega) e^{j\omega t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_k(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} dt. \quad (10.10)$$

Yuqoridagilar asosida, spektral usuldan foydalanib chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etish uchun quyidagi tariqibni, ketma-ketlikni tavsiya etish mumkin.

1. Kirish signalining spektri zichligi  $S_k(j\omega)$  ni (10.6) ifoda orqali aniqlash.
2. Radiotexnik zanjirning amplituda-chastota xarakteristikasini Kirxgof qonuni, kontur toklar, tugun potentsiallari, integral to'plash, zanjir differensial tenglamasi va boshqa usullarning biridan foydalanib aniqlash.
3. (10.9) formula orqali chiqish signali spektri zichligi  $S_{ch}(j\omega)$  ni hisoblash;
4. (10.10) formula orqali chiqish signali  $s_{ch}(t)$  ni aniqlash.

Ba'zi hollarda Laplas almashtirishiga asoslanib, operator usulidan foydalanish ma'qul hisoblanadi. Bunda haqiqiy o'zgaruvchi  $t$  funksiyasi kompleks chastota funksiyasiga, ya'ni  $p = \sigma + j\omega$  bilan almashtiriladi. Bu usuldan qo'llanilganda Laplas almashtirishi usulidan foydalaniladi:

$$F(p) = \int_0^{\infty} s(t) e^{-pt} dt \quad \text{va} \quad s(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\omega}^{c+j\omega} F(p) e^{pt} dp. \quad (10.11)$$

Laplas almashtirishidan foydalanilganda  $s(t)$  – original (asosiy ko'rinish) deb ataladi va  $F(p)$  asosiy ko'rinishning tasviri deb ataladi. (10.11) ifodalardan ko'rinadiki, Fure almashtirishini Laplas almashtirishidagi  $p$  ni  $j\omega$  ga almashtirish orqali olish mumkin, bunda integrallash chegaralarini ham mos ravishda almashtirish kerak bo'ladi. Laplas almashtirishi Fure almashtirishining umumlashtirilgan shakli bo'lgani uchun unga Fure almashtirishining hamma xossalarini tadbiq etish mumkin. Operator usulida radiotexnik zanjirning chastota xarakteristikasi Fure almashtirishidagi  $j\omega$  ni kompleks o'zgaruvchi  $p = \sigma + j\omega$  ga almashtirish orqali amalga oshiriladi, ya'ni

$$K(p) = [K(j\omega)]_{j\omega = \sigma + j\omega} \quad (10.12)$$

Chiqish signali spektri  $S_{ch}(j\omega)$  uchun keltirilgan (10.9) ifoda operator usulida quyidagi ko'rinishni oladi:

$$F_{ch}(p) = F_k(p)K(p) \quad (10.13)$$

Operator usulidan foydalanib, turli signallarni tahlil etish mumkin. Ushbu signallar qatoriga absolyut integrallanish talabini qanoatlantirmagan signallar signallar ham kiradi. Matematik ma'lumotlarda asosiy ko'rinishlarni ularning tasvirlariga almashtirish jadvallari keltirilgan.

Spekr va operator usulidan foydalanib chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishdan aloqa va boshqaruv tizimlariga oid bir qator masalalarni yechish mumkin. Bunda yuqori tartibli xarakteristik tenglamaning ildizlarini hisoblash kabi qiyin masalani yechish talab etilmaydi. Chastotaviy usul radiotexnik zanjir differensial tenglamasi umuman noma'lum bo'lgan hollarda, tizim dinamik xossalarni sifat darajasida aniqlash bilan chegaralanish imkoniyatini beradi.

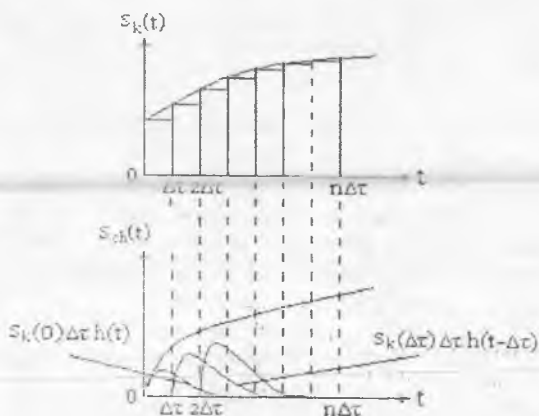
### 10.2.3. Integrallarni qo'shish yoki Dyamel integrali usuli (vaqt usuli)

Vaqt usuli – bu integrallarni qo'shish yoki Dyamel integrali usuli radiotexnik zanjirning impuls xarakteristikasi  $h(t)$  dan, ya'ni zanjirning vaqt xarakteristikasidan foydalanishga asoslangan. Impuls xarakteristikasi – bu radiotexnik zanjirning  $\delta(t)$  funksiyaga aks ta'siri.  $\delta$ -funksiya – bu cheksiz katta amplitudali, nolga teng davomiylikka va yuzasi 1 ga teng bo'lgan signal modeli.

Murakkab shakldagi kirish signali  $s_k(t)$  ni bir xil  $\Delta\tau$  davomiylikka ega bo'lgan to'rtburchak ko'rinishidagi impulslar ketma-ketligi deb tasavvur qilamiz (10.2-rasm).

Radiotexnik zanjirning  $k\Delta\tau$  ( $k=1, 2, \dots, n$ ) vaqt onlaridagi aks ta'siri bu  $h(t - k\Delta\tau)$  impuls xarakteristikalari hisoblanadi (impulslarning yuzasi birga teng bo'lgan holda). Kirish impulslari yuzalari  $s_k(k\Delta\tau)\Delta\tau$  bo'lsa, u holda chiqish signali – aks ta'sir signali  $s_k(k\Delta\tau)\Delta\tau h(t - k\Delta\tau)$  bo'ladi. O'z navbatida chiqish signali  $t = k\Delta\tau$  vaqtda,  $0 \dots \tau$  vaqtlar oralig'ida unga ta'sir etgan  $n$  ta kirish impulslariga aks ta'siri yig'indisiga teng bo'ladi, ya'ni

$$s_{ch}(t) = \sum_{k=0}^n s_k(k\Delta\tau)\Delta\tau h(t - k\Delta\tau) \quad (10.14)$$



10.2-rasm. Murakkab shakldagi kirish signalini to'rtburchak ko'rinishidagi impulslar ketma-ketligi sifatida tasvirlash

$\Delta\tau \rightarrow 0$  bo'lgan holda (10.14) ifodadagi yig'indi (summa) belgisini  $\tau = k\Delta\tau$  o'zgaruvchi bo'yicha integrallash amaliga almashtirish mumkin, bu holda

$$s_{ch}(t) = \int_0^t s_k(\tau) h(t - k\Delta\tau) d\tau. \quad (10.15)$$

Shunday qilib, har bir onda chiziqli radiotexnik zanjir chiqishidagi signal qiymati uning kirishidagi signal oniy qiymatining miqdoriy koeffisientga ko'paytmalarining yig'indisi deb hisoblash mumkin. Miqdoriy koeffisient – bu radiotexnik zanjirning impuls xarakteristikasi.

Haqiqiy, fizik mavjud signallar uchun  $t < 0$  bo'lganda  $h(t) = 0$  bo'ladi va (10.15) ifodani quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$s_{ch}(t) = \int s_k(\tau) h(t - \tau) d\tau = s_k(t) \otimes h(t). \quad (10.16)$$

$s_{ch}(t)$  uchun olingan (10.16) ifoda yig'ish integrali yoki Dyamel integrali deb ataladi. Matematikada ushbu olingan ifoda ikki funktsiyaning o'rami deb ataladi. Shunday qilib, chiziqli radiotexnik zanjir chiqishidagi signal kirish signalining ushbu zanjir impuls xarakteristikasi bilan o'ramiga teng.

Ba'zan Dyamel integralining boshqa ko'rinishidagi yozuvidan foydalaniladi, bunda o'zgaruvchi  $\tau$  ni  $t - \tau$  ga almashtiriladi:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t-\tau)h(\tau)d\tau. \quad (10.17)$$

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, Dyamel integralini spektr usuliga asoslanib radiotexnik zanjirni tahlil etish orqali  $S_{ch}(j\omega) = S_k(j\omega)K(j\omega)$  ifodadan keltirib chiqarish mumkin. Buning uchun Fure almashtirishi xossalariidan foydalanamiz hamda radiotexnik zanjirning chastota va impuls xarakteristikalari bir-biri bilan to'g'ri va teskari Fure almashtirishlari orqali bog'liqligini, shu bilan birga  $K(j\omega)$  ni impuls xarakteristikasi ko'rinishidagi signal  $h(t)$  ning spektri zichligi deb tushunamiz.

Fure almashtirishi xossasidan ma'lumki, ikki spektr ko'paytmasiga ushbu spektrlarga tegishli signallarning o'rami mos keladi. Shunday qilib, quyidagi qisqa ifodalar orqali  $s_k(t)$ ,  $h(t)$ ,  $K(j\omega)$ ,  $S_k(j\omega)$  lar orasidagi bog'lanishlarni aks ettirish mumkin:

$$\begin{aligned} s_k(t) &\leftrightarrow S_k(j\omega); \\ h(t) &\leftrightarrow K(j\omega); \end{aligned}$$

---


$$s_k(t) \otimes h(t) \leftrightarrow S_k(j\omega)K(j\omega).$$

Natijada  $S_{ch}(j\omega) = S_k(j\omega)K(j\omega)$  - chiqish signali spektriga chiqish signali vaqt funksiyasi

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t-\tau)h(\tau)d\tau \text{ mos keladi.}$$

### 10.3. Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning taqribiy usullari

#### 10.3.1. Taqribiy spektral usul

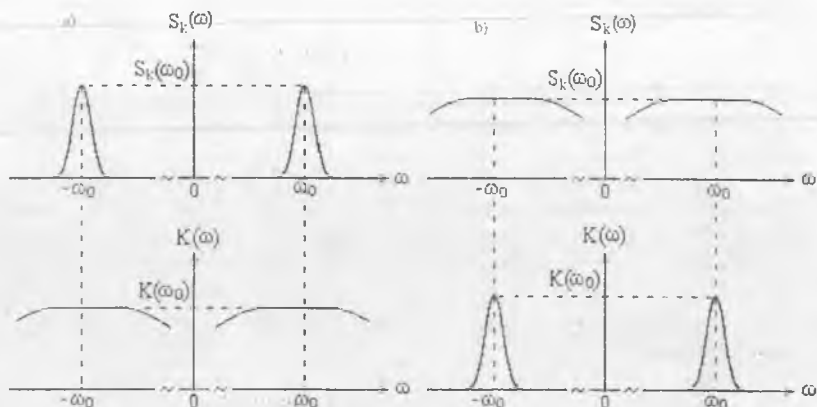
Taqribiy spektral usuldan radiotexnik zanjir (tizim, qurilma)ga ta'sir etayotgan signal spektri kengligi  $\Delta\omega_s$  ushbu radiotexnik zanjir signal chastotalarini o'tkazish polosasi  $\Delta\omega_{ot}$  ga nisbatan ancha farq qilgan holda foydalaniladi. Boshqacha qilib aytganda, ushbu usuldan keng polosali radiotexnik zanjir yoki qurilmadan spektri kengligi tor bo'lgan ( $\Delta\omega_s \ll \Delta\omega_{ot}$ ) va keng polosali signal tor polosali radiotexnik zanjirdan o'tgan holda ( $\Delta\omega_s \gg \Delta\omega_{ot}$ ) foydalaniladi.



*a. Tor polosali signalni keng polosali radiotexnik zanjirdan o'tishi tahlili*

Ushbu muammo amaliyot nuqtai nazaridan katta ahamiyatga ega, chunki radiotexnik qurilmalarga ta'sir etadigan signal va xalaqitlarni tor polosali signallar toifasiga kiritish mumkin.

Chastotalar xarakteristikasi  $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$  bo'lgan keng polosali radiotexnik zanjir (qurilma)ni tahlil etamiz. Keng polosali radioqurilma kirishiga spektri polosasi tor bo'lgan  $S_k(j\omega) = S_k(\omega)e^{j\varphi_s(\omega)}$  signal beriladi, bu signalning amplituda spektri uncha katta bo'lmagan polosada. signal markaziy chastotasi  $\omega_0$  atrofida joylashgan (10.3a-rasm).



10.3-rasm. Taqribiy spektral usulni tushuntirish

Radiotexnik qurilma (zanjir) chiqish signali quyidagiga teng bo'ladi:

$$s_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_k(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.18)$$

Umumiy holda (10.18) ifodadagi integralni hisoblash ma'lum darajada murakkab bo'lishi mumkin. Ammo qo'yilgan masala sharti uchun hisoblashni osonlashtirish mumkin.

10.3a-rasmdan ko'rinadiki, kirish signali  $S_k(\omega)$  amplituda spektri atrofida radiotexnik zanjir amplituda-chastota va faza-chastotasi juda kichik miqdorda o'zgaradi. Shuning uchun quyidagi ifodani yozish mumkin:

$$K(j\omega) = K(j\omega_0) = K(\omega_0)e^{j\varphi(\omega_0)}, \quad (10.19)$$

bunda,  $K(\omega_0)$  – radiotexnik zanjirning rezonans chastotasidagi uzatish koefitsienti.

U holda chiqish signali uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$s_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_k(j\omega) K(\omega_0) e^{j\omega t} e^{-j\omega_0 t} d\omega;$$

$$s_{ch}(t) = K(\omega_0) e^{j\omega_0 t} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_k(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = K(\omega_0) s_k(t) e^{j\omega_0 t}. \quad (10.20)$$

Va nihoyat

$$s_{ch}(t) = K(j\omega_0) s_k(t). \quad (10.21)$$

Yuqoridagi olib borilgan tahlillar asosida quyidagi xulosani chiqarish mumkin.

Tor polosali signal keng polosali radiotexnik qurilma (zanjir)dan o'tishi natijasida o'z shaklini o'zgartirmaydi. Faqat chiqish signalining amplitudasi o'zgaradi, boshlang'ich fazasi esa juda kam miqdorda o'zgarishi mumkin. Bu xulosani 10.3a-rasmdagi chizmalar asosida chiqarishimiz mumkin. Keng polosali radiotexnik zanjir (qurilma) kirish signalining barcha spektral tashkil etuvchilarini faqat amplitudasi o'zgartirishi, fazasini esa juda kichik miqdorga chiziqli bog'liqlikda surishi mumkin.

*b. Keng polosali signalni tor polosali radiotexnik zanjir (qurilma) orqali o'tishi*

Ushbu holat ham amalda katta ahamiyatga ega, chunki tor polosali zanjir (qurilma) kirishiga spektri polosasi juda keng bo'lgan impuls ko'rinishidagi xalaqit yoki keng polosali fluktuasion xalaqit ta'sir etishi mumkin.

Kirishiga keng polosali spektri zichligi  $S_k(j\omega)$  bo'lgan chastota xarakteristikasi  $K(j\omega)$  bo'lgan tor polosali radiotexnik zanjir (qurilma)ni tahlil etamiz. Tor polosali radiotexnik zanjir (qurilma) keng polosali signalning faqat markaziy chastota  $\omega_0$  atrofidagi spektral tashkil etuvchilarini ajratuvi uzatadi.

10.3b-rasmdan ko'rinadiki, radiotexnik zanjirning chastotalar o'tkazish polosasida kirish signali amplituda spektri  $S_k(j\omega)$  sezilarsiz darajada o'zgaradi. Yuqoridagilarni e'tiborga olib, quyidagi ifodalarni keltirish mumkin:

$$S_k(j\omega) = S_k(j\omega_0) = S_k(\omega_0) e^{j\omega_0 t}, \quad (10.22)$$

bunda,  $S_k(\omega_0)$  – kirish signalining  $\omega_0$  chastotadagi spektral tashkil etuvchisi amplitudasi.

U holda

$$s_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_k(\omega_0) e^{j\omega_0 t} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega;$$

$$s_{ch}(t) = S(\omega_0) e^{j\omega_0 t} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_k(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = S(\omega_0) h(t) e^{j\omega_0 t}. \quad (10.23)$$

Va nihoyat chiqish signali uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$s_{ch}(t) = S(j\omega_0) h(t). \quad (10.24)$$

Yuqorida keltirilgan tahlillar asosida quyidagi xulosani chiqarish mumkin.

Tor polosali radiotexnik zandir (qurilma)ning keng polosali signalga aks ta'siri uning impuls xarakteristikasi  $h(t)$  orqali aniqlanadi. Tor polosali radiotexnik zanjir faqat o'zining amplituda-chastota xarakteristikasiga mos keluvchi keng polosali kirish signali spektri tashkil etuvchilarini o'tkazadi, bunga esa vaqt bo'yicha impuls xarakteristikasi  $h(t)$  mos keladi.

### 10.3.2. Kompleks o'rovchi usuli

Axborot uzatishda signallarga ishlov berish jarayonida signalning tarkibini to'liq saqlab qolish zarur emas. Modulyatsiyalangan kirish signalining uzatilayotgan xabar signaliga mos ravishda o'zgaruvchi modulyatsiyalangan parametri (amplitudasi, chastotasi va fazasi)ni o'zgarimas holda saqlash kerak bo'ladi. Bu holat modulyatsiyalangan signalni radiotexnik zanjirdan o'tishini tahlil etishni nisbatan osonlashtiradi.

Ko'p hollarda xabar uzatishda foydalaniladigan signallar tor polosali signal toifasiga kiradi. Bunday signallarni tor polosali radiotexnik zanjir (qurilma)lardan o'tishini tahlil etishda analitik signal tushunchasidan foydalanamiz va quyidagi ifodani keltiramiz:

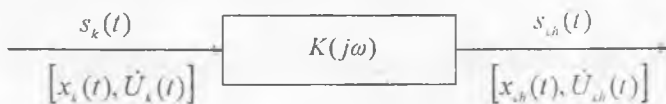
$$x(t) = s(t) - j s^*(t) = \hat{U}(t) e^{j\omega_0 t}, \quad (10.25)$$

bunda,  $s^*(t)$  – asosiy, haqiqiy signal  $s(t)$  ga Gilbert almashtirishini qo'llash orqali olingan signal;  $\hat{U}(t) = U(t) e^{j\varphi(t)}$  – signal amplitudasi va fazasining o'zgarish qonuni haqidagi axborotni o'zida jamlagan kompleks o'rovchi.

Shunday qilib, ko'rilayotgan masala kirish signali kompleks o'rovchisini chiziqli radiotexnik zanjirdan o'tishini aniqlash masalasiga o'xshash tahlil etiladi. Bu holda masalani spektr yoki vaqt usulidan foydalanib tahlil etish mumkin.

a. Kompleks o'rovchini spektral usul asosida tahlil etish

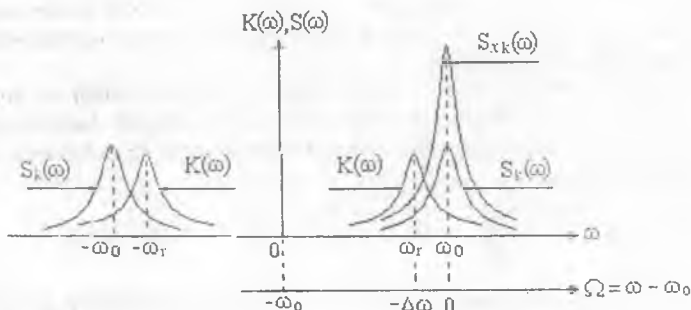
Masalani 10.4-rasmda keltirilgan analitik signal va tegishli spektr zichliklari uchun belgilash va bog'lanishlardan foydalanib yechish mumkin.



$$\begin{aligned} x_k(t) &= \dot{U}_k(t)e^{j\omega_0 t}; & x_{ch}(t) &= \dot{U}_{ch}(t)e^{j\omega_0 t}; \\ s_k(t) &\leftrightarrow S_k(j\omega); & s_{ch}(t) &\leftrightarrow S_{ch}(j\omega); \\ X_k(t) &\leftrightarrow S_{x_k}(j\omega); & X_{ch}(t) &\leftrightarrow S_{x_{ch}}(j\omega); \\ \dot{U}_k(t) &\leftrightarrow S_{U_k}(j\omega); & \dot{U}_{ch}(t) &\leftrightarrow S_{U_{ch}}(j\omega). \end{aligned}$$

10.4-rasm. Signal va spektrning belgilanishlari

Umuman olganda, radiotexnik zanjirning AChXsi markaziy chastotasi  $\omega$ , kirish signali amplituda spektri markaziy chastotasi  $\omega_0$  ga mos (teng) bo'lmisligi mumkin (10.5-rasm). Ammo tahlillarni soddalashtirish uchun  $\omega_r = \omega_0$  deb olish mumkin. So'ngra olingan natijani  $\omega, \neq \omega_0$  holatga ham ba'zi tuzatishlar bilan tatbiq etish mumkin.



10.5-rasm. Signal amplituda spektri va radiotexnik zanjir AChXsi

Spektral usuldan foydalanib kompleks o'rovchi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$s_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{x_{ch}}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{x_k}(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.26)$$

Analistik signal spektri va kompleks o'rovchi spektri orasidagi bog'liqlikdan foydalanib quyidagi ifodani olamiz:

$$S_{x_s}(j\omega) = S_{U_s}[j(\omega - \omega_0)] \quad (10.27)$$

U holda

$$x_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_s}[j(\omega - \omega_0)] K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.28)$$

Yangi o'zgaruvchi  $\Omega = \omega - \omega_0$  ni kiritamiz. U holda  $x_{ch}(t)$  uchun ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$x_{ch}(t) = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_s}[j\Omega] K[j(\Omega + \omega_0)] e^{j\Omega t} d\Omega \right] e^{j\omega_0 t}. \quad (10.29)$$

$x_{ch}(t) = \bar{U}_{ch}(t) e^{j\omega_0 t}$  va  $\Omega$  ni  $\omega$  ga almashtirib, kompleks o'rovchi  $\bar{U}_{ch}(t)$  uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\bar{U}_{ch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_s}(j\omega) K_{rch}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (10.30)$$

bunda,  $K_{rch}(j\omega) = K[j(\omega + \omega_0)]$  – radiotexnik zanjirning past chastota analogi (ekvivalenti) chastota karakteristikasi.

(10.30) ifoda radiotexnik zanjir kirishidagi signal kompleks o'rovchisi spektrining Fure teskari almashtirishi hisoblanadi. Bu esa kompleks o'rovchi spektri uchun quyidagi ifodani yozishni taqazo qiladi:

$$S_{U_{ch}}(j\omega) = S_{U_s}(j\omega) K_{rch}(j\omega). \quad (10.31)$$

Ohirgi olingan (10.31) ifodadan ko'rinadiki, chiqish signali kompleks o'rovchisi spektri zichligi  $S_{U_{ch}}(j\omega)$  kirish signali kompleks o'rovchisi spektri zichligi  $S_{U_s}(j\omega)$  ni radiotexnik zanjirning past chastotadagi analogi chastota karakteristikasi  $K_{rch}(j\omega)$  ga ko'paytirish orqali amalga oshiriladi.

Olingan natijani umumlashtirib, davriy signal kompleks o'rovchisi spektrini aniqlash mumkin. Bunda shuni unutmashlik kerakka, chiziqli radiotexnik zanjir chiqishidagi davriy signal spektrini uning kirishidagi signal spektrini radiotexnik

zanjirning past chastotadagi analogining tegishli chastotalardagi chastota xarakteristikasi quyidagilarga ko'paytirish orqali aniqlanadi.

Ushbu usuldan foydalanib chiqish signali  $x_{ch}(t)$  ni aniqlash quyidagi ketma-ketlikda bajariladi.

1. Kirish analitik signali  $x_k(t) = \dot{U}_k(t)e^{j\omega_0 t}$  aniqlanadi.
2. (10.27) formula asosida Fure almashtirishidan foydalanib, kirish signali kompleks o'rovchisi spektri  $S_{x_k}(j\omega)$  hisoblanadi.
3. Radiotexnik zanjirning past chastotadagi analogi chastota xarakteristikasi  $K_{pch}(j\omega) = K[j(\omega + \omega_0)]$  aniqlanadi.
4. (10.31) formuladan foydalanib, chiqish signali spektri  $S_{r_{ch}}(j\omega)$  hisoblanadi.
5. (10.30) formuladan foydalanib, chiqish signali kompleks o'rovchisi  $\dot{U}_{ch}(t)$  aniqlanadi.
6. Analitik signal ifodasi  $x_{ch}(t) = \dot{U}_{ch}(t)e^{j\omega_0 t}$  dan foydalanib, chiqish signali kompleks o'rovchisi va u orqali chiqish signali  $s_{ch}(t) = \dot{U}_{ch}(t)\cos\omega_0 t$  aniqlanadi.

Kirish signali amplituda spektri markaziy chastotasi  $\omega_0$  va radiotexnik zanjir markaziy chastotasi  $\omega_r$  orasidagi farq  $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_r \neq 0$  bo'lgan holda va  $\Delta\omega$  radiotexnik zanjir chastotalar o'tkazish polosasi ichida bo'lgan holda chiziqli radiotexnik zanjirning past chastotali analogi chastota xarakteristikasi quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$K[j(\omega + \omega_0)] = K[j(\omega + \omega_0 + \Delta\omega)]$$

#### b. Kompleks o'rovchini vaqt funksiyasi shaklida tahlil qilish

Haqiqiy radiotexnik zanjir (qurilma)ning impuls xarakteristikasi uning chastota xarakteristikasi bilan to'g'ri va teskari Fure almashtirishi orqali bir-biriga bog'liq, ya'ni

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (10.32)$$

Impuls xarakteristikasi  $h(t)$  uchun analitik funksiya — bu  $x_h(t) = h(t) + jh^*(t)$  ko'rinishidagi kompleks son bo'lib,  $h^*(t)$  — impuls xarakteristikasi  $h(t)$  dan Gilbert almashtirishi natijasi.

Haqiqiy signal spektri va unga moslashgan analitik signal spektri orasidagi bog'liqlikdan foydalanib, impuls xarakteristikasining analitik funksiyasi  $x_h(t)$  uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$x_h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.33)$$

Natijada

$$h(t) = 2\text{Re} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right] \quad (10.34)$$

bo'ladi.

Yangi o'zgaruvchi  $\Omega = \omega - \omega_0$  ni kiritib,  $h(t)$  uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$h(t) = 2\text{Re} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\infty} K[j(\Omega + \omega_0)] e^{j(\Omega + \omega_0)t} d\Omega \right]. \quad (10.35)$$

$\Omega = -\omega_0$  bo'lganda  $K[j(\Omega + \omega_0)] \approx 0$  bo'ladi, shuning uchun (10.35) formuladagi integral pastki chegarasini  $-\infty$  ga almashtiramiz. Shunday qilib

$$h(t) = 2\text{Re} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K[j(\Omega + \omega_0)] e^{j\Omega t} d\Omega \right] e^{j\omega_0 t}. \quad (10.36)$$

(10.36) formulada  $K[j(\Omega + \omega_0)] = K_{pch}(j\Omega)$  ligini e'tiborga olib va  $\Omega$  ni  $\omega$  bilan almashtirib, uni quyidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$h(t) = \text{Re} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_{pch}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right] e^{j\omega_0 t} = 2\text{Re} [h_{pch}(t)] e^{j\omega_0 t}, \quad (10.37)$$

bunda,  $h_{pch}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_{pch}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$  — tor polosali radiotexnik zanjirning past chastotali analogi impuls xarakteristikasi.

Radiotexnik zanjir chiqishidagi signal kompleks o'rovchisini aniqlash uchun avval olingan (10.31) ifoda va Fure almashtirishining quyidagi xossaligidan foydalanamiz, ya'ni

$$S_{U_{ch}}(j\omega) = S_{U_k}(j\omega)K_{pch}(j\omega)$$

$$\Downarrow \quad \Downarrow \quad \Downarrow$$

$$\dot{U}_{ch}(t) = \dot{U}_k(t) \otimes h(t).$$

Yuqoridagilar asosida radiotexnik zanjir chiqishidagi signal kompleks o'rovchisi uchun quyidagi natijaviy ifodalarni yozish mumkin:

$$\dot{U}_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_k(\tau)h_{pch}(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_k(t-\tau)h_{pch}(\tau)d\tau. \quad (10.38)$$

Shunday qilib, radiotexnik zanjir chiqish signali kompleks o'rovchisi kirish signali kompleks o'rovchisi bilan radiotexnik zanjir past chastota analogi o'ramiga teng.

Radiotexnik zanjir chiqishidagi signal  $s_{ch}(t)$  ning kompleks o'rovchisini vaqt usulida aniqlash uchun quyidagi ketma-ketlik tavsiya etiladi:

1. Kirish analitik signali  $x_k(t) = \dot{U}_k(t)e^{j\omega_0 t}$  ni aniqlash.
2. Radiotexnik zanjir past chastota analogi impuls xarakteristikasi  $h_{pch}(t)$  ni aniqlash.
3. (10.38) formula orqali chiqish signali  $\dot{U}_{ch}(t)$  kompleks o'rovchisini aniqlash.
4.  $x_{ch}(t) = \dot{U}_{ch}(t)e^{j\omega_0 t}$  formula orqali chiqish analitik signali aniqlanadi va buning natijasida chiqish signali  $s_{ch}(t) = \dot{U}_{ch}(t)\cos\omega_0 t$  topiladi.

Ushbu usuldan kirish signali va radiotexnik zanjirning vaqt funksiyalarini aniqlash uning chastotaviy xarakteristikalarini aniqlashga nisbatan oson bo'lgan hollarda foydalaniladi.

### 10.3.3. Chastotaning oniy o'zgarishi usuli

Oniy chastota usulidan chastota va faza modulyatsiya signallarini tanlovchan radiotexnik zanjir (qurilma)lar orqali o'tishini tahlil etishda foydalaniladi. Ushbu usulni umumiy holda ko'rib chiqamiz.

Chastota va fazasi modulyatsiyalangan signallarni burchak modulyatsiyasi signali deb tahlil etamiz. Burchak modulyatsiya signalining spektri bitta  $\Omega$  chastotali garmonik signal bilan modulyatsiyalangan holatda ham yetarli darajada murakkab, keng spektrga ega. Burchak modulyatsiya signalining spektr tashkil etuvchilari radiotexnik zanjir (qurilma) orqali o'tganda uning AChXsi P-simon va



FChXsi  $\omega_n$  signal tashkil etuvchilarining kechikishi chiziqli bo'lmisligi sababli, modulyatsiyalangan signal spektri tashkil etuvchilari orasidagi amplituda va faza nisbatlari buziladi, natijada xabar tashuvchi – modulyatsiyalovchi signalning shakli buziladi.

Burchak modulyatsiyali

$$s(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0) \quad (10.39)$$

signalning tor polosali – chastota tanlovchan chiziqli radiotexnik zanjirdan o'tishini ko'rib chiqamiz. Tor polosali radiotexnik zanjir burchak modulyatsiyali signalning markaziy (tashuvchisi) chastotasiga sozlangan, ya'ni  $\omega_p = \omega_0$  va uning kompleks chastota xarakteristikasi quyidagicha ifodalanadi:

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (10.40)$$

Burchak modulyatsiya indeksi  $\beta \approx 1$  bo'lsa, signal spektri kam tashkil etuvchilarga ega bo'ladi. Shuning uchun ushbu masalani kompleks o'rovchi uchun spektr usulidan foydalanib o'rganish ma'qul hisoblanadi.

Burchak modulyatsiyasi indeksi  $\beta \gg 1$  bo'lgan holda masala murakkablashadi. Bu holda taqribiy usuldan foydalanish kerak. Bu usulga asos qilib, burchak modulyatsiya signalining chastotasi vaqt bo'yicha sekin o'zgaradi deb hisoblash olingan. Burchak modulyatsiyali signalning chastotasi sekin o'zgaradi deb hisoblash uchun quyidagi shartlar bajarilishi kerak:

1. Modulyatsiyalovchi past chastotali signal davri  $T = \frac{2\pi}{\Omega}$ , u o'tayotgan radiotexnik zanjir vaqt doimiysi  $\tau_z$  dan juda katta bo'lishi kerak, ya'ni  $T \gg \tau_z$ . Ma'lumki  $\tau_z = 1/\Delta\omega_{op}$  bo'lib, bunda  $\Delta\omega_{op}$  – radiotexnik zanjirning signal chastotalarini o'tkazish polosasi AChX 0,707 sathdagi kengligi. Demak,  $\frac{2\pi}{\Omega} \gg \tau_z$ ;

$\frac{2\pi}{\Omega} \gg 1/\Delta\omega_{op}$ ;  $\left(\frac{\Omega}{2\pi\Delta\omega_{op}}\right) \ll 1$  bo'lishi, ya'ni modulyatsiyalovchi signal chastotasining eng katta qiymati  $\Omega_{max}$  radiotexnik zanjirning signal chastotalarini o'tkazish polosasi  $\Delta\omega_{op}$  dan kichik bo'lishi kerak.

2. Modulyatsiyalovchi signal chastotasi  $\Omega$  o'zgarmas bo'lganda modulyatsiyalangan signal chastotasining o'zgarish tezligi modulyatsiyalovchi signal amplitudasi  $U_{max}$  ga bog'liq bo'ladi, ya'ni chastota deviatziyasi  $\omega_d$  ga bog'liq bo'ladi.

Modulyatsiyalangan signal chastotasi deviatziyasi  $\omega_d$  tanlovchan tebranish konturi chastotalar o'tkazish polosasi  $\Delta\omega_{op}$  dan katta bo'lmisligi, ya'ni  $\omega_d/\Delta\omega_{op} \leq 1$  bo'lishi shart.

Yuqorida keltirilgan shartlar bajarilsa, radiotexnik tanlovchan zanjir chiqishidagi signal stasionar tebranish bir onda, kirish signali chastotasi o'zgarishi bilan deyarli bir onda kechikishsiz yuz beradi. Shuning uchun bu usulni chastotaning o'zgarishi usuli deb ataladi. Ushbu radiotexnik zanjirdagi tebranishlar parametrlarini zanjirning AChX va FChXsi orqali aniqlash mumkin.

Chastotaning o'zgarishi usuli asosida ChM signalni tor polosali radiotexnik zanjir orqali o'tishini ko'rib chiqamiz. Chiqish signali qiymati kirish signali  $\omega(t) = \omega_0 + \omega_d \cos \Omega t$  ning har bir ondagi qiymati orqali aniqlanadi. Buni garmonik tebranish signali ta'sir etgan stasionar holat uchun quyidagicha aniqlaymiz. Biron bir  $t$  vaqtda radiotexnik zanjirning chastota uzatish koeffitsienti  $K[j\omega(t)]$  ni quyidagicha aniqlaymiz:

$$K[j\omega(t)] = K[j(\omega_0 + \omega_d \cos \Omega t)] \quad (10.41)$$

U holda radiotexnik zanjir chiqishidagi signal quyidagiga teng bo'ladi:

$$s_{ch}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0) K[j(\omega_0 + \omega_d \cos \Omega t)] \quad (10.42)$$

Ushbu ifodadan ko'rinadiki, chiqish signalining amplitudasi, chastotasi va fazasi vaqt bo'yicha quyidagicha o'zgaradi:

$$U_{ch}(t) = U_m K[(\omega_0 + \omega_d \cos \Omega t)] \quad (10.43)$$

$$\varphi_{ch}(t) = \omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0 + \varphi(\omega_0 t + \omega_d \cos \Omega t); \quad (10.44)$$

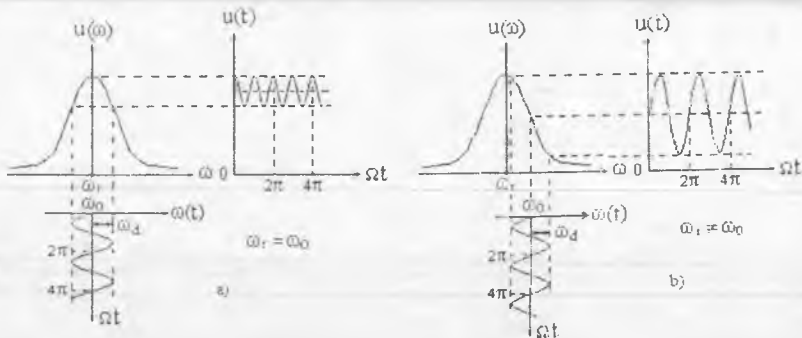
$$\omega_{ch}(t) = \frac{d\varphi_{ch}(t)}{dt} = \omega_0 + \omega_d \cos \Omega t + \frac{d\varphi(\omega_0 t + \omega_d \cos \Omega t)}{dt} \quad (10.45)$$

Shunday qilib, tor polosali radiotexnik zanjirdan ChM signal o'tganda quyidagi o'zgarishlar yuz beradi.

1. Radiotexnik zanjirning AChXsi turli chastotalarda turlicha bo'lganligi uchun chiqish signali  $U_{ch}(t)$  da parazit amplituda modulyatsiyasi yuzaga keladi.  $\omega_{ch} = \omega_0$  bo'lgan holda chiqish signali amplitudasi modulyatsiyalovchi chastota  $\Omega$  ikki marta katta bo'ladi (10.6-rasm). Agar  $\omega_d \neq \omega_0$  bo'lsa va kirish signalining chastotasi o'zgarishi AChXning chiziqiga yaqin qismidan katta bo'lmasa, u holda  $U_{ch}(t)$  amplitudasi modulyatsiyalash chastotasi  $\Omega$  bilan o'zgaradi. Bu holatdan ChM signallarni detektorlashda, ya'ni ChM signalni amplituda-chastota modulyatsiyalangan signalga aylantirish va amplituda detektoridan foydalanishga asos qilib olingan.

2. ChM signal tor polosali radiotexnik zanjirdan o'tganda uning chastotasi modulyatsiya qonuni buziladi. Bu modulyatsiya qonunining o'zgarishi (10.45)

ifodaning uchinchi tashkil etuvchisi  $\frac{d\varphi(\omega_c t + \omega_d \cos \Omega t)}{dt}$  ga, ya'ni zanjirning FChXsiga bog'liq bo'ladi. Buning natijasida foydali chastota deviasiyasi  $\omega_d$  kamayadi va chiqish signali kirish signaliga nisbatan ma'lum burchakka kechikadi.



10.6-rasm. Chastota modulyatsiyasida signal amplitudasining o'zgarishi

#### 10.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signalni tanlovchan radiotexnik zanjirdan o'tishi

Tor polosali rezonans kuchaytirgich kirishiga bir ton chastota  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan AM signal berilganda uning chiqishidagi signalni tahlil etamiz.

Rezonansli kuchaytirgich chastota xarakteristikasi quyidagicha aniqlanadi:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\Delta\omega\tau_{ek}} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (10.46)$$

bunda,  $\tau_{ek}$  – tebranish konturi vaqt doimiysi, bunda yuklama qarshiligi ham e'tiborga olingan.

Rezonansli kuchaytirgich kompleks chastota uzatish koeffitsienti (10.46) ifodadan, ushbu kuchaytirgich AChX va FChXsini aniqlaymiz:

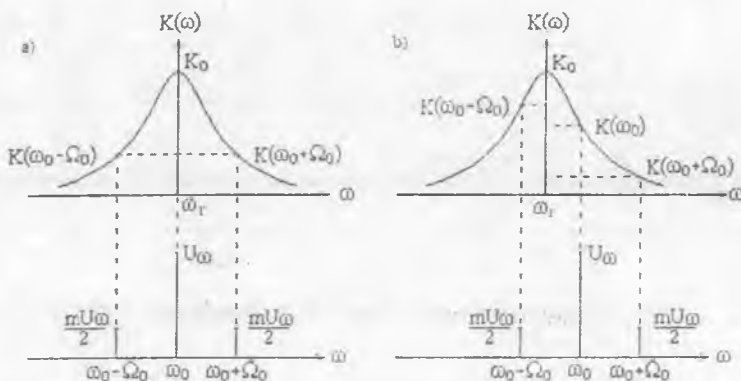
$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\Delta\omega\tau_{ek})^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega - \omega_c)^2 \tau_{ek}^2}}, \quad (10.47)$$

$$\varphi(\omega) = -\pi - \arctg(\Delta\omega\tau_{ek}). \quad (10.48)$$

Bir ton bilan  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan AM signal uchun uning analitik ifodasi quyidagi ko'rinishga ega:

$$s(t) = U_{\omega} [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t. \quad (10.49)$$

Rezonans kuchaytirgich tor polosali tebranish konturining rezonans chastotasi kirish signali tashuvchisi chastotasiga teng deb hisoblaymiz, ya'ni  $\omega_r = \omega_0$  (10.7a-rasm).



10.7-rasm. Kuchaytirgich AChX va AM signal spektri

Kompleks o'rovchi uchun spektr usulidan foydalanamiz.

AM signal o'rovchisi davriy funksiyaligini e'tiborga olib, uni kompleks ko'rinishda quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\dot{U}(t) = U_{\omega} [1 + m \cos \Omega t] = U_{\omega} \left[ 1 + \frac{m}{2} e^{j\Omega t} + \frac{m}{2} e^{-j\Omega t} \right]. \quad (10.50)$$

Ma'lumki, agar tor polosali chiziqli zanjir kirishidagi signal davriy bo'lsa, uning chiqishidagi signal kompleks o'rovchisi spektrini kirish signali kompleks o'rovchisi spektrini ushbu zanjir past chastotali analogning chastota xarakteristikasiga ko'paytirish orqali aniqlash mumkin. Radiotexnik zanjirning past chastotali analogi chastota xarakteristikasini yangi o'zgaruvchi  $\Omega = \omega - \omega_0$  ni kiritish orqali olish mumkin. U holda

$$K(j\Omega) = -\frac{K_0}{1 + j\Omega\tau_{ek}} = -K(\Omega)e^{j\phi(\Omega)}. \quad (10.51)$$

(10.51) ifodadan past chastotali analogning AChX va FChXsini aniqlaymiz.

$$K(\Omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \Omega^2 \tau_{ek}^2}} \quad \text{va} \quad \varphi(\omega) = -\pi - \arctg(\Omega \tau_{ek}). \quad (10.52)$$

Kuchaytirish qurilmasi chiqishidagi signal kompleks o'rovchisini Fure qatoriga yoyilmasi quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$\dot{U}_{ch}(t) = -U_n K_0 - U_n \frac{m}{2} \frac{K_0}{\sqrt{1 + \Omega_0^2 \tau_{ek}^2}} \left[ e^{j(\Omega_0 t - \varphi_0)} + e^{-j(\Omega_0 t - \varphi_0)} \right]. \quad (10.53)$$

bunda,  $\varphi_0 = -[\varphi(\Omega_0) + \pi] = \arctg(\Omega_0 \tau_{ek}) - \pi$  - past chastotali analog zanjirning  $\Omega_0$  chastotadagi, faza doimiy tashkil etuvchisi  $\pi$  ni e'tiborga olmagan holdagi va teskari ishoraliqligi.

Ushbu formulalarda  $\arctg(\Omega_0 \tau_{ek})$  toq funksiya ekanligi va  $e^{j\pi} = e^{-j\pi} = -1$  ekanligi e'tiborga olingan.

Rezonansli kuchaytirgich chiqishidagi signal real qismini quyidagicha aniqlaymiz:

$$s_{ch}(t) = -U_n \left[ K_0 + \frac{m K_0}{\sqrt{1 + \Omega_0^2 \tau_{ek}^2}} \cos(\Omega_0 t - \varphi_0) \right] \cos \omega_0 t. \quad (10.54)$$

(10.54) ifodadagi  $\frac{m}{\sqrt{1 + \Omega_0^2 \tau_{ek}^2}} = m_{ch}$  - chiqish signali amplituda modulyatsiya

koeffitsienti ekanligini e'tiborga olsak, u quyidagi nisbatan ixcham ko'rinishga keladi:

$$s_{ch}(t) = -U_n K_0 [1 + m_{ch} \cos(\Omega_0 t - \varphi_0)] \cos \omega_0 t. \quad (10.55)$$

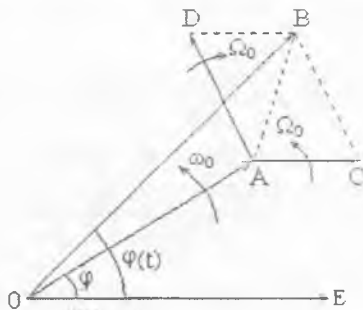
Chiqish signali uchun olingan (10.54) va (10.55) ifodalar asosida quyidagi xulosalarni chiqarish mumkin.

1. Bir ton bilan modulyatsiyalangan AM signal tor polosali rezonans kuchaytirgichdan o'tganda uning tashuvchisi chastotasi va o'rovchisi shakli o'zgarmaydi.
2. Chiqish signali modulyatsiya koeffitsienti  $m_{ch}$  kirish signali modulyatsiya koeffitsienti  $m$  dan kichik. Bunda  $\frac{m_{ch}}{m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega_0^2 \tau_{ek}^2}}$  modulyatsiya koeffitsientining kichiklashishi deb ataladi va koeffitsient modulyatsiya chastotasi kattalashgan sari kichiklashadi.
3. Chiqish signali o'rovchisining fazasi kirish signalining fazasiga nisbatan  $\varphi_0 = \arctg(\Omega_0 \tau_{ek})$  ga kechikadi.

Yuqorida keltirilgan xulosalar 10.7a-rasmda tasvirlangan. Ushbu rasmda kirish AM signali va kuchaytirish qurilmasi AChXsi keltirilgan. Modulyatsiya chastotasi  $\Omega$  ning kattalashishi signal yon spektral tashkil etuvchilarining tashuvchi spektr chizig'idan uzoqlashishiga olib keladi, natijada ushbu yon spektr tashkil etuvchilarining kuchaytirish koeffitsienti kichiklashadi, bu esa chiqish signali modulyatsiya koeffitsienti  $m_v$  ning kichiklashishiga sabab bo'ladi.

Kirish AM signali tashuvchisi chastotasi  $\omega_n$ , kuchaytirish qurilmasi rezonans chastotasi  $\omega_r$  dan farq qilasa, u holda kirish signalining yon spektr tashkil etuvchilari turlicha kattalikda kuchaytiriladi. Signal yon spektr tashkil etuvchilari amplitudasi turlicha kattalikda asimmetrik bo'ladi, bu esa o'z navbatida nochiziqli buzilishlar vaparazit faza modulyatsiyasi hosil bo'lishiga sabab bo'ladi. 6.8-rasmda ushbu holat vektor diagrammalar orqali tushuntirilgan. Ushbu rasmdagi diagrammada  $\vec{OA}$  vektor tashuvchi,  $\vec{AD}$  va  $\vec{AC}$  vektorlar AM signal yon spektr tashkil etuvchilariga mos keladi. Yon spektri vektorlari turli kattalikka ega bo'lgani uchun ularning natijaviy vektori  $\vec{AB}$  tashuvchi vektori bilan yo'nalish bo'yicha farq qiladi va  $\vec{OB}$  – natijaviy vektor yo'nalishi tashuvchi vektor  $\vec{OA}$  yo'nalishidan  $\varphi$  burchakka farq qiladi. Agar  $\vec{AC}$  va  $\vec{AD}$  vektorlar vaqt bo'yicha o'z amplitudasini o'zgartirsa, u holda tashuvchi vektor  $\vec{OA}$  va natijaviy vektor  $\vec{OB}$  orasidagi faza uzluksiz ravishda o'zgaradi, ya'ni  $\varphi(t)$  bo'ladi.

Shunday qilib,  $\omega_r \neq \omega_0$  bo'lsa, ya'ni qabullash qurilmasi radiotrakti qabul qilinayotgan AM signal tashuvchisi chastotasi  $\omega_0$  ga sozlanmagan bo'lsa, nochiziqli buzilish va modulyatsiya koeffitsientining kichiklashishidan tashqari, qo'shimcha parazit FM hosil bo'ladi.



10.8-rasm.  $\omega_r \neq \omega_0$  bo'lganda parazit faza modulyatsiyasi hosil bo'lishini tushuntiruvchi vektor diagramma

## Nazorat savollari

1. Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etish asosiy usullarini birma-bir aytib o'ting.

2. Chiziqli radiotexnik zanjirlardan davriy signallarning o'tishini spektral usulda tahlil etish qanday amalga oshiriladi?

3. Chiziqli radiotexnik zanjirlardan davriy bo'lmagan signallarning o'tishini spektr usulda tahlil etish qanday amalga oshiriladi?

4. Chiziqli radiotexnik zanjirlardan signallarning o'tishini Dyumel usulini vaqt diagrammalari va matematik ifodalar yordamida tushuntiring.

5. Chiziqli radiotexnik zanjirlardan signallar o'tishini taqribiy tahlil etish usullari haqida aytib bering.

6. Turli polosali chiziqli radiotexnik zanjirlardan keng va tor polosali signal o'tishi holatlarini matematik ifodalar va spektr diagrammalar orqali tushuntiring.

7. Chiziqli radiotexnik zanjirlarga signallar ta'sir etganda kompleks o'rovchi usulidan foydalanish haqida tushuncha bering.

8. Chiziqli radiotexnik zanjirlarga signal ta'sirini kompleks o'rovchini vaqt funksiyasi shaklida tahlil etish usuli haqida tushuncha bering.

9. Chiziqli radiotexnik zanjirlarga signal ta'sirini chastotaning oniy o'zgarishi usuli yordamida tahlil etish haqida tushuncha bering.

10. Chastota tanlovchan chiziqli radiotexnik zanjirlardan analog AM signal o'tganda qanday buzilishlar yuz berishi mumkin va uning sabablari nimalardan iborat?

11. Chastota tanlovchan chiziqli radiotexnik zanjirlardan analog ChM signal o'tganda qanday buzilishlar yuz berishi mumkin va uning sabablari nimalardan iborat?

## 11. NOCHIZIQLI ELEMENTLAR XARAKTERISTIKALARINI APPROKSIMATSIYALASH

Nochiziqli elementlarning VAXlari tajriba yo'li bilan olinib, odatda grafik yoki jadval shaklida keltiriladi. Ushbu grafik yoki jadval shaklida keltirilgan VAXlarni tegishli matematik ifodalar bilan almashtirish NE ning kirish kuchlanishiga aks ta'sirini kerakligicha aniqlikda, oson hisoblash imkoniyatini berish bilan birga u yoki bu nuqta-nazardan eng maqbul ishlash holatini aniqlash imkoniyatini beradi.

Nochiziqli elementning grafik yoki jadval shaklida berilgan VAXni analitik (matematik) ifoda bilan almashtirish approksimatsiyalash deb ataladi.

Approksimatsiyalovchi funksiyalar quyidagi talablarga javob berishi kerak:

1. Approksimatsiyalovchi funksiya iloji boricha oddiy bo'lishi kerak, bu funksiya orqali bajariladigan matematik amallarni soddalashtiradi va hajmini kamaytiradi;

2. Approksimatsiyalovchi funksiya oddiy bo'lishi bilan birga nochiziqli elementdan o'tayotgan umumiy tok tarkibidan tokning kerakli spektral tashkil etuvchilarini aniqlash imkoniyatini berishi kerak;

3. Approksimatsiyalovchi funksiya oddiy bo'lishi va tokning kerakli spektral tashkil etuvchisini aniqlash bilan birga, u yordamida topilgan tok va kuchlanishlar qiymati berilgan aniqlikda real VAX yoki jadval orqali aniqlanadigan qiymatlarga talab etilgan darajada mos kelishi kerak.

Odatda approksimatsiyalovchi funksiya sifatida quyidagi matematik funksiyalardan foydalaniladi:

a.  $n$  – darajali polinom;

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + \dots + a_nu^n = a_0 + \sum_{m=1}^n a_m u^m, \quad (11.1)$$

va uning xususiy shakllari: ikkinchi va uchinchi darajali polinomlardan, ya'ni

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2, \quad (11.2)$$

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3, \quad (11.3)$$

ba'zi hollarda uchinchi va beshinchi darajali qisqartirilgan polinomlardan ham foydalaniladi:

$$i = a_1u + a_3u^3; \quad i = a_1u + a_3u^3 + a_5u^5. \quad (11.4)$$

b. Ekspontasimon funksiya va eksponentasimon funksiyalar yig'indisi

$$i = Ae^{mu}, \quad i = Ae^{mu} + Be^{ju}. \quad (11.5)$$



v. To'g'ri chiziqlar yordamida bo'laklab approksimatsiyalash, bu usul ba'zan sinq chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash deb ham ataladi. Bu usul qo'llanganda nochiziqli element VAXsi bir necha (odatda 2, 3 va ba'zan 4) qismga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikka ega bo'lgan to'g'ri chiziqlar bilan almashtiriladi.

### 11.1. Nochiziqli rezistiv element VAXsini polinom bilan approksimatsiyalash

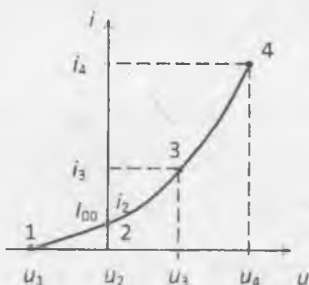
Misol uchun NE VAXsi 11.1-rasmdagi ko'rinishda bo'lsin.

Bunday xarakteristika elektron diod VAXsiga to'g'ri keladi. Xarakteristikani 3-darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (11.6)$$

Ushbu approksimatsiyalovchi funksiya  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  va  $a_3$  koeffitsientlarining ma'lum bir qiymatida NE real VAXsiga mos keladi. Ushbu koeffitsientlar qiymatini topish uchun tavsifda berilgan  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  va  $U_4$  kuchlanishlarga mos tokning  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  va  $i_4$  qiymatlarini topamiz, ya'ni

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3; \\ i_2 &= a_0 + a_1 U_2 + a_2 U_2^2 + a_3 U_2^3; \\ i_3 &= a_0 + a_1 U_3 + a_2 U_3^2 + a_3 U_3^3; \\ i_4 &= a_0 + a_1 U_4 + a_2 U_4^2 + a_3 U_4^3. \end{aligned} \quad (11.7)$$



11.1-rasm. Nochiziqli element vol-ampere xarakteristikasi

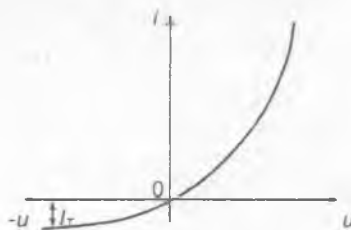
Ushbu to'rt noma'lumli to'rt tenglamani birga yechib  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  va  $a_3$  koeffitsientlar qiymati aniqlanadi. Bunda  $U_2=0$  qiymatiga NE o'tuvchi boshlang'ich tok  $I_{00}$  mos keladi, chunki bunda  $i_2 = I_{00} = a_0 + a_1 U_2 + a_2 U_2^2 + a_3 U_2^3$ . Approksimatsiyalovchi funksiyadagi  $a_1$  koeffitsienti VAXsining  $U_2=0$  kuchlanishga mos 2-nuqtadagi xarakteristika qiyaligi  $S$ -ga mos keladi,  $a_2$  va  $a_3$  koeffitsientlari qiyalik  $S$  ning birinchi va ikkinchi hosilasiga mos keladi. Ular mos ravishda quyidagi o'lchov birliklariga ega bo'ladilar: mA/V; mA/V<sup>2</sup>; mA/V<sup>3</sup>.

Bu usul ba'zan berilgan nuqtalar usuli deb ham ataladi. Bu turli approksimatsiyalashda VAXning kvadratik qismi muhim ahamiyatga ega, chunki bu qismi modulyatsiyalash, detektorlash va chastota ko'paytirish va h.k. jarayonlarida asosiy hisoblanadi.

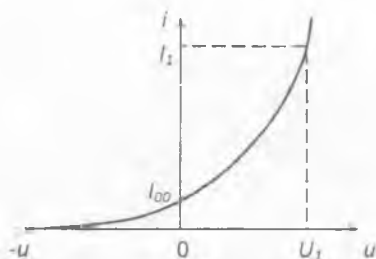
Shuni eslatib o'tish kerakki, agar  $n$ -darajali polinom bilan approksimatsiyalashdan foydalanilsa uning koeffitsientlari qiymatlarini aniqlash uchun  $n+1$  tenglama tuzish kerak, bunda berilgan kuchlanish va toklar soni ham  $n+1$  tadan bo'lishi kerak.

### 11.2. Nochiziqli rezistiv element VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalash

Yarim o'tkazgich diod va tranzistorlar VAXlari boshlanish qismi eksponensial funksiya orqali yaxshi approksimatsiyalanadi. Misol uchun diod VAXsi 11.2-rasmda berilgan bo'lsin.



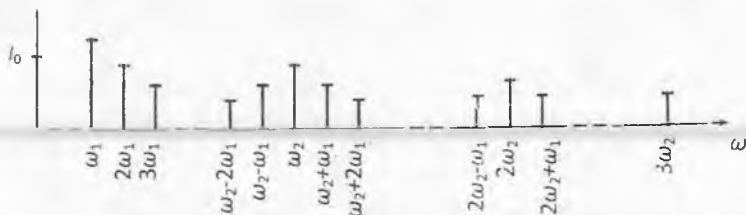
11.2-rasm. Yarim o'tkazgich diod volt-ampere xarakteristikasi



11.3-rasm. Elektron lampa diod volt-ampere xarakteristikasi

Bu xarakteristikani vakkum diod xarakteristika (11.3-rasm)ni approksimatsiyalovchi funksiya

$$i = A_0 e^{au} \quad (11.11)$$



12.2-rasm. Nochiziqli elementga  $\omega_1$  va  $\omega_2$  chastotali tebranishlar ta'sirida hosil bo'ladigan chiqish toki spektral tashkil etuvchilari

(12.11) ifodadagi tok har bir spektral tashkil etuvchilari qiymati (amplitudasi) mos chastotali spektral tashkil etuvchilar yig'indisi bilan aniqlanadi.

### 12.3. Uch va besh ordinatalar usuli

Ushbu grafo-analitik usuldan nochiziqli element orqali o'tayotgan tok spektral tashkil etuvchilarini taqriban aniqlashda foydalaniladi.

Uch ordinata usuli tokning doimiy tashkil etuvchisi va birinchi, ikkinchi garmonikalari amplitudalarini aniqlash imkoniyatini beradi. Besh ordinata usuli orqali qo'shimcha tokning uchinchi va to'rtinchi garmonikalarini aniqlash mumkin.

Uch ordinata usulini ko'rib chiqamiz. NE VAXsi 12.3-rasmda keltirilgan shaklda bo'lsin.

Uning kirishiga

$$u_k(t) = U_k \cos \omega_0 t \quad (12.12)$$

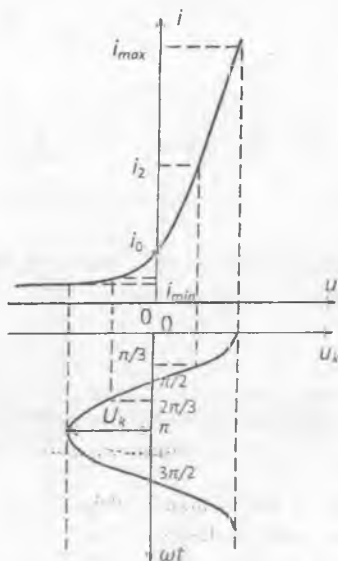
garmonik tebranish shaklidagi kuchlanish berilsin. Bunda NE dan o'tayotgan tok shaklining o'zgarishini ko'ramiz. Bu tok doimiy tashkil etuvchi va kirish tebranishlari garmonikasidan iborat bo'ladi, ya'ni

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (12.13)$$

Kirish kuchlanishining  $\omega t = 0$ ,  $\omega t = \pi/2$  va  $\omega t = \pi$  vaqtlardagi qiymatlariga mos keluvchi tokning  $i_{max}$ ,  $i_0$  va  $i_{min}$  qiymatlarini aniqlaymiz

$$\begin{aligned} i_{max} &= I_0 + I_1 + I_2; \\ i_0 &= I_0 - I_2; \\ i_{min} &= I_0 - I_1 + I_2. \end{aligned} \quad (12.14)$$

Bunda  $\cos 0 = 1$ ,  $\cos \pi/2 = 0$  va  $\cos \pi = -1$  ekanligini nazarda tutish kerak.



12.3-rasm. 3 va 5 ordinata usuliga oid chizma

(12.14) tengliklarni birgalikda yechib  $I_0$ ,  $I_1$  va  $I_2$  larni quyidagicha aniqlaymiz

$$\begin{aligned} I_0 &= 0,25(i_{max} + i_{min}) + 0,5I_0; \\ I_1 &= 0,5(i_{max} - i_{min}); \\ I_2 &= 0,25(i_{max} + i_{min}) - 0,5I_0. \end{aligned} \quad (12.15)$$

Besh ordinata usulidan foydalanilganda uch ordinata usulidagiga qo'shimcha ravishda kirish kuchlanishining  $\omega t = \pi/3$  va  $\omega t = 2\pi/3$  oniy qiymatlariga mos tok qiymatlari  $i_1$  va  $i_2$  ni aniqlaymiz

$$\begin{aligned} i_{max} &= I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4; & \omega t &= 0; \\ i_1 &= I_0 + 0,5I_1 - 0,5I_2 - I_3 - 0,5I_4; & \omega t &= \pi/3; \\ i_0 &= I_0 - I_2 + I_4; & \omega t &= \pi/2; \\ i_2 &= I_0 - 0,5I_1 - 0,5I_2 + I_3 - 0,5I_4; & \omega t &= 2\pi/3; \\ i_{min} &= I_0 - I_1 + I_2 - I_3 + I_4; & \omega t &= \pi, \end{aligned} \quad (12.16)$$

bunda  $\cos \pi/3 = 0,5$  va  $\cos 2\pi/3 = -0,5$  ekanligi e'tiborga olingan.

(12.16) tengliklarni birgalikda yechib tokning doimiy tashkil etuvchisi va uning birinchi, ikkinchi, uchinchi va to'rtinchi garmonikalarining amplitudalarini topamiz.

$$\begin{aligned}
 I_0 &= 1/6 [i_{\max} + i_{\min} + 2(i_1 + i_2)]; \\
 I_1 &= 1/3 [i_{\max} - i_{\min} + i_1 - i_2]; \\
 I_2 &= 0.25 [i_{\max} + i_{\min} - 2i_0]; \\
 I_3 &= 1/6 [i_{\max} - i_{\min} - 2(i_1 - i_2)]; \\
 I_4 &= 1/12 [i_{\max} + i_{\min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0].
 \end{aligned}
 \tag{12.17}$$

Uch va besh ordinatalar usuli bilan aniqlangan toklar qiymati xatoliqi kirish kuchlanishi amplitudasi oshgan sari ko'payib boradi. Shunga qaramasdan bu usul amalda past chastotali signal kuchaytirgichlari, modulyator va detektorlarda hosil bo'ladigan nochiziqli buzilishlarni taqriban aniqlash va baholash imkoniyatini beradi. Yuqoridagi qurilmalar va shunga o'xshash qurilmalarda buzilish koeffitsientini quyidagi ifoda orqali hisoblanadi, buzilish qiymati garmonikalar koeffitsientini orqali aniqlanadi va odatda foizlarda baholanadi

$$K_s = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100\%.
 \tag{12.18}$$

#### 12.4. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli

Bu usuldan NE VAXsini eksponenta va eksponentalar yig'indisi bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi. Misol uchun, yarim o'tkazgichli diod kirishiga

$$u_k(t) = E_c + U_k \cos \omega_0 t;
 \tag{12.19}$$

siljish kuchlanishi  $E_c$  va  $U_k$  amplitudali garmonik tebranish kuchlanishi berilgan bo'lsin. Avval ko'rib chiqqanimizdek diod VAXni eksponentasimon funksiya bilan approksimatsiya qilamiz

$$i = I_1 (e^{i2\pi t} - 1).
 \tag{12.20}$$

(12.20) ifodaga (12.19) ni qo'yamiz, bundan

$$i = I_1 (e^{i\theta_1} \cdot e^{i\theta_2 \cos \omega_0 t} - 1)
 \tag{12.21}$$

ifodani olamiz. (12.21) ifoda juft funksiya bo'lganligi uchun, undan o'tayotgan tok faqat kosinusoidal tashkil etuvchilardan iborat bo'ladi va uni quyidagi Fure qatoriga yoyish mumkin

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t.
 \tag{12.22}$$

(12.22) ifodadagi tok spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini aniqlash uchun Bessel funksiyasi nazariyasidan foydalanamiz. Unga asosan

$$e^{\alpha U \cos \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k(\alpha U_k) \cos k \omega_0 t; \quad (4.23)$$

$$e^{\alpha U \sin \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2 B_1(\alpha U_k) \sin \omega_0 t + 2 B_2(\alpha U_k) \sin 2 \omega_0 t + \dots + 2 B_k(\alpha U_k) \sin k \omega_0 t. \quad (12.24)$$

$B_k(\alpha U_k)$  – koeffisientlar qiymati Bessel mavhum argumentlari funksiyasi orqali aniqlanadi.

(12.23) ni (12.21) ifodaga qo'yib,

$$i = I_T [e^{\alpha E_i} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1] + 2 I_T e^{i E_i} \cdot B_1(\alpha U_k) \cos \omega_0 t + 2 I_T e^{i E_i} \cdot B_2(\alpha U_k) \cos 2 \omega_0 t + 2 I_T e^{\alpha E_i} \cdot B_i(\alpha U_k) \cos 3 \omega_0 t + \dots \quad (12.25)$$

(12.25) ifodadan tok spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini aniqlaymiz, bular:

$$\begin{aligned} I_0 &= I_T [e^{\alpha E_i} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1], \\ I_1 &= 2 I_T e^{i E_i} \cdot B_1(\alpha U_k), \\ I_2 &= 2 I_T e^{\alpha E_i} \cdot B_2(\alpha U_k), \\ &\dots \dots \dots \\ I_n &= 2 I_T e^{\alpha E_i} \cdot B_n(\alpha U_k). \end{aligned} \quad (12.26)$$

Tok garmonikalari amplitudalari Bessel koeffisientlariga proporsional, lekin garmonika tartib raqami oshgan sari uning qiymati kamayib boradi. Bu usuldan detektorlar, chastota ko'paytirgichlar va chastota o'zgartkichlarni tahlil etishda foydalaniladi.

### 12.5. Kesish burchagi usuli

Bu usuldan NE VAXsini siniq chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalaganda foydalaniladi. 12.4-rasmda NE approksimatsiyalangan xarakteristikasi keltirilgan.

### Nazorat savollari

1. *Approksimatsiya nima?*
2. *Approksimatsiyalovchi funksiyalarga qanday talablar qo'yiladi?*
3. *Yarim o'tkazgich VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalang va approksimatsiya koeffisientlarini aniqlang.*
4. *NE VAX sini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qiling va approksimatsiya koeffisientlarini aniqlang.*
5. *Maydon tranzistori  $i_b = F(U_b)$  VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiya qiling va approksimatsiya koeffisientlarini aniqlang.*
6. *NE VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiyalashdan qaysi hollarda foydalanish mumkin?*
7. *3 va 5 ordinatalar metodi bilan NE orqali o'tayotgan tokning qaysi tashkil etuvchilarini aniqlash mumkin?*
8. *Transendent funksiyalarning ifodasi va grafiklarini keltiring.*
9. *Qaysi hollarda NE xarakteristikasi giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalanadi?*

## 12. NOCHIZIQLI RADIOTEKNIK ZANJIRLARNI TAHLIL ETISH USULLARI

### 12.1. NElarning ishlash rejimlari va ularni tahlil etish usullari

Nochiziqli elementlar va nochiziqli radiotexnik zanjirlarda kirish signali spektrining boyishi va qiymatining o'zgarishi hodisasi ro'y beradi. Boyigan tok spektrining ba'zilar foydali, qolganlari foydasiz hisoblanadi. NE va NEZ lari kirish tebranishlari (kirish kuchlanishi, signali) soniga qarab:

Monogarmonik – bitta kirish tebranishi

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \quad (12.1)$$

Bigarmonik – ikki kirish tebranishi

$$u_k(t) = U_{k1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{k2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (12.2)$$

Poligarmonik – bir necha kirish tebranishi

$$u_k(t) = \sum_{m=1}^n U_{km} \cos(\omega_m t + \varphi_m) \quad (12.3)$$

rejimlari farqlanadi.

Bundan tashqari bigarmonik rejimi tebranish chastotalari  $\omega_1$  va  $\omega_2$  larning o'zaro nisbatiga qarab quyidagicha farqlanadi: sinxron rejim, agarda  $\omega_1$  ni  $\omega_2$  ga nisbati katta bo'lmagan sonlar nisbatida bo'lsa, ya'ni

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = 2, 3, 4 \quad \text{yoki} \quad \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4},$$

va asinxron rejim, agarda  $\omega_1$  ning  $\omega_2$  ga nisbati yoki teskarisi 1, 2, 3 sonlar nisbatida bo'lmasa.

NE va NEZ larida o'tayotgan tokni garmonik tashkil etuvchilarga yoyish va ularning qiymatlarini aniqlash masalasining turli usullari mavjud:

1. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli. Bu usuldan NE VAXi  $n$ -darajali polinom bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

2. Kesish burchagi (Berg) usuli. Bu usuldan NE VAXsini sinq chiziq bo'lakchalari bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

3. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli. Bu usuldan NE VAXsini eksponentasimon funksiya bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

4. 3 va 5 ordinatalar usuli. Bu usuldan foydalanganda NE VAXsini approksimatsiyalash talab etilmaydi. Tok spektral tashkil etuvchilari grafo-analitik usulda aniqlanadi.



## 12.2. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli

NE VAXsi uchinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsin

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (12.4)$$

Uning kirishiga bitta garmonik tebranish ta'sir etsin,

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (12.5)$$

(12.5) ni (12.4) ifodaga qo'yib, hamda

$$\begin{aligned} \cos^2 \alpha &= 0,5(1 + \cos 2\alpha) \\ \cos^3 \alpha &= 3/4 \cos \alpha + 1/4 \cos 3\alpha \end{aligned} \quad (12.6)$$

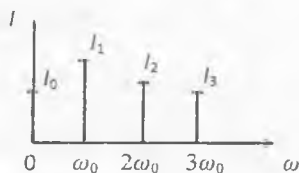
trigonometrik formulalardan foydalanib, NE dan o'tayotgan tok spektral tashkil etuvchilarini quyidagi yig'indi shaklida ifodalaymiz

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2 U_k^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) + a_3 U_k^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5 a_2 U_k^2 + 0,5 a_2 U_k^2 \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + \\ &+ 0,75 a_3 U_k^3 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,25 a_3 U_k^3 \cos(3\omega_0 t + 3\varphi_0). \end{aligned} \quad (12.7)$$

Ushbu tok  $\omega_1$  chastotali tashkil etuvchidan tashqari, tok doimiy tashkil etuvchisi ( $\omega_0 = 0$ ), ikkinchi garmonika ( $2\omega_0$ ) va uchinchi garmonika ( $3\omega_0$ ) tashkil etuvchilardan iborat. Bu tashkil etuvchilar quyidagi qiymatlarga ega:

$$\begin{aligned} I_0 &= a_0 + 0,5 a_2 U_k^2; \\ I_1 &= a_1 U_k + 0,75 a_3 U_k^3; \\ I_2 &= 0,5 a_2 U_k^2; \\ I_3 &= 0,25 a_3 U_k^3. \end{aligned} \quad (12.8)$$

Bunda tokning doimiy tashkil etuvchisi va juft garmonikalari approksimatsiyalovchi polinomning juft darajali tashkil etuvchilari va toq garmonikalari toq darajali tashkil etuvchilari hisobiga paydo bo'ladi, shu bilan birga aniqlanadigan tokning eng yuqori garmonikasi approksimatsiyalovchi polinom darajasiga teng bo'ladi. Ko'p hollarda aniqlanadigan garmonika soni oshgan sari uni qiymati avvalgilariga nisbatan kamayib boradi. 12.1-rasmda aniqlangan tok spektral tashkil etuvchilari keltirilgan,



12.1-rasm. Chiqish toki spektral tashkil etuvchilari

VAXsi uchinchi darajali polinom (12.4) bilan ifodalangan NE kirishiga ikkita tebranish ta'sir etgan holatni ko'rib chiqamiz. Bunda

$$u_1 = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad \text{va} \quad u_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (12.9)$$

va ularning chastotasi  $\omega_2 > \omega_1$  bo'lsin.

(12.9) ni (12.4) ifodaga qo'yamiz va NE dan o'tayotgan tok qiymatlarini aniqlaymiz:

$$i = a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + a_2 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^2 + a_3 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^3. \quad (12.10)$$

$(a+b)^2$ ,  $(a+b)^3$  ni yoyish va

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cos(\alpha + \beta) + 0,5 \cos(\alpha - \beta);$$

$$\cos \alpha \cdot \cos^2 \beta = 0,5 \cos \alpha + 0,25 \cos(2\alpha + \beta) + 0,25 \cos(2\alpha - \beta);$$

$$\cos^2 \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cos \beta - 0,25 \cos(\alpha + 2\beta) + 0,25 \cos(\alpha - 2\beta);$$

trigonometrik formulalardan foydalanib (4.10) ni quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0,5 a_2 U_1^2 - 0,5 a_2 U_2^2 + \\ & + 0,5 a_2 U_1 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + 0,5 a_2 U_2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \\ & + (\varphi_1 + \varphi_2)] + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] + 0,75 a_3 U_1^3 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \\ & + 0,75 a_3 U_2^3 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0,25 a_3 U_1^3 \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) + 0,25 a_3 U_2^3 \cos(3\omega_2 t + 3\varphi_2) + \\ & + 1,5 a_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t + (\varphi_1 - 2\varphi_2)] + \\ & + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(\omega_1 + 2\omega_2)t + (\varphi_1 + 2\varphi_2)] + 1,5 a_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \\ & + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t + (2\varphi_1 + \varphi_2)] + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\varphi_1 - \varphi_2)]. \end{aligned} \quad (12.11)$$

(12.11) ifodadagi NE orqali o'tgan tok spektral tashkil etuvchilari spektrini chizamiz (12.2-rasm).

Nochiziqli element orqali umumiy holda: birinchi signal va uning garmonikalari ( $n\omega_1 + n\varphi_1$ ); ikkinchi signal va uning garmonikalari ( $m\omega_2 + m\varphi_2$ ) va kombinasion chastotalar  $[(n\omega_1 + n\varphi_1) \pm (m\omega_2 + m\varphi_2)]$  paydo bo'ladi. Kombinasion chastotalar murakkabligi ularning tartibi  $N = |n| + |m|$  orqali aniqlanadi ( $n$  va  $m$  butun natural sonlar). Masalan  $\omega_1 + 2\omega_2$  - uchinchi tartibli,  $2\omega_1 + 2\omega_2$  - to'rtinchi tartibli kombinasion tashkil etuvchilar hisoblanadilar.

bilan solishtirib tahlil etamiz. Bunda  $U=0$  bo'lganda tok  $i=A_0$ ,  $A_0$  koefitsient vakkum dioddan o'tuvchi boshlang'ich tok  $I_{00}$  ga mos keladi, shuning uchun (11.7) quyidagi ko'rinishni oladi

$$i = I_{00} e^{\alpha u}. \quad (11.8)$$

(11.8) ifodadagi  $\alpha$  – koefitsienti qiymatini aniqlash uchun 11.1-rasmda  $u=U_1$  ga mos  $i=I_1$  ni aniqlaymiz, ya'ni

$$I_1 = I_{00} e^{\alpha U_1}. \quad (11.9)$$

(11.9) tenglikdan  $\alpha$ -koefitsienti aniqlanadi. Yarim o'tkazgich diod VAXi vakkum diod VAXsi ko'rinishidagi farqi  $u=0$  kuchlanish nuqtasida bo'lib, birinchisi uchun  $I=0$ , ikkinchisi uchun  $I=I_{00}$ . Demak yarim o'tkazgich diod VAXsi quyidagi eksponensial ifodaga mos keladi

$$i = A_0 (e^{\alpha u} - 1). \quad (11.10)$$

11.2-rasmda  $u=-\infty$  deb hisoblasak, diod orqali  $I_i$  ga teskari tok o'tadi, unda (11.10) ifodani quyidagicha yozish mumkin

$$i = I_i (e^{\alpha u} - 1). \quad (11.11)$$

(11.11) ifodadagi  $\alpha$  – koefitsienti qiymatini aniqlash uchun  $u=U_1$  kuchlanishga mos  $i=i_1$  tokni aniqlaymiz va

$$i_1 = I_i (e^{\alpha U_1} - 1) \quad (11.12)$$

tenglamani  $\alpha$  ga nisbatan yechamiz.

Yarim o'tkazgichlarda  $\alpha$  – koefitsienti qiymati yarim o'tkazgich materiali germaniy yoki kremniy ekanligiga bog'liq, germaniyli diod uchun  $\alpha_g=0,4 \div 0,5$ , kremniyli diod uchun  $\alpha_k=0,6 \div 0,8$ .

Approksimatsiyalovchi eksponensial funksiya real VAXga moslik darajasini aniqlash uchun (11.8) ifodani logarifmlash orqali chiziqli shaklga keltirish usulidan foydalanamiz.

$$\ln i = \ln I_{00} + \alpha u \quad (11.13)$$

(11.13) ifoda tok logarifmini kuchlanishga to'g'ri chiziqli bog'lanishdaligini ko'rsatadi. Agar real VAX eksponensial funksiya (11.10) ga aniq mos bo'lsa, (11.13) chiziqli bog'lanishda bo'ladi, ularning farqi xatolik darajasini ko'rsatadi.

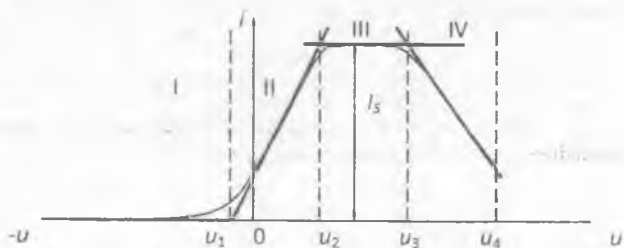
### 11.3. Nochiziqli rezistiv element VAXsini to'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash

Bu turli approksimatsiya nochiziqli elementlar va NEZ ni tahlil etishni osonlashtiradi. Bunda NE real VAXsi bir necha qismlarga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikli to'g'ri chiziq bilan almashtiriladi. Misol uchun, 11.4-rasmda keltirilgan VAXni approksimatsiyalash kerak bo'lsin. Ushbu tavsifni 4 qismga bo'lamiz va ularni to'g'ri chiziq bilan approksimatsiyalaymiz.

- 1-qismda  $i=0$ , chunki  $u < u_1$  va  $S=0$ ;  
 2-qismda  $i = S u$ , chunki  $u_1 \leq u \leq u_2$  va  $S \neq 0$ ;  
 3-qismda  $i = I_s$ , chunki  $u_2 \leq u \leq u_3$  va  $S=0$ ;  
 4-qismda  $i = S_1 \cdot u$ , chunki  $u_3 \leq u \leq u_4$  va  $S_1 \neq 0, S_1 < 0$ .

(11.14)

To'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash siniq chiziq bilan approksimatsiyalash deb ham ataladi va NEdan kuchli kuchlanish berish holatida, ya'ni uning VAXsi o'tayotgan tokning eng kichik qiymatidan eng katta qiymatigacha qismidan foydalanilganda qo'llanadi.



11.4-rasm. Murakkab volt-amper xarakteristikani approksimatsiyalash

### 11.4. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash

Bir qator hollarda nochiziqli elementlarning volta-amper xarakteristikalarini approksimatsiyalashda transcendent funksiyalardan ham foydalaniladi. Bu funksiyalarning koeffitsientlari ma'lum bir qonuniyatga asosan tanlanadigan darajali qatorga yoyish mumkin. Koeffitsientlarni tanlash har bir qonuniyati yangi transcendent funksiyani keltirib chiqaradi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, transcendent funksiya bilan approksimatsiyalash juda yuqori darajali polinom bilan approksimatsiyalash natijasini beradi.

Nochiziqli elementlarning VAXlarini approksimatsiyalash uchun turli transcendent funksiyalar taklif etilgan (arktangenssimon, normal integral taqsimoti funksiyasi va h.k.). Ushbu funksiyalardan biri giperbolik tangens funksiyasi bo'lib, uni radiotexnik olim N.N. Krilov tavsiya etgan. Dastlab funksiyani elektron lampa

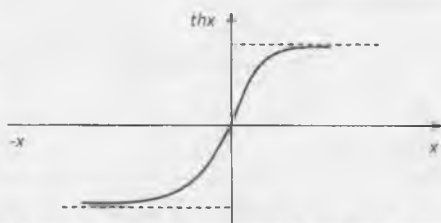
(triod, pentod)larning anod-setka xarakteristikalarini approksimatsiyalash uchun taklif etildi.

Giperbolik tangens funksiyasi quyidagi umumiy ko'rinishga ega

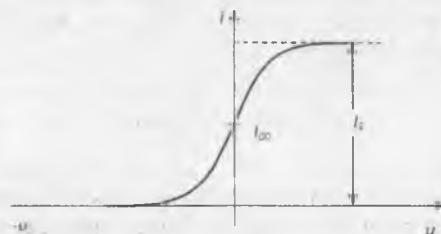
$$i = A(1 + thau). \quad (11.15)$$

Nochiziqli elementlarning VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalashning asosiy afzalligi, u nochiziqli element xarakteristikasi qiyaligining o'zgarishini (birinchi va ikkinchi xosilasi) yetarli darajada aniq baholaydi. VAX qiyaligining o'zgarishi bilan bog'liq bo'lgan radiotexnik jarayonlarni tahlil etishda bu asosiy approksimatsiyalash usuli hisoblanadi. Misol uchun, radioqabullash qurilmasi kuchaytirish kaskadi kirishiga foydali signal bilan birga kuchli xalaqit signali ta'sir etganda yuz beradigan modulyatsiya ko'chishi, blokirovkalanish, signallar shaklining nochiziqli buzilishi kabi jarayonlarini o'rganishda juda qo'l keladi. Hozirda radioqabullash qurilmalari dastlabki kaskadlarida maydon tranzistorlaridan foydalaniladi. Ularning stok-zatvor xarakteristikalarini approksimatsiyalashda giperbolik tangens funksiyadan foydalanish mumkin.

Elektron lampalar anod-setka  $i_a = F(u_a)$  va maydon tranzistorlarining stok-zatvor  $i_c = F(u_{ce})$  xarakteristikalari giperbolik tangens funksiyasiga o'xshash (11.5-rasm).



11.5-rasm. Giperbolik tangens funksiyasi grafigi



11.6-rasm. NE VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash

Giperbolik tangens funksiyasi argument  $x$  ning nisbatan kichik qiymatlari  $|x| = 0.4$  uchun yuqori aniqlik (2,0% gacha) bilan argument qiymatiga teng, argumentning katta qiymatlari uchun  $|x| < 2$  (xatolik 4,0% dan kam) bo'ladi va  $|thx| \approx 1$  bo'ladi. Elektron lampa va maydon tranzistorlarning  $i_s = F(u_s)$ ,  $i_c = F(u_c)$  xarakteristikalarini giperbolik tangens funksiyasi (11.15) bilan approksimatsiyalanganda undagi  $A, a$  koeffitsientlari quyidagicha aniqlanadi:

$$A = \frac{I_s}{2} = I_{00}, \quad a = \frac{2S}{I_s} = \frac{S}{A'}$$

bunda,  $S$  – funksiya asosiy chiziqli qismining qiyaligi ( $u = 0$  nuqtaga nisbatan);  $I_s$  – nochiziqli elementning to'yinish toki va  $I_{00}$  tokning  $u = 0$  ish nuqtasiga mos keluvchi boshlang'ich tok qiymatlari keltirilgan belgilashlar asosida (11.15) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$i_c = I_{00}(1 + thau_s). \quad (11.16)$$

Nochiziqli reaktiv elementlarning xarakteristikalarini approksimatsiyalash yuqorida ko'rib ehiqilgan approksimatsiyalashlardan farq qilmaydi. Misol uchun, nochiziqli kondensatorning volt-kulon xarakteristikasini  $n$ -darajali ko'phad bilan approksimatsiyalash mumkin.

$$q(u) = a_0 + a_1u + a_2u^2 + \dots + a_nu^n. \quad (11.17)$$

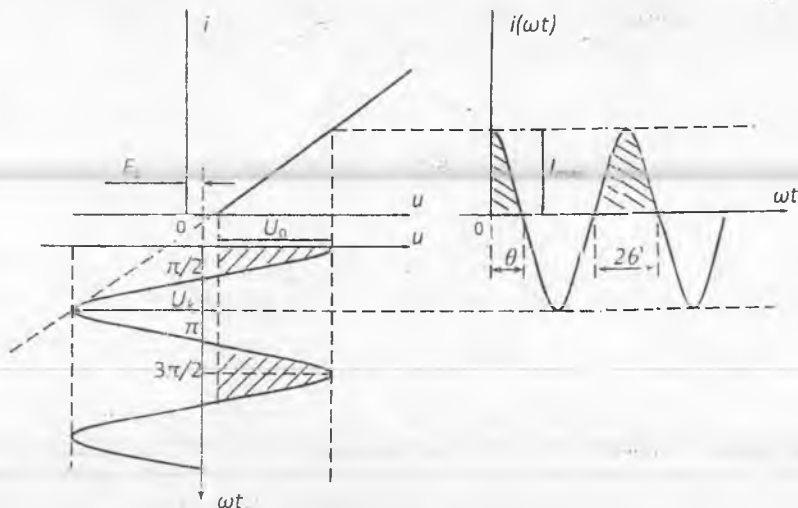
Ko'p hollarda  $q = F(u)$  funksiya o'rniga differensial sig'im  $C = F(u)$  funksiyasidan foydalaniladi.

$$C(u) = \frac{dq}{du} = a_1 + 2a_2u + \dots + na_nu^{n-1}. \quad (11.18)$$

Ba'zan nochiziqli yarim o'tkazgich sig'im – varikapning volt-farada xarakteristikasi quyidagi funksiya orqali yetarli darajada aniqlik bilan approksimatsiyalanadi, ya'ni

$$C(u) = C(0)^h \sqrt[h]{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + u}} \quad (11.19)$$

bunda,  $u$  – varikap  $p - n$  o'tishiga qo'yilgan kuchlanish;  $\varphi_k$  – potensial to'siq yuqoriligi;  $C(0)$  – varikapning  $p - n$  o'tishiga qo'yilgan kuchlanish  $u = 0$  bo'lgan holatiga mos keluvchi boshlang'ich sig'im;  $h = 2 \dots 3$  ga teng bo'lgan o'zgarmas doimiy kattalik bo'lib,  $u$  yarim o'tkazgich materialidagi boshqa ximik elementlar aralashmasiga bog'liq.



12.4-rasm. Kesish burchagi usuliga oid chizma

Uning kirishiga siljish kuchlanishi  $E_s$  va garmonik tebranish kuchlanishi berilgan, ya'ni

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos \omega_0 t. \quad (12.2.7)$$

Siljish kuchlanishi ish nuqtasini koordinata boshidan  $E_s$  kattalikka o'ng tomonga suradi.  $U_0$  – NE orqali o'tayotgan tok  $i=0$  bo'ladigan kuchlanish, yopilish kuchlanishi deb ataladi. Kirish kuchlanishi  $U_0$  dan katta bo'lganda NE orqali tok o'tadi, kirish signalining qolgan qismi NE orqali tok o'tishiga olib kelinmaydi. Tok o'tishida qatnashadigan kirish kuchlanishi va chiqish toklari 12.4-rasmda shtrixlangan. Bu rejimda NE orqali kirish kuchlanishining bir davri ( $2\pi$ )da faqat  $2\theta$  davomida tok o'tadi, qolgan qismi kesiladi. NE chiqishidagi tok kosinusoidal impuls shaklida bo'lib, u ikki ko'rsatkich  $I_{max}$  va  $\theta$  bilan baholanadi, bunda  $I_{max}$  – kosinusoidal impuls maksimal qiymati va  $\theta$  – kesish burchagi.

Kesish burchagi deb, NE orqali o'tgan tok davomiyligining yarmiga yoki NE orqali tokning minimal qiymatdan maksimal qiymatgacha o'zgarish oraliqi yoki teskarisiga aytiladi.

Ba'zan NE yopilish kuchlanishi  $U_0$ , kesish kuchlanishi deb ham ataladi. Kesish burchagini aniqlash uchun NE VA'Xsini quyidagicha aproksimatsiyalaymiz,

$$i = \begin{cases} S_0(u_k - U_0), & u_k \geq U_0; \\ 0, & u_k \leq U_0 \end{cases} \quad (12.28)$$

bunda:  $S$  – NE VAX tok o'tkazadigan qismining qiyaligi.  
(12.28) ifodaga (12.27) ifodani qo'yib

$$i = S(E_s + U_k \cos \omega_0 t - U_0) = SE_s + S \cos \omega_0 t - SU_0 \quad (12.29)$$

olamiz. Bu (12.29) tenglikdan kesish burchagi  $\cos \theta$  ni aniqlaymiz

$$\cos \theta = (U_0 - E_s) / U_k \quad (12.30)$$

NE orqali o'tayotgan davriy tok impulslari o'z tarkibida kirish signali chastotasiga teng va uning garmonikalari toklaridan iborat bo'ladi, ya'ni

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (12.31)$$

$\theta$  – kesish burchakli kosinusoidal impuls eng katta qiymati  $I_{max}$  quyidagicha aniqlanadi

$$i(\omega t) = SU_k (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (12.32)$$

bunda  $SU_k = I$  va  $\omega t = 0$  da  $i = I_{max}$  ni ko'ramiz.

$$I_{max} = I(1 - \cos \theta). \quad (12.33)$$

Tokning doimiy tashkil etuvchisi va garmonik tashkil etuvchilari qiymatlari quyidagicha aniqlanadi:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad (12.34)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t = I_1 \cdot \gamma_1(\theta), \quad (12.35)$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos 2\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos 2\omega t d\omega t = I_2 \cdot \gamma_2(\theta), \quad (12.36)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d\omega t = I_n \cdot \gamma_n(\theta), \quad (12.37)$$



$\gamma_0(\theta)$ ,  $\gamma_1(\theta)$ ,  $\gamma_2(\theta)$ , ...  $\gamma_n(\theta)$  – kosinusoidal impulsni garmonik tashkil etuvchilarga ajratish koefitsientlari deb, yoki Berg koefitsientlari deb ataladi, bunda

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{I}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{I}, \quad \gamma_2(\theta) = \frac{I_2}{I}, \quad \dots, \quad \gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{I}. \quad (12.38)$$

NE ish rejimi uchun uning VAX qiymatligi  $S$ , kirish kuchlanishi amplitudasi  $U_k$ , yopilish kuchlanishi  $U_0$  va siljish kuchlanishi ma'lum bo'lgani uchun, (12.30) va (12.32) ifodalardan foydalanib  $\theta$ ,  $I_{max}$  hamda  $I$  larni aniqlaymiz. NE dan o'tayotgan tokning kerakli spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini quyidagi ifodalar orqali aniqlash mumkin:

$$I_0 = I \gamma_0(\theta), \quad I_1 = I \gamma_1(\theta), \quad I_2 = I \gamma_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I \gamma_n(\theta). \quad (12.39)$$

Agar  $I_{max} = I(1 - \cos\theta)$  ni e'tiborga olsak, u holda

$$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos\theta) \quad \text{yoki} \quad \alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{(1 - \cos\theta)} \quad (12.40)$$

ifodalarni olamiz. Bu ifodalar  $\gamma_n(\theta)$  koefitsientlardan  $\alpha_n(\theta)$  koefitsientlarga va teskarisiga o'tish imkoniyatini beradi.  $\alpha_n(\theta)$  koefitsientlari yordamida tokning maksimal qiymati  $I_{max}$  o'zgarmas bo'lganda tokning foydali spektral tashkil etuvchilari  $I_n$  ni quyidagicha aniqlash mumkin

$$I_0 = I_{max} \cdot \alpha_0(\theta), \quad I_1 = I_{max} \cdot \alpha_1(\theta), \quad I_2 = I_{max} \cdot \alpha_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I_{max} \cdot \alpha_n(\theta). \quad (12.41)$$

$\gamma_n(\theta)$  va  $\alpha_n(\theta)$  – qiymatlari ushbu darslikning ilovasida jadval va grafik shaklida keltirilgan. Shuning uchun (12.39) yoki (12.41) ifodalardan foydalanib tokning istalgan tashkil etuvchisi qiymatini aniqlash juda oson.

$\alpha_n(\theta)$  – koefitsientlardan NE o'tayotgan kosinusoidal impulslar maksimal qiymati  $I_{max}$  o'zgaruvchan holda foydalaniladi. Bunga  $U_k$  yoki  $E_s$  qiymatini tanlash natijasida erishiladi.

$\gamma_n(\theta)$  – koefitsientlardan NE o'tayotgan kosinusoidal impulslar maksimal qiymati o'zgaruvchan bo'lgan holatda foydalaniladi.

Kesish burchagi  $U_k$ ,  $U_0$  va  $E_s$  qiymatlariga bog'liq bo'lib  $0 \div 180^\circ$  oralig'ida bo'lishi mumkin.

I.3-rasmdagi  $\gamma_n(\theta)$  va  $\alpha_n(\theta)$  garfiklardan ko'rinib turibdiki kesish burchagi  $\theta$  ning ma'lum bir qiymatlarida  $\gamma_n(\theta)$  va  $\alpha_n(\theta)$  koefitsientlari o'zlarining eng katta qiymatiga ega bo'ladilar, demak shu kesish burchaklarida NE orqali o'tuvchi tokning u yoki bu garmonikalari o'zlarining eng katta – maksimal qiymatlariga erishadilar. Masalan,  $\alpha_1(120^\circ) = 0,54$ ;  $\alpha_2(60^\circ) = 0,27$  va  $\alpha_3(40^\circ) = 0,18$ , ya'ni

$\theta_{\text{max}} = \frac{120^\circ}{n}$  qiymatlarida;  $\gamma_1(180^\circ)=1$ ,  $\gamma_2(90^\circ)=0,2$  va  $\gamma_3(60^\circ)=0,05$ , ya'ni  
 $\theta_{\text{min}} = \frac{180^\circ}{n}$  qiymatlarida o'zlarining eng katta qiymatlariga erishadilar.

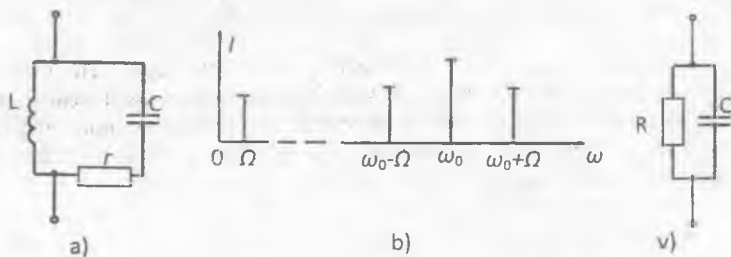
## 12.6. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish

NE orqali o'tayotgan tok spektri yoki nochiziqli rejimda ishlayotgan qurilmalar chiqish signalidan bir qismi foydali qolganlari esa foydasiz hisoblanadi.

Radiotexnik qurilmalarda tok foydali spektral tashkil etuvchilari filtrlar yordamida ajratib olinadi.

Odatda yuqori chastotalar eng oddiy filtri sifatida parallel LC konturlardan foydalaniladi va past chastota spektr shu jumladan doimiy tashkil etuvchilarini ajratib olish uchun RC filtrlardan foydalaniladi.

Yuqori chastota LC filtri sxemasi 12.5-rasmda keltirilgan.



12.5-rasm. Tok spektral tashkil etuvchilarini ajratish:  
 a) yuqori chastota filtri, b) tok spektri, v) past chastota filtri

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  chastotaga sozlangan parallel kontur ekvivalent qarshiligi moduli

$$Z_e = \frac{R_e}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}} = \frac{R_e}{\sqrt{1+\alpha^2}}, \quad (12.42)$$

bo'lib, bunda  $R_e = \frac{L}{rC} = \rho Q$  — parallel konturning rezonans chastotasidagi

ekvivalent qarshiligi;  $Q = \frac{\rho}{r}$  — konturning aslligi;  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  — konturning to'liqin

qarshiligi;  $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$  — konturning nisbiy nosozligi va  $\alpha$  — konturning

umumlashgan nosozligi. Rezonans chastotasida  $Z_e = R_{oe}$  bo'ladi va kontur orqali tokning chastotasi rezonans chastotadan farqiga qarab asta-sekin kamayib boradi. Shuning uchun kontur orqali turli chastotali tok o'tganda, unda tokning kontur

rezonans chastotasiga yaqin, ya'ni o'tkazish polosasiga mos keluvchilari unda asosiy kuchlanish hosil qiladilar. Chastotalari kontur rezonans chastotasidan ancha farq qiluvchilari unda sezilarli kuchlanish hosil qilmaydilar. Parallel  $LC$  konturning  $Z_c$  qarshiligi maksimal qiymatidan 0,7 sathga kamayishiga mos keluvchi chastotalar farqi konturning o'tkazish polosasini kengligi hisoblanadi

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{f_0}{Q}. \quad (12.43)$$

Parallel ulangan  $RC$  zanjir past chastotalar filtri hisoblanadi. Uning ekvivalent qarshiligi

$$Z_{RC} = \frac{R}{\sqrt{1 + \Omega^2 R^2 C^2}} \quad (12.44)$$

bo'lib, bunda agar  $\Omega = 0$  bo'lsa,  $Z_{RC} = R$  bo'ladi, chastota oshishi bilan  $Z_{RC}$  qiymati kamayib boradi, unda asosan tokning doimiy tashkil etuvchisi va past chastotali tashkil etuvchilari kuchlanish hosil qiladilar.  $Z_c$  ning chastotaga bog'liq kamayish qiyaligi  $RC$  zanjir vaqt doimiyligiga bog'liq.

#### *Nazorat savollari*

1. *Nochiziqli element orqali o'tayotgan tok tashkil etuvchilarini qaysi usullar bilan aniqlash mumkin?*
2. *Sinxron rejim nima?*
3. *Asinxron rejim nima?*
4. *NEning monogarmonik, bigarmonik rejimi qanday rejim?*
5. *NE VAXsi 5-darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, tokning qaysi spektral tashkil etuvchilarini aniqlash mumkin?*
6. *Kombinasion tashkil etuvchilar NEning qanday ish rejimida hosil bo'ladi?*
7. *NE VAXsi  $i=au^i$  funksiya bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, u orqali o'tuvchi tok 1-garmonikasini aniqlash mumkinmi?*
8. *NE orqali o'tuvchi tok past chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?*
9. *NE orqali o'tuvchi tok yuqori chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?*
10. *Kesish burchagi nima? U qanday orliqda o'zgarishi mumkin?*
11.  $\alpha_0(\theta), \alpha_1(\theta), \alpha_2(\theta) \dots \alpha_n(\theta)$  koefisientlari nima? Ulardan qaysi hollarda foydalaniladi?
12.  $\gamma_0(\theta), \gamma_1(\theta), \gamma_2(\theta) \dots \gamma_n(\theta)$  koefisientlari nima? Ulardan qaysi hollarda foydalaniladi?

13. Optimal kesish burchagi nima? U  $\alpha_n(\theta)$  va  $\gamma_n(\theta)$  koeffisientlari uchun qanday aniqlanadi?

14.  $\alpha_n(\theta)$  va  $\gamma_n(\theta)$  koeffisientlari,  $I$  va  $I_{max}$  yordamida tok spektral tashkil etuvchilari qanday aniqlanadi.

## 13. ANALOG MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

### 13.1. Modulyatsiya

Radiotexnika rivojining dastlabki yillarida modulyatsiya past chastotali tovush yoki telegraf signallarini uzoq masofaga yuqori chastotali radiosignallar orqali yetkazishda foydalanilgan bo'lsa, hozirda quyidagi qo'shimcha talablar qo'yilgan:

1. uzatiladigan nisbatan past chastotali xabarlarini ajratilgan ma'lum radiochastotalar diapazoniga joylashtirish;
2. ajratilgan radiochastotalar diapazonidan eng maqbul darajada foydalanish, elektromagnit muhitni ta'minlash;
3. modulyatsiyaning ma'lum turlaridan foydalanib, xabarni iste'molchiga yuqori xalaqitbardoshlik bilan yetkazish.

Yuqori chastotali radiosignal (tashuvchi) ni asosiy parametrlaridan birini nisbatan past chastotali modulyatsiyalovchi signal o'zgarishiga mos ravishda o'zgarishi modulyatsiya deb ataladi. Tashuvchining modulyatsiyalovchi signalga mos ravishda o'zgaruvchi parametri uning informasion parametri deb ataladi.

Ko'p hollarda tashuvchi signal sifatida: yuqori chastotali garmonik shakldagi signallar; to'g'ri burchakli impulslar ketma-ketligi va shovqinsimon signallardan foydalaniladi.

### 13.2. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar

Tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik tebranuvchi signalni olamiz (13.1a-rasm)

$$U_1(t) = U_\omega \cos \omega_0 t. \quad (13.1)$$

Modulyatsiyalovchi signalning chastotasi  $\Omega$  ga teng garmonik tebranuvchi signal deb hisoblaymiz (13.1b-rasm)

$$U_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t. \quad (13.2)$$

Odatda  $\omega_0 \gg \Omega$  etib tanlanadi.

(13.1) tashuvchining amplitudasi  $U_\omega$  modulyatsiyalovchi  $U_\Omega$  signal amplitudasiga mos ravishda o'zgaradi

$$U_{AM}(t) = [U_\omega + k U_\Omega \cos \Omega t] \cos \omega_0 t, \quad (13.3)$$

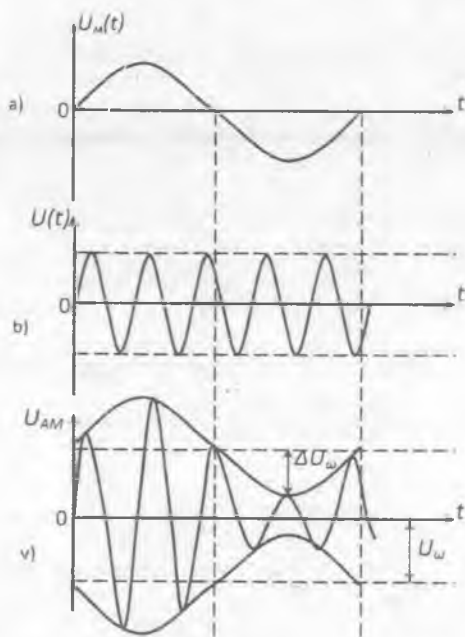
bunda,  $k$  — proporsionallik koeffitsienti bo'lib, modulyatsiyalovchi signal amplitudasi o'zgarishini tashuvchi  $U_\omega$  amplitudasi o'zgarishi  $\Delta U_\omega$  bilan bog'laydi,  $\Delta U_\omega = k U_m$ .

(13.3) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz (13.1v-rasm)

$$U_{am}(t) = U_w \left[ 1 + \frac{\Delta U_w}{U_w} \cos \Omega t \right] \cos \omega_0 t, \quad (13.4)$$

bunda,  $\frac{\Delta U_w}{U_w} = m$  deb belgilab, (13.4) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz

$$U_{AM}(t) = U_w [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (13.5)$$



13.1-rasm. AM signal vaqt diagrammalari: a) modulyatsiyalovchi past chastotali signal, b) yuqori chastotali tashuvchi, v) modulyatsiyalangan signal

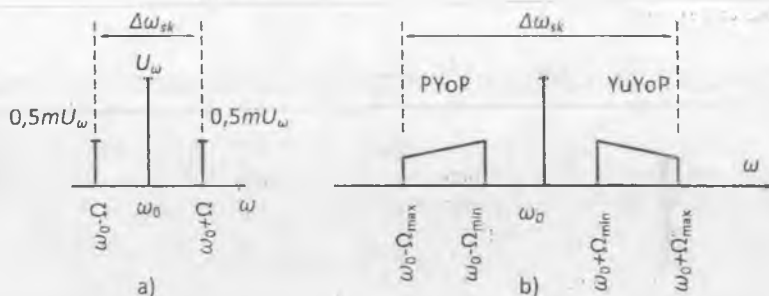
(13.5) bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan amplitudasi modulyatsiyalangan signalning analitik (matematik) ifodasi hisoblanadi.

(13.5) ifodada  $m$  – modulyatsiya koeffitsienti, odatda u modulyatsiya chuqurligi deb ataladi. Uning qiymati modulyatsiyalovchi signal shakli qabul qilish qurilmasi chiqishida buzilmasdan aks ettirilishi uchun  $0 \div 1$  oralig'ida o'zgarishi kerak, ya'ni  $m = 0 \div 1$ . texnik foydalanishda u foizlarda baholanadi, ya'ni  $m = 0 \div 1 \cdot 100\%$ . Agar  $m > 1$  bo'lsa, bunday modulyatsiya ortiqcha modulyatsiyaga olib keladi va yuqoridagi holatga olib keladi.

(13.5) ifodadagi AM signal spektral tashkil etuvchilarini aniqlash uchun qavsni ochamiz va  $\cos\alpha\cos\beta$  trogonometrik ifodani yoyishdan foydalanamiz, natijada quyidagi ifodani olamiz

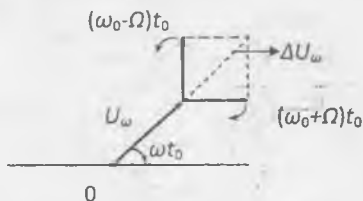
$$U_{AM}(t) = U_{\omega}\cos\omega_0 t + 0,5mU_{\omega}\cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5mU_{\omega}\cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (13.6)$$

Bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan AM signal uchta tashkil etuvchidan iborat: tashuvchi chastota  $-\omega_0$ ;  $(\omega_0 + \Omega)$  pastki yon spektral tashkil etuvchi va  $(\omega_0 - \Omega)$  yuqori yon spektral tashkil etuvchi chastotalar (13.2a-rasm). Bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan AM signal spektri kengligi  $\Delta\omega_{sk} = 2\Omega_{max}$  (13.2b-rasm). AM signal modulyatsiyasida signal chastotasi  $\Omega_{min} - \Omega_{max}$  oralig'ida o'zgarsa, pastki yon polosasi va yuqori yon polosasi spektri paydo bo'ladi.



13.2-rasm. AM signal spektr diagrammalari: a) bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalanganidagi spektri, b) murakkab signal bilan modulyatsiyalanganidagi spektri

AM signal vektor diagrammasi 13.3-rasmda keltirilgan.



13.3-rasm. AM signal vektor diagrammasi

Tashuvchi spektri  $\Omega_{min} - \Omega_{max}$  oralig'ida joylashgan modulyatsiyalovchi signal bilan modulyatsiyalangan holatni ko'rib chiqamiz. Bunda

$$U_m(t) = \sum_{k=1}^n U_{k\omega} \cos k\omega t \quad (13.7)$$

bo'ladi va natijaviy modulyatsiya koeffitsienti

$$U_m(t) = \sum_{k=1}^n m_k, \quad (13.8)$$

bunda,  $m_k$  – modulyatsiyalovchi signal  $k$ -nchi spektr tashkil etuvchisi ta'sirida modulyatsiya koeffitsientining o'zgarishi. Avval eslatib o'tganimizdek natijaviy modulyatsiya chuqurligi  $M < 1$  bo'lishi kerak. (13.7) modulyatsiyalangan AM signalni quyidagicha ifodalash mumkin

$$U_m(t) = U_m \left[ 1 + M \sum_{k=1}^n \cos \Omega_k t \right] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (13.9)$$

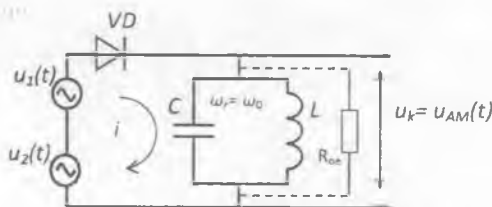
Murakkab signal bilan modulyatsiyalangan AM signal spektri 13.2g-rasmda keltirilgan. Bunday AM signal tashuvchi, yuqori yon polosa va past yon polosa spektrlaridan iborat bo'lib, spektri kengligi  $\Delta\omega_{sk} = 2\Omega_{max}$  ga teng.

### 13.3. AM signallarni olish usullari

AM signallar odatda yarim o'tkazgich diod, tranzistor yoki elektron lampalardan NE sifatida foydalanish orqali olinadi.

#### 13.3.1. Bir taktli diodli AM modulyator

Bir taktli diodli AM modulyator sxemasi 13.4-rasmda keltirilgan.



13.4-rasm. Diodli amplituda modulyatori sxemasi

Diod VAXsini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \quad (13.10)$$



unga tashuvchi  $u_1(t)=U_{\omega}\cos\omega_0t$  va modulyatsiyalovchi  $u_2(t)=U_{\Omega}\cos\Omega t$  signallar yig'indisi  $u=u_1+u_2$  ta'sir etadi. Dioddan o'tayotgan tokni aniqlaymiz

$$i = a_0 + a_1 U_{\omega} \cos \omega_0 t + a_1 U_{\Omega} \cos \Omega t + 0,5 a_2 U_{\omega}^2 + 0,5 a_2 U_{\omega}^2 \cos 2 \omega_0 t + 0,5 a_2 U_{\Omega}^2 + 0,5 a_2 U_{\Omega}^2 \cos 2 \Omega t + 2 a_2 U_{\omega} U_{\Omega} \cos \Omega t \cos \omega_0 t. \quad (13.11)$$

Bu umumiy tok spektridan  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + \Omega$  va  $\omega_0 - \Omega$  chastotali tebranishlarni parallel kontur yordamida ajratib olamiz. Parallel kontur o'tkazish polosasi AM signal spektriga mos bo'lishi kerak. Parallel kontur yuklama vazifasini bajaradi, uning ekvivalent qarshiligini  $R_{oc}$  o'tkazish polosasida doimiy deb hisoblab, undagi kuchlanish  $u_k(t)$  ni aniqlaymiz. Konturdagi kuchlanish  $u_k(t)=u_{AM}(t)$  bo'lib, amplitudasi modulyatsiyalangan bo'ladi

$$u_k = u_{AM}(t) = R_{oc}(a_1 U_{\omega} \cos \omega_0 t + 2 a_2 U_{\omega} U_{\Omega} \cos \Omega t \cos \omega_0 t). \quad (13.12)$$

(13.12) da  $a_1 U_{\omega} \cos \omega_0 t$  ni qavs tashqarisiga chiqaramiz

$$u_{AM}(t) = a_1 U_{\omega} R_{oc} (1 + 2 a_2 / a_1 U_m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (13.13)$$

(13.13) ifodada

$$2 a_2 / a_1 U_m = m, \quad (13.14)$$

deb belgilab, quyidagini hosil qilamiz

$$u_{AM}(t) = a_1 U_{\omega} R_{oc} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (13.15)$$

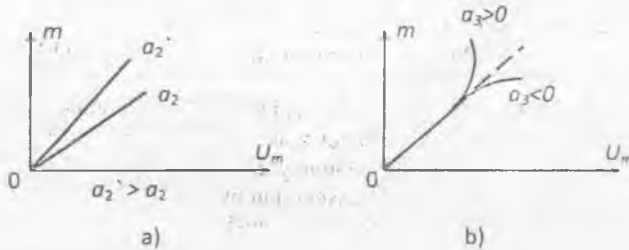
(13.14) ifoda (13.15) ifoda bilan  $a_1 R_{oc}$  doimiy o'zgarmas kattalikni farq qiladi.

(13.14) ifodadan ko'rinib turibdiki modulyatsiya koeffitsienti  $m$  modulyatsiyalovchi signal amplitudasi  $U_m$  ga to'g'ri proporsional, ya'ni modulyatsiya jarayoni buzilishsiz o'tadi.  $U_m = \text{const}$  uchun  $m$  ning qiymati  $a_2$  koeffitsientga bog'liq, u qancha katta bo'lsa, ya'ni egirish qancha katta bo'lsa  $m$  shuncha katta bo'ladi. Bu bog'lanishlar grafigi 13.5-rasmda keltirilgan.

Agar  $u = u_1 + u_2$  NE VAXsining ikkinchi darajali polinom b'lar: approksimatsiyalangan qismidan tashqariga chiqsa, u holda VAXni uchi-irchi darajali polinom bilan approksimatsiyalanadi, natijada yana qo'shimcha spektral tashkil etuvchilar paydo bo'ladi. Ulardan  $(\omega_0 \pm \Omega)$  chastotali spektr tashkil etuvchilar parallel kontur-yuklama o'tkazish polosasiga tushishi mumkin (agar  $\Omega_m \leq \Omega_{\max}$  bo'lsa), natijada buzilish paydo bo'ladi, tashuvchi bir vaqtda  $\Omega_m$  va  $2\Omega_m$  bilan modulyatsiyalangan bo'ladi. Modulyatsiya koeffitsienti bu holda quyidagicha aniqlanadi

$$m = 2 \frac{a_2}{a_1} U_m + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} U_m^3 \quad (13.16)$$

(13.15) ifoda grafiklari 13.5b-rasmda keltirilgan.



13.5-rasm. Modulyatsiya chuqurligi  $m$ -ning  $a_2$  va  $a_3$  approksimatsiya koeffitsientlariga bog'liqligi

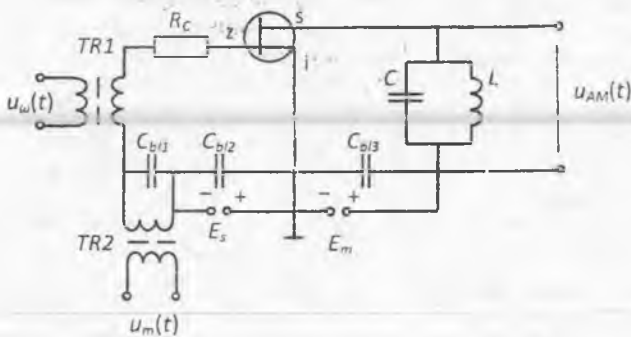
### 13.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori

AM signallarni olishda tranzistorli modulyatorlar modulyatsiyalovchi signal aktiv elementlarning qaysi uchlari orasiga berilganiga qarab farqlanadilar.

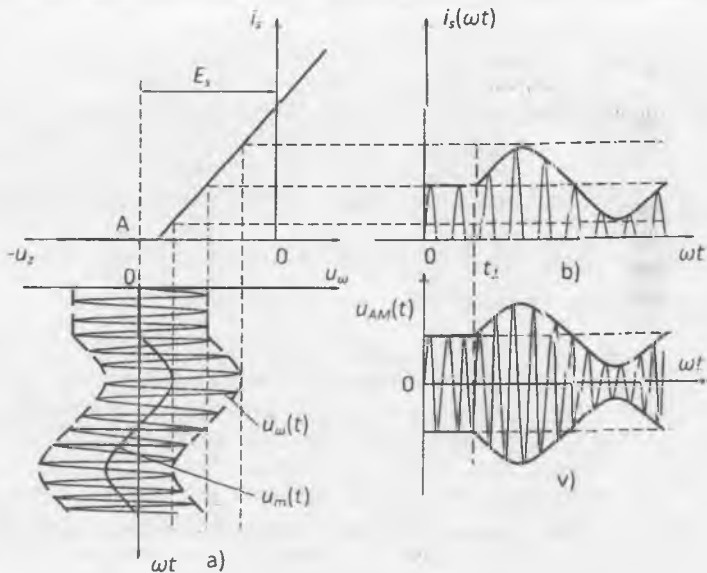
1. Tashuvchi signal  $u_{\omega}(t)$  va modulyatsiyalovchi signal  $u_m(t)$  bipolyar tranzistorning baza-emitter oralg'iga berilgan bo'lsa, baza modulyatsiyasi deb ataladi.
2. Tashuvchi signal  $u_{\omega}(t)$  baza-emitter oralg'iga va modulyatsiyalovchi signal  $u_m(t)$  kollektor-emitter oralg'iga berilgan bo'lsa kollektor modulyatori deb ataladi.
3. Tashuvchi signal  $u_{\omega}(t)$  baza-emitter oralg'iga, modulyatsiyalovchi signal bir vaqtning o'zida baza-emitter va kollektor-emitter oralg'iga berilsa bunday modulyator murakkab modulyatsiya turi hisoblanadi.

Maydon tranzistorlari va elektron lampalardagi modulyatorlar ham yuqoridagilarga o'xshash nomlanadilar. Masalan: zatvor orqali modulyatsiya, stok orqali modulyatsiya, boshqarish turi orqali modulyatsiya va anod orqali modulyatsiya.

Misol tariqasida maydon tranzistoridan foydalanib AM signal olish jarayoni bilan tanishamiz. Maydon tranzistorli modulyatorning nisbatan soddalashtirilgan elektr sxemasi 13.6-rasmda keltirilgan.



13.6-rasm. Maydon tranzistorli modulyatorning sodda lashtirilgan sxemasi



13.7-rasm. Maydon tranzistorli modulyatorining ishlashiga oid vaqt diagrammalari

Tranzistor xarakteristikasini siniq chiziq bilan approksimatsiyalaymiz. Ish nuqta  $E_s$  – sijish kuchlanishi orqali orqali  $A$  nuqtada oʻrnatilgan.  $t_1$  noldan boshlab  $u_m(t)$  kuchlanish  $E_s$  bilan birga

$$E_s^1(t) = E_s + U_m \cos \omega t, \quad (13.17)$$

sekin o'zgaruvchi sifatida zatvor-istok oralig'iga berilib, tashuvchi  $u_{\omega}(t)$  ni siljib turuvchi ish nuqtasi  $A$  ning VAX bo'yicha turli joylariga berilishini ta'minlaydi. Shuning uchun bunday tur modulyatsiya – siljish modulyatsiyasi deb ataladi.  $u_{\omega}(t)$  VAX ning turli nuqtalariga berilishi natijasida stok toki impulslarining balandligi  $I_{\max}$  o'zgaradi. Bu tok bir qator spektral tashkil etuvchilarga ega bo'ladi. shu jumladan  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + \Omega_m$  va  $\omega_0 - \Omega_m$  chastotali tashkil etuvchilarga. Tokning bu tashkil etuvchilari yuklama-parallel konturda kuchlanish hosil qiladi, bu kuchlanish amplitudasi o'zgarishi modulyatsiyalovchi  $u_m(t)$  kuchlanish o'zgarishiga mos keladi (13.7v-rasm).

Modulyatorlarning ish rejimi va modulyatsiyalash sifati uning statik modulyatsion xarakteristikasi orqali baholanadi. Ko'rilgan siljish orqali modulyatsiya modulyatorining statik modulyatsiyalash xarakteristikasi deb, stok toki birinchi garmonikasi  $I_{s1}$  ning siljish kuchlanishi  $E_s$  ga bog'liqlik o'zgarishiga aytiladi. Bu xarakteristikani o'lchashda va hisoblab chiqishda  $U_m = \text{const}$ ,  $E_m = \text{const}$  bo'lishi kerak. 13.8-rasmda siljish modulyatori modulyatsion xarakteristikasi keltirilgan. Bu xarakteristikadan quyidagilarni aniqlash mumkin:

1. Modulyatsion xarakteristikaning chiziqli qismi  $MN$  ni, bu oraliqda  $I_{s1}(E_s)$  deyarli chiziqli bog'lanishda bo'ladi;

2. Statik modulyatsion xarakteristika (SMX) ning  $MN$  qismi o'rtasidan absissa o'qiga perpendikulyar (tik) tushirib, ish nuqtasi SMXning o'rtasida bo'lishini ta'minlovchi siljish kuchlanishi  $E_s$  qiymatini aniqlaymiz;

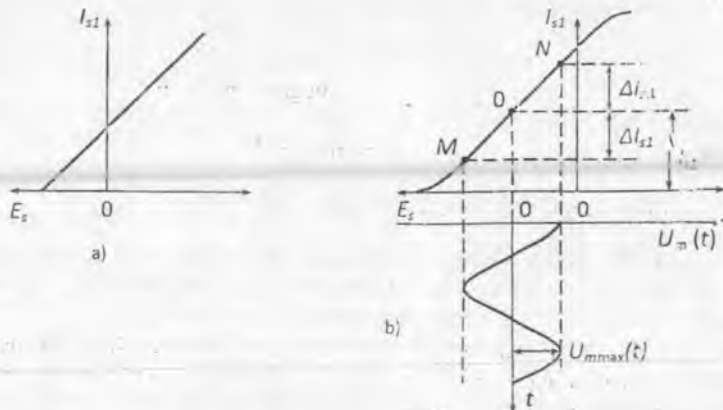
3.  $M$  va  $N$  nuqtalaridan tik chiziq tushiramiz, ular absissa o'qi bilan kesishgan nuqta va  $E_s$  kattalik orasidagi kuchlanish farqini aniqlaymiz. U modulyatorga berish mumkin bo'lgan modulyatsiyalovchi signal amplitudasiga teng bo'ladi;

4. SMXning  $MN$  qismidan foydalanilganda erishishligi mumkin bo'lgan modulyatsiya maksimal koeffisienti  $m_{\max}$  aniqlanadi,  $m_{\max} = \frac{\Delta I_{c1}}{I_{c1}}$ ;

5. SMXdan 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib, modulyatsiyada yo'l qo'yilgan nochiziqli buzilish koeffisientini hisoblash mumkin.

Tashuvchili, ikki yon polosali AM signal bir qator kamchiliklarga ega bo'lgani uchun odatda uning quyidagi turlaridan ham foydalaniladi:

- ikki polosali tashuvchisiz AM signal;
- bir yon polosali tashuvchisi bor AM signal;
- bir yoki ikki yon polosali tashuvchisi sathi kamaytirilgan AM signal;
- bir yoki ikki polosali tashuvchisi o'rniga nisbatan past sathli pilot signal qo'shilgan AM signal.



13.8-rasm. Amplituda modulyatorining statik modulyatsion xarakteristikasi: a) idealashtirilgan modulyatsion xarakteristikasi, b) naqiqiy modulyatsion xarakteristikasi

### 13.4. Chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallar

Tebranish chastotasi oniy qiymati va oniy fazasi bir-biri bilan matematik jihatdan hosila va integral bilan bog'langan. Bu kattaliklardan birining o'zgarishi ikkinchisining unga bog'liq o'zgarishiga olib keladi, ya'ni

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{va} \quad \Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0. \quad (13.18)$$

Shuning uchun chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallarni burchak modulyatsiyali signallar deb ataladi. Quyida shu ikki tur modulyatsiyani ko'rib chiqamiz.

Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 + \varphi_0)t \quad (13.19)$$

ning fazasi modulyatsiyalovchi  $u_m(t)$  qonuni bo'yicha o'zgaradi, ya'ni

$$\varphi(t) = \varphi_0 + a U_m(t), \quad (13.20)$$

bunda  $a$  – proporsionallik koeffitsienti. Burchak modulyatsiyasida tashuvchining amplitudasi o'zgar olmaydi, ya'ni  $U_{\omega} = \text{const}$ , shuning uchun F.M tebranishni quyidagicha ifodalash mumkin

$$u_{FM}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + a U_m(t)]. \quad (13.21)$$

Agar modulyatsiya past chastotali garmonik signal

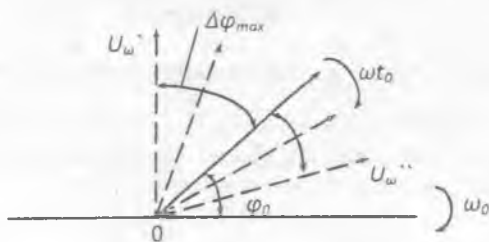
$$u_m(t) = U_m \sin \Omega t, \quad (13.22)$$

ta'sirida amalga oshirilsa, FM signalning fazasi oniy qiymati quyidagiga teng bo'ladi

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + a U_m \sin \Omega t. \quad (13.23)$$

(13.23) ifodada birinchi va ikkinchi tashkil etuvchisi modulyatsiyalangan signal fazasiga teng, uchinchi fazaning modulyatsiya natijasida o'zgarishi 13.9-rasmda FM signal vektor diagramma yordamida tushuntirilgan.

Bunda tashuvchi vektori soat strelkasi bo'yicha harakatlanib  $t_0$  onda rasmdagi  $U_{\omega}^*$  holatini egallasin. Faza modulyatsiyasi ushbu vektor  $U_{\omega}^*$  - ni o'zining dastlabki holatidan  $\Delta\varphi = a U_m \sin \Omega t$  qonuni bo'yicha o'ngga va chapga og'ishini anglatadi. Tashuvchining eng chekka holati  $U_{\omega}'$  va  $U_{\omega}''$  bilan belgilangan.



13.9-rasm. Burchak modulyatsiyali signalga oid chizma

Modulyatsiyalangan tebranish fazasining modulyatsiyalanmagan tebranish fazasidan bir tomonga maksimal siljishi faza modulyatsiyasi indeksi deb ataladi. Modulyatsiya indeksi modulyatsiyalovchi signal amplitudasiga bog'liq bo'lib, uning o'zgarish chastotasiga bog'liq emas.  $\Delta\varphi_{\max} = M_{FM} = a U_m$  ni e'tiborga olib (13.19) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$U_{FM}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + m \sin \Omega t]. \quad (13.24)$$

FM signalning oniy chastotasi quyidagicha o'zgaradi

$$\omega(t) = \omega_0 + m \Omega \cos \Omega t. \quad (13.25)$$

Shunday qilib FM signal turli onlarda turlicha chastotaga ega bo'ladi, uning tashuvchi chastotasidan farqi

$$\Delta\omega = m \Omega \cos \Omega t \quad (13.26)$$

bo'lib, FM signalni ChM signal deb qarash mumkin.

Chastota maksimal qiymati  $\omega$  ning  $\omega_0$  dan farqi  $\Delta\omega_d$  chastota deviatsiyasi deb ataladi, ya'ni

$$\Delta\omega_d = m_{chm}\Omega \quad \text{yoki} \quad \Delta f_d = M_{chm}F. \quad (13.27)$$

Chastota modulyatsiyasini amalga oshirilganda tashuvchining chastotasi oniy qiymati modulyatsiyalovchi signal  $u_m(t)$  ga mos ravishda o'zgaradi, ya'ni

$$\omega(t) = \omega_0 + a u_m(t), \quad (13.28)$$

bunda  $a$  – proporsionallik koeffitsienti. ChM signalning oniy fazasi

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + a \int u_m(t) dt. \quad (13.29)$$

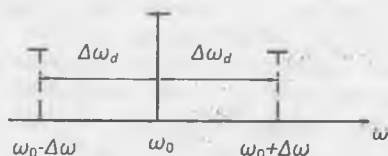
ChM signalning analitik ifodasi quyidagicha bo'ladi

$$U_{chM}(t) = U_0 \cos \left[ \omega_0 t + \varphi_0 + a \int u_m(t) dt \right]. \quad (13.30)$$

Agar  $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$  bo'lsa, u holda

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_d \cos \Omega t, \quad (13.31)$$

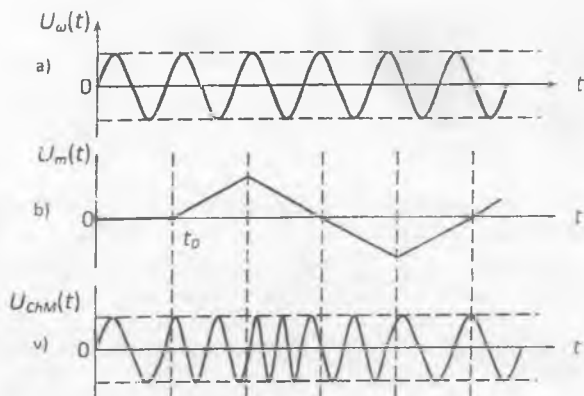
bunda  $\Delta\omega_d$  – chastota deviatsiyasi, ya'ni tashuvchi chastotasi  $\omega_0$  ning bir tomonga maksimal oshishi yoki kamayishi (13.10-rasm).



13.10-rasm. ChM signal chastota deviatsiyasini aniqlashga oid chizma

(13.31) ni e'tiborga olib (13.30) ni quyidagi shaklga keltiramiz

$$u_{chM}(t) = U_0 \cos \left[ \omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t \right]. \quad (13.32)$$



13.11-rasm. ChM signal vaqt diagrammalari: a) ChM signal tashuvchisi, b) modulyatsiyalovchi past chastotali signal, v) chastotasi modulyatsiyalangan signal

(13.32) ifoda ChM signalni bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalanganidagi analitik ifodasi. Bunda  $\frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t$  ChM modulyatsiya natijasida uning fazasi o'zgarishini ifodalaydi. Bu ChM signalni  $m = \frac{\Delta\omega_d}{\Omega}$  indeksi FM signal deb hisoblash mumkinligini bildiradi.

FM va ChM signallar bir qator umumiy xususiyatlarga egalar:

- ular bir xil amplitudali va chastotali  $u_m(t)$  bilan modulyatsiyalangan vaqtda bir-biridan farqlanmaydi;

- har ikki signal ham modulyatsiya indeksi bilan baholanadilar.

FM va ChM signallarning bir-birlaridan farqlari quyidagilar:

- FM signal modulyatsiya indeksi  $M_{FM}$  modulyatsiya chastotasiga bog'liq emas, chastota deviatsiyasi modulyatsiya chastotasiga bog'liq;

- ChM signal chastota deviatsiyasi, modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog'liq emas, modulyatsiya indeksi modulyatsiya chastotasiga teskari propotsional.

ChM va FM signallarni farqi modulyatsiyalovchi signal murakkab bo'lgan holda yaqqol seziladi.

ChM va FM signllarni o'rtacha qiymati sezilarli o'zgar olmaydi

$$P_{av} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R}, \quad (13.33)$$

bunda  $T = \frac{2\pi}{\omega}$ .



ChM va FM signallar spektri nazariy jihatdan cheksiz keng. Ammo bu signallar uchun uning spektral tashkil etuvchilari quvvatining asosiy qismi joylashgan kengligini quyidagi taqribiy ifodalar orqali aniqlash mumkin.

ChM signal spektri kengligi

$$\Delta\omega_{\text{ChM}} = 2(M_{\text{ChM}} + 1)\Omega. \quad (13.34)$$

FM signal spektri kengligi

$$\Delta\omega_{\text{FM}} = 2(M_{\text{FM}} + 1)\Omega. \quad (13.35)$$

Agar ChM signal uchun  $M_{\text{ChM}} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$  va FM signal uchun  $M_{\text{FM}} = \Delta\varphi_{\text{MAX}}$  ekanligini e'tiborga olsak, ChM signal spektr kengligi  $\Delta\omega_{\text{ChM}}$  modulyatsiya chastotasi o'zgarisa ham o'zgarishsiz qoladi, FM signal spektri esa modulyatsiya chastotasiga proporsional o'zgaradi.

FM signaldan uzluksiz signallarni uzatishda foydalanilmaydi, chunki ajratilgan chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligi juda past bo'ladi. FM signallardan o'zgarimas tezlikda diskret habarlarni uzatishda foydalaniladi, ya'ni fazasi manipulyatsiyalangan signal shaklida foydalaniladi.

ChM signallardan UQT diapazonida radioeshittirishda va boshqa tur aloqa tizimlarida keng foydalaniladi.

### 13.5. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish

Chastota modulyatsiya natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (13.36)$$

ning oniy chastotasi o'zgarishi kerak, bu o'zgarish  $\Delta\omega_d$  modulyatsiyalovchi signal

$$u_m(t) = U_m \cos\Omega t \quad (13.37)$$

amplitudasiga proporsional bo'lishi kerak, ya'ni

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 + k_{\text{ChM}} u_m(t). \quad (13.38)$$

Chastota modulyatori ikki qismdan iborat bo'lishi kerak: birinchisi,  $\omega_0$  chastotali tebranishlar generatori va ikkinchisi, generatsiyalanayotgan tebranish chastotasini modulyatsiya signali orqali boshqaruvchi qism. Generator qurilmasi bilan qo'llanmaning oxirgi qismida tanishamiz. Hozircha generatorda uning

tebraniş chastotasini aniqlovchi rezonans  $LC$  parallel konturi bor deb hisoblaymiz.  $LC$  kontur rezonans chastotasi  $\omega_0$  quyidagiga teng

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (13.39)$$

Demak, biz parallel kontur induktivligi  $L$  yoki sig'imi  $C$  ni o'zgartirib, uning rezonans chastotasi  $\omega_0$  ni o'zgartirishimiz mumkin. Natijada generator chastotasi o'zgaradi. Kontur parametrlarini turli usullar bilan o'zgartirish mumkin, hamma holda ham boshqaruvchi element  $X_b(t)$  reaktiv element bo'lib, u  $L$  yoki  $C$  ga ta'sir etishi kerak.

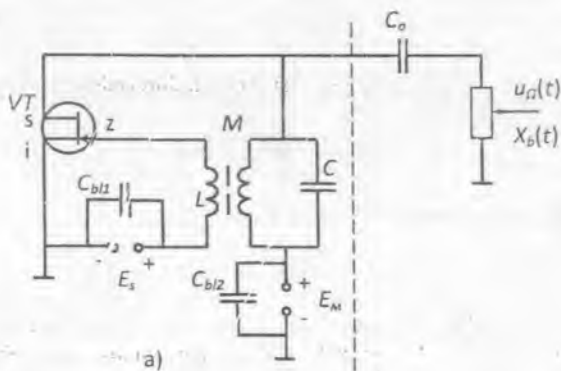
13.12a-rasmda chastota modulyatori soddalashgan sxemasi va 13.12b-rasmda boshqaruvchi elementi  $X_b(t)$  sifatida varikapdan foydalanilgan chastota modulyatori sxemasi keltirilgan.

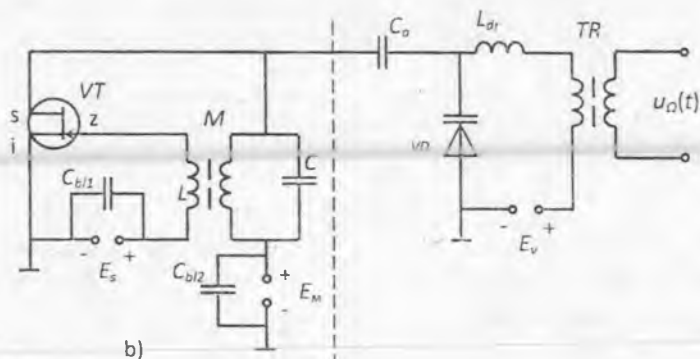
$X_b(t)$  modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_m(t)$  orqali boshqariladi. Varikap  $p$ - $n$  o'tishi sig'imini unga qo'yilgan kuchlanishga bog'liqlik xarakteristikasi  $C=F(U)$  13.13-rasmda keltirilgan.

13.12-rasmda punktir chiziqdan chap tomoni  $\omega_0$  chastotali tebranişlar generatori bo'lib, unga varikap  $VD$  ajratuvchi kondensator  $C_a$  orqali ulangan. Varikapning ekvivalent qarshiligi har bir onda, uning doimiy qismi  $S_0$  va o'zgaruvchan qismi  $\Delta S(t)$  dan iborat, ya'ni

$$S_d(t) = S_0 + \Delta S(t). \quad (13.40)$$

Varikap volt-farada xarakteristikasi (13.13-rasm) da ish nuqtasi unga beriladigan siljish kuchlanishi  $E_v$  orqali o'rnatiladi. Modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_m(t)$  transformator  $TR$  va drossel  $L_{dr}$  orqali siljish kuchlanishi  $E_v$  bilan birga varikapga beriladi. Bu kuchlanishlar ta'sirida varikap sig'imi boshqariladi.





13.12-rasm. Chastota modulyatorlari sxemasi: a) soddalashtirilgan sxemasi, b) ChM signalni varikap yordamida olish sxemasi

$C_a$  – kichik sig'imli kondensator  $\omega$  chastotali yuqori chastotali tebranishlar uchun qarshilik ko'rsatmaydi, natijada varikap va  $LC$  kontur bir-biriga parallel ulanadi. Ikkinchi tomondan  $C_a$  kondensatori modulyatsiyalovchi  $u_{\Omega}(t)$  ni parallel konturga o'tkazmaydi. Bundan tashqari  $S_a$  siljish kuchlanishi manbai  $E_v$  ni  $L$  induktivlik orqali o'tishiga yo'l qo'ymaydi. Drossel  $L_{dr}$  parallel  $LC$  konturni yuqori chastotada transformator  $TR$  va  $E_x$  manba ichki qarshiligi bilan shuntlanishini bartaraf qiladi.

Varikapga kichik sathli modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_{\Omega}(t)$  ta'sirida uning sig'imi  $C_v(t)$  modulyatsiyalovchi kuchlanishga proporsional o'zgaradi (13.13-rasm). Buning natijasida generatsiya chastotasi o'zgaradi, u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_v(t))}}, \quad (13.41)$$

yoki

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C(t))}}. \quad (13.42)$$

Varikap boshlang'ich sig'imi  $C_0$  va parallel kontur kondensatori  $C$  sig'imi birgalikda tashuvchisi chastotasini  $\omega_0$  ni belgilaydi. Demak  $C_0 = C + C_0$  deb olsak

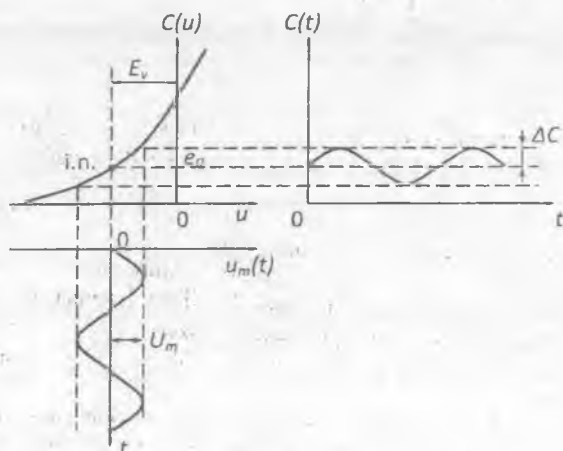
tashuvchi chastotasi  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  bo'ladi va (13.42) quyidagi ko'rinishni oladi

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_0}}} \quad (13.43)$$

Demak parallel kontur sig'imining  $\Delta C$  ga o'zgarishi uning chastotasini  $\Delta\omega$  o'zgarishiga olib keladi, ya'ni

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \quad (13.44)$$

bo'ladi. Chastota o'zgarishi  $\Delta\omega$  sig'im o'zgarishi  $\Delta C$  ga proporsional bo'lishi uchun  $\frac{\Delta C}{C_0} \leq 0,1 \div 0,2$  bo'lishi kerak.



13.13-rasm. Varikap yordamida ChM signalni olishga oid vaqt diagrammalari

Boshqaruvchi reaktiv element sifatida reaktiv tranzistorlardan ham foydalaniladi.

Chastota o'zgarishi  $\Delta\omega$  ni siljish kuchlanishi  $E_v$  ga bog'liqligiga aytiladi, ya'ni  $\Delta\omega = F(E_v)$ . Bunda  $U_m(t) = 0$  va generator elektr manbalari kuchlanishi o'zgarmas deb hisoblanadi. Ushbu SMX orqali modulyatorning ish holati va modulyatsiyalash sifati aniqlanadi.

### 13.6. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish

Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi fazasi modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_{\Omega}(t)$  ga proporsional o'zgaradi, ya'ni

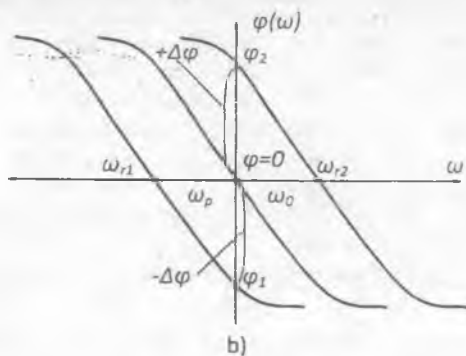
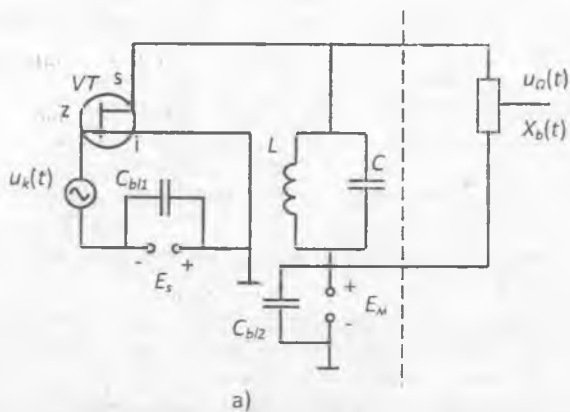
$$\varphi(t) = \varphi_0 + k u_{\Omega}(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t), \quad (13.45)$$

bunda  $k$  – modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_{\Omega}(t)$  ni faza o'zgarishi  $\Delta\varphi(t)$  bilan bog'lovchi koeffitsient. Modulyatsiya natijasida bosilang'ich faza  $\varphi_0$ ,  $\Delta\varphi$  ga o'zgaradi.

Faza va chastota modulyatorlari bir-biriga bog'liqligiga qaramasdan, ular turlicha shakllantiriladilar. Agar ChM da modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_{\Omega}(t)$  ta'sirida uning chastotasi o'zgarsa, FM da esa uning chastotasi o'zgarishining fazasi  $u_{\Omega}(t)$  ga proporsional o'zgarishi kerak. Shuning uchun FM modulyatorning birinchi qismi generator emas, rezonans kuchaytirgich bo'lishi kerak. Rezonans kuchaytirgichning yuklamasi – parallel LC kontur FM da asosiy o'rinni egallaydi. 13.14a-rasmda FM soddalashtirilgan sxemasi va 13.14b-rasmda parallel kontur faza-chastota xarakteristikalarini  $\varphi(\omega)$  keltirilgan. 13.14a-rasmda  $X_b(t)$ -boshqaruvchi reaktiv element. Reaktiv element sifatida varikapdan foydalanish mumkin. U holda 13.14a-rasmdagi sxemaning punktir chiziqdan o'ng tomon qismi 13.14b-rasmda o'ng tomoni bilan almashtirish mumkin.  $X_b(t)$ -umumiy holda bu parametrik element ekvivalent sig'imi yoki induktivligi modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_{\Omega}(t)$  ga mos o'zgaradi deb hisoblash mumkin.

FM modulyator ishlash jarayonini faza-chastota xarakteristikalarini yordamida ko'rib chiqamiz. Agar kontur tashuvchi signal chastotasi  $\omega_0$  ga sozlangan bo'lsa, uning qarshiligi aktiv bo'ladi va u orqali o'tayotgan tok birinchi garmonikasi  $I_1$  unda  $U_k$  kuchlanish, chiqish kuchlanishi  $U_{ch}$  ni keltirib chiqaradi.  $I_1$  tok fazasi  $U_k$  kuchlanish fazasiga mos keladi. Shuning uchun  $\varphi(\omega)$  xarakteristika  $\omega_0$  nuqtadan o'tadi (13.14b-rasm). Agar  $u_{\Omega}(t)$  ta'sirida  $X_b(t)$  o'zgarib LC kontur rezonans chastotasi  $\omega_r$  kamaysa, bu kontur tashuvchi chastotasi  $\omega_0$  ga teng bo'lmaydi. Natijada  $\varphi(\omega)$  xarakteristika chapga suriladi va chastotal o'qini  $\omega_{r1}$  chastotada kesib o'tadi. Bu tok  $I_1$  fazasi konturdagi kuchlanish  $U_k$  fazasidan  $\Delta\varphi_1$  ga kech qolishiga olib keladi. Parallel kontur rezonans chastotasi  $\omega_r$  ko'paysa  $U_k$  kuchlanish tok  $I_1$  dan  $\Delta\varphi_2$  fazaga kech qoladi. Kontur  $\varphi(\omega)$  xarakteristikasi o'ng tomonga suriladi,  $\omega_{r2} > \omega_0$  bo'ladi. Shunday qilib,  $u_{\Omega}(t)$  ta'sirida  $X_b(t)$  – reaktiv qarshiligi o'zgaradi, kontur rezonans chastotasi  $\omega_r$  tashuvchi chastotasi  $\omega_0$  ga nisbatan o'zgarib turadi, natijada chiqish kuchlanishi  $U_k$  fazasi  $I_1$  tok fazasiga nisbatan  $\pm\Delta\varphi$  ga o'zgarib turadi.

Kuchaytirgich chiqishidagi tok birinchi garmonikasi  $I_1$  uning kirishidagi chastotasi  $\omega_0$  bo'lgan kirish kuchlanishi  $U_k$  fazasiga mos keladi. Tashuvchi kirish kuchlanishi  $u_{\omega}(t)$  alohida generatorda shakllantirilib kuchaytirish qurilmasiga beriladi. Chiqish kuchlanishi  $u_{ch}(t)$  fazasi kirish signali  $u_{\omega}(t)$  fazasiga nisbatan modulyatsiyalovchi kuchlanish  $u_{\Omega}(t)$  ga mos ravishda o'zgarib boradi.



13.14-rasm. a) faza modulyatori soddalashgan elektr sxemasi, b) FM signalni olishga oid chizma

Signalning fazasi va chastotasi o'zaro bog'liqligi uchun FM signalni chastota modulyatori yordamida va ChM signalni faza modulyatori yordamida olish mumkin.

#### Nazorat savollari

1. Modulyatsiya nima?
2. Yuqori chastotali garmonik shakldagi tashuvchining asosiy parametrlarini ko'rsating. Ushbu tashuvchi yordamida modulyatsiyaning qaysi oddiy turlarini amalga oshirish mumkin?
3. Modulyatsiya chuqurligi nima va uning qiymati qanday oraliqda o'zgaradi?

4. Bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan AM signalning nechta spektral tashkil etuvchisi bo'ladi va uning spektri kengligi nimaga teng?

5. Murakkab modulyatsiyalovchi xabar bilan modulyatsiyalangan AM signal spektral kengligi nimaga teng?

6. Bir taktili diodli modulyatorida (agar  $i = a_1u + a_2u^2$  bo'lsa) modulyatsiya xarakteristika ko'rinishi qanday bo'ladi?

7. Agar NE VAXsi  $i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3$  polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, uning yordamida amplitudasi modulyatsiyalangan signal olish mumkinmi?

8. Agar NE VAXsi  $i = a_1u + a_2u^2 + a_3u^3$  polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, modulyatsiya qonuni nima uchun buziladi?

9. Qanday modulyator bazaviy modulyator deb ataladi?

10. Qanday modulyator kollektor modulyatori deb ataladi?

11. Statik modulyatsion xarakteristika nima va u orqali nimalarni aniqlash mumkin?

12. Bazaviy modulyator statik modulyatsion xarakteristikasi nima?

13. Kollektor modulyatori statik modulyatsion xarakteristikasi nima?

14. Tashuvchi chastotasi va fazasi bir-biri bilan qanday bog'lanishda?

15. Chastota deviatatsiyasi nima?

16. Faza deviatatsiyasi nima?

17. ChM va FM signal spektri kengligi qanday ifoda yordamida hisoblanadi?

18. ChM signallarni olish usullarini sanab o'ting.

19. Chastota modulyatorida boshqariluvchi reaktiv element nima vazifani bajaradi?

20. FM signal olish usulini tushuntiring.

21. Varikap yordamida ChM signal olish usulini tushuntiring.

22. FM va ChM signallarda  $\Delta\omega_d$  yoki  $\Delta\phi$  ni qanday qurilma yordamida 2, 3 marta oshirish mumkin?

## 14. DISKRET MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

### 14.1. Diskret modulyatsiyalangan signallarning turlari va ularning spektrlari

Diskret modulyatsiya natijasida diskret xabar  $a_i$  simvollariga ma'lum kodlash usulidan foydalangan holda tegishli kodlar kombinatsiyalari birlashtiriladi. Odatda bu kodlar kombinatsiyalari "1" va "0" ikkilik ( $M = 2$ ) elementar signallardan iborat bo'ladi. Bu elementar signallar yuqori chastotali tashuvchini modulyatsiyalaydi. Modulyatsiya tashuvchining modulyatsiyalangan parametri ko'p hollarda modulyatsiyalovchi signaldagi bir-biridan farqlanuvchi elementar signallarga mos ravishda ikkilik aloqa tizimlari  $S_1(t)$  va  $S_2(t)$  yoki ko'p asosli ( $M > 2$ ) bo'lganda  $S_1(t)$ ,  $S_2(t)$ , ...  $S_m(t)$  ta turli ko'rinishlarni oladi. Modulyatsiya natijasida modulyatsiyalangan signal modulyatsiyalovchi cheklangan sonli signallardan biriga mos keluvchi ko'rinishni olgani uchun, diskret modulyatsiyalangan signallarni manipulyatsiyalangan signallar deb ham ataladi.

Odatda diskret modulyatsiyalangan signallarni shakllantirishda tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik signallardan foydalaniladi:

$$u_T(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (14.1)$$

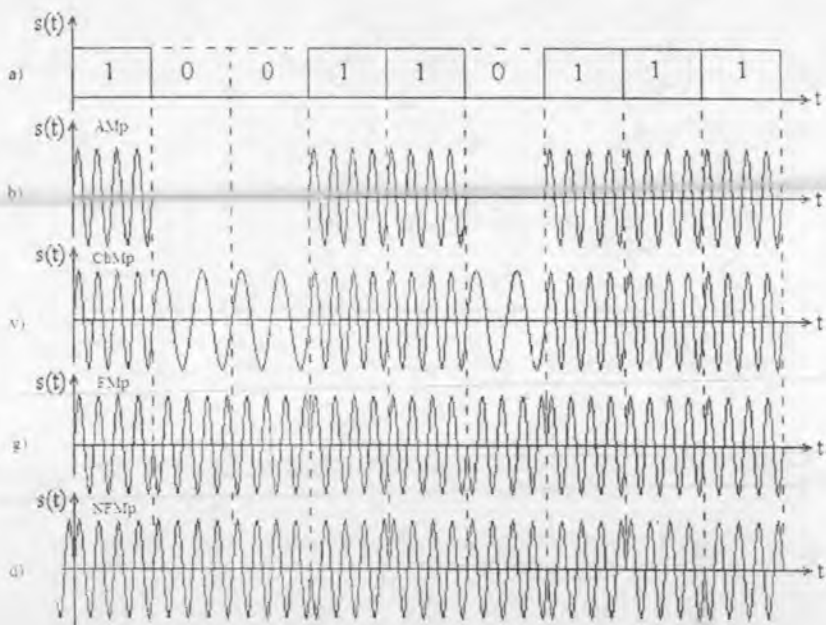
va uning amplitudasi  $A_0$ , chastotasi  $\omega_0$  va fazasi  $\varphi_0$  ni diskret signallarga mos ravishda o'zgartirib AMp, ChMp va FMp signallarni olish mumkin. Modulyatsiyani amalga oshiruvchi qurilma modulyator, manipulyator yoki signal generatori deb ataladi.

"1" va "0" elementar simvollar ketma-ketligiga mos ravishda manipulyatsiyalangan AM, ChM, FM va NFM signallar vaqt diagrammalari 14.1-rasmda keltirilgan.

Amplitudasi diskret modulyatsiyalangan signal (14.1a-rasmda) "1" simvoli davomiyligi  $\tau_0$  ga teng bo'lgan radioimpulsni uzatish orqali, "0" simvoli esa radioimpuls uzatilmagan amalgacha oshiriladi. Chastota manipulyatsiyasida "1" ni uzatish chastotasi  $f_1$  va "0" ni uzatish chastotasi  $f_2$  bo'lgan tashuvchini  $\tau_0$  vaqt davomida uzatish orqali amalga oshiriladi. Oddiy fazasi manipulyatsiyalangan signallarda yuqori chastotali tashuvchisi fazasi har gal "1" simvoli "0" ga almashganda va "0" simvoli "1" ga almashganda  $180^\circ (\pi)$  ga o'zgaradi.

FM signallarni qabul qilishdagi ba'zi muammolardan holi bo'lish uchun, hozirda asosan fazasi nisbiy modulyatsiyalangan (NFM) signallardan foydalaniladi. Bunda oddiy FMdan farqli NFM signal tashuvchisi fazasi "1" simvoli uzatilganda  $180^\circ$  ga o'zgaradi, "0" simvoli uzatilganda tashuvchi fazasi o'zgarishsiz saqlanadi. NFM signalda fazaning o'zgarishi avvalgi simvolga ("1" yoki "0") nisbatan bo'ladi. Bu usuldan ChM, Amlarda ham foydalanib nisbiy ChM (NChM) va nisbiy AM (NAM) signallarni shakllantirish mumkin. Delta modulyatsiyani ham nisbiy modulyatsiyalangan signal deb hisoblash mumkin.





14.1-rasm. Manipulyatsiyalangan AM, ChM, FM va NFM signallar vaqt diagrammalari

Takrorlanish davri  $T = 2\tau_0$  bo'lgan ikkilik diskret signal  $u(t)$  bilan amplitudasi, chastotasi va fazasi manipulyatsiyalangan signallarning spektrlarini ko'rib chiqamiz.

**Amplitudasi manipulyatsiyalangan signal spektri.**

AMP signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s(t) = A_0 u(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (14.2)$$

bunda,

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0. \\ 0, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (14.3)$$

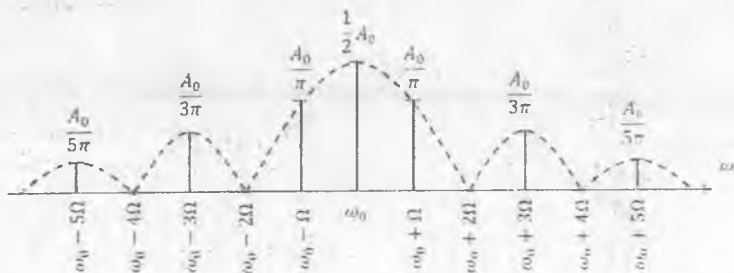
Diskret signal  $u(t)$  uchun Fure qatori quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$u(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \operatorname{sinc} k\Omega t. \quad (14.4)$$

(14.4) ifodani e'tiborga olsak AMP signal uchun (14.2) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_0 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^r \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \right) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \\
 &= \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^r \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) - \\
 &\quad - \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^r \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0). \quad (14.5)
 \end{aligned}$$

(14.5) ifoda asosida qurilgan AMP signal spektri 14.2-rasmda keltirilgan.



14.2-rasm. AMP signal spektri

Bu signal tashuvchisi amplitudasi  $\frac{1}{2} A_0$  ga teng bo'lib, ikki yon polosa spektrlari tashkil etuvchilari amplitudalari quyidagicha aniqlanadi:

$$A_k = \frac{A_0}{2\pi} \frac{1 - \cos k\pi}{k} = \frac{A_0}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{2} \quad (14.6)$$

AMP signal spektri o'rovchisi quyidagicha ifodalanadi:

$$A(\omega) = \frac{A_0 \tau_0}{2} \frac{\sin 0.5(\omega - \omega_0) \tau_0}{0.5(\omega - \omega_0) \tau_0}, \quad (14.7)$$

va bu o'rovchi shaklan modulyatsiyalovchi diskret signal spektrini  $\omega_0$  chastotaga yuqoriga surilgan shaklini takrorlaydi.

**Fazasi diskret modulyatsiyalangan signal spektri.**

FMP signalni quyidagi formula orqali ifodalash mumkin:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi u(t) + \varphi_0] = \\
 &= A_0 \cos[\Delta\varphi u(t)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 \sin[\Delta\varphi u(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (14.8)
 \end{aligned}$$

Ushbu, FMp signal diskret takrorlanish davri  $T = 2\tau_0$  bo'lgan  $u(t)$  signal bilan manipulyatsiyalangan, ya'ni

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ -1, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (14.9)$$

(14.9) formuladagi  $u(t)$  ni (14.8) ifodaga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$S(t) = A_0 \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 u(t) \sin \Delta \varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (14.10)$$

Modulyatsiyalovchi diskret signal  $u(t)$  ni Fure qatoriga yoyish natijasida quyidagini olamiz:

$$u(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t. \quad (14.11)$$

(14.11) ni e'tiborga olib (14.10) ni quyidagi shaklga keltirish mumkin:

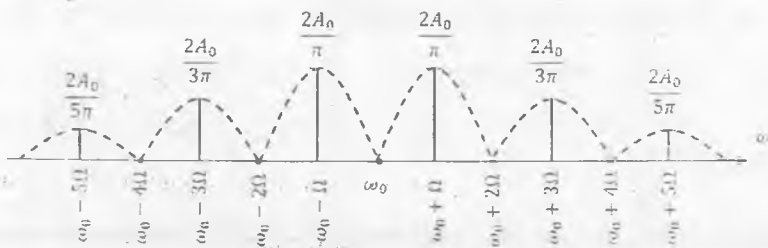
$$\begin{aligned} s(t) &= A_0 \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ &+ \frac{2A_0}{\pi} \sin \Delta \varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t = \\ &= A_0 \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0}{\pi} \sin \Delta \varphi \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) - \\ &- \frac{A_0}{\pi} \sin \Delta \varphi \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (14.12)$$

Faza deviasiyasi  $\Delta \varphi$  ning  $\pi/2$  va  $\pi/3$  qiymatlari uchun FMp signal spektri 14.3-rasmida keltirilgan.

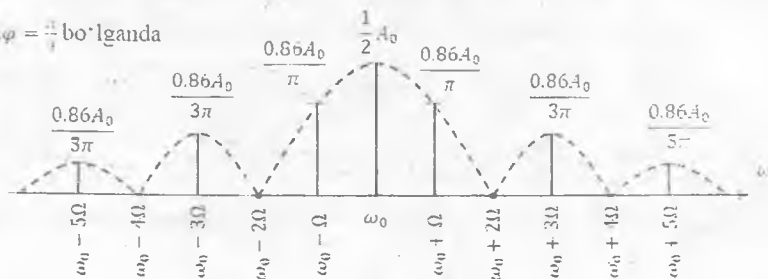
Bu FMp signal spektri tashuvchisi chastotasi  $\omega_0$  va ikki yon polosa spektr tashkil etuvchilardan iborat. Signal tashuvchisi amplitudasi xuddi analog modulyatsiyalangan FM signaldagidek  $\Delta \varphi$  – faza deviasiyasiga bog'liq bo'lib,  $\Delta \varphi = \pi/2$  da u nolga teng bo'ladi. Yon polosa spektri tashkil etuvchilarining amplitudasi ham faza deviasiyasiga bog'liq bo'lib,  $\Delta \varphi$  ning qiymati 0 dan  $\pi/2$  gacha o'zgarib boradi signal tashuvchisi amplitudasi nolgacha kichiklashib boradi va yon polosa spektr tashkil etuvchilari amplitudasi kattalashib boradi, ya'ni signal umumiy quvvati saqlanib qoladi va u signal spektri tashkil etuvchilari taqsimlanib boradi. faza deviasiyasi qiymati  $\Delta \varphi = \pi/2$  bo'lganda FMp signalning hamma energiyasi uning yon spektri tashkil etuvchilari orasida taqsimlangan bo'ladi. Xuddi AMp signaldagidek FMp signal spektri o'rovchisi  $\omega_0$  chastotaga surilgan yakka impuls  $u(t)$  ning  $\sin \Delta \varphi$  ga ko'paytmasi orqali aniqlanadi, ya'ni

$$A(\omega) = A_0 \tau_0 \sin \Delta\varphi \frac{\sin 0.5(\omega - \omega_0)\tau_0}{0.5(\omega - \omega_0)\tau_0} \quad (14.13)$$

$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$  bo'lganda



$\Delta\varphi = \frac{\pi}{3}$  bo'lganda

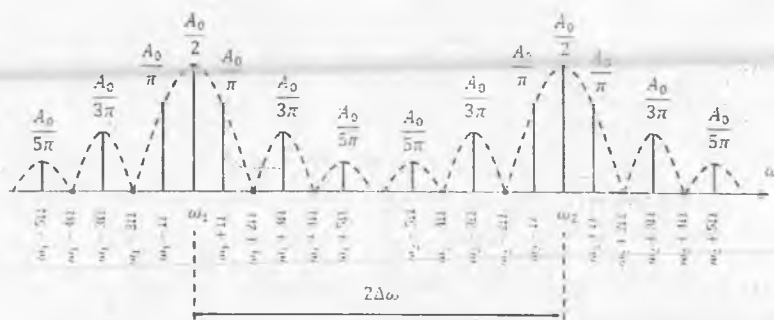


14.3-rasm. FMp signal spektri

Chastotasi manipulyatsiyalangan signal spektri xuddi shu usulda aniqlanadi va uning spektri ikki xil qiymatga ega bo'lgan  $f_1$  va  $f_2$  chastotalarni davriy signal  $u(t)$  bilan amplitudasi bo'yicha manipulyatsiyalash natijasida olingan spektrlar yig'indisiga teng bo'ladi (14.4-rasm).

Avval ko'rib chiqilgan, modulyatsiyalangan signallarni shakllantirishda tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik signallardan foydalanib, ushbu tashuvchi amplitudasi, fazasi va chastotasini nisbatan past chastotali modulyatsiyalovchi signal  $u(t)$  bilan modulyatsiyalangan (uzatilayotgan xabar signatiga mos ravishda o'zgartirgan) edik. Raqamli aloqa tizimlarida (radiotelemetriya, radiobos'hnaruv va boshqalar) birlamchi axborot tashuvchi sifatida impuls ketma-ketligidan ham foydalaniladi. Bu impuls ketma-ketligi quyidagi asosiy parametrlarga ega: impuls amplitudasi, takrorlanish chastotasi, impuls davomiyligi. Ushbu parametrlarning birortasini uzatilayotgan xabarga mos ravishda o'zgartirish natijasida impulsni modulyatsiyalash amalga oshiriladi. Ushbu modulyatsiyalangan impuls ketma-ketligi bilan ikkilamchi — asosiy garmonik tebranish signali amplitudasi, chastotasi yoki fazasini modulyatsiyalash

natijasida IAM-AM, IAM-ChM, IAM-FM, IChM-AM, IChM-FM, IKM-AM, IKM-ChM va h.k. yuqori chastotali signallar shakllantiriladi va radiokanallar orqali uzatiladi.



14.4-rasm. ChMp signal spektri

#### 14.2. Impulslar ketma-ketligini modulyatsiyalash (impulslar modulyatsiyasi)

Modulyatsiyalanadigan impulslar ketma-ketligi chastotasi  $V.A.$  Kotelnikovning uzluksiz signallarni diskretlash haqidagi teoremasi asosida aniqlanadi, bunda impulslar takrorlanish chastotasi  $f$ , modulyatsiyalovchi analog signal maksimal chastotasi  $F_m$  dan kamida ikki barobar katta bo'lishi shart.

Turli parametrlari modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketliklari vaqt diagrammalari 14.5-rasmida keltirilgan.

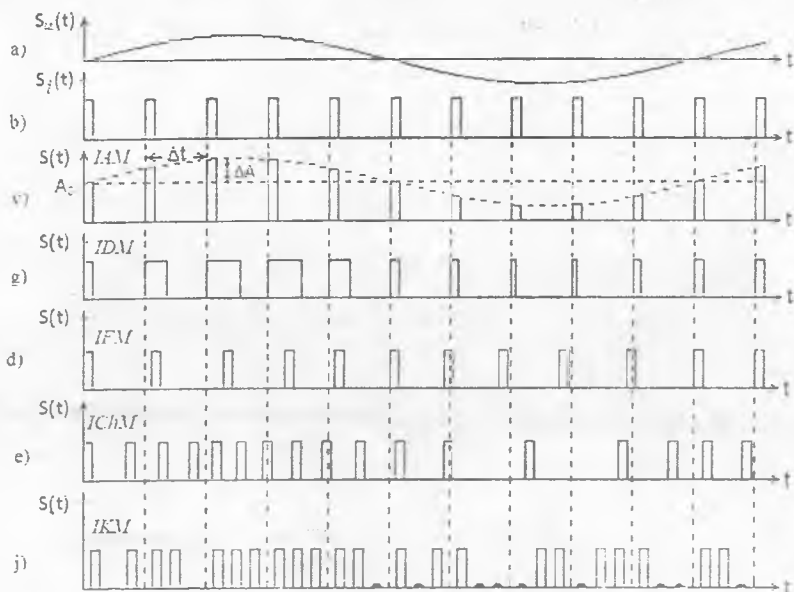
1. *Impuls amplitudasi modulyatsiyasi* (IAM), bunda impulslar ketma-ketligi amplitudalari uzatilayotgan xabarga mos ravishda o'zgaradi. Impulslar amplitudasi modulyatsiyalanganda impuls amplitudasi quyidagicha o'zgaradi:

$$A(t) = A_0 + \Delta A[u(t)].$$

IAM signallar ikki xil bo'lishi mumkin:

a) birinchi tur IAM-I, bunda impulslar oniy qiymatlari modulyatsiyalovchi xabarga mos ravishda o'zgaradi;

b) ikkinchi tur IAM-II, bunda impulslar amplitudasi uning davomiyligi  $\tau_0$  da o'zgarmas bo'lib, modulyatsiyalovchi signalning takt nuqtasidagi qiymatiga mos keladi (14.5v-rasm).



14.5-rasm. Turli parametrlari modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketliklari vaqt diagrammalari

2. *Impuls davomiyligi modulyatsiyasi (IDM)*, bunda uzatilayotgan xabarga mos ravishda impulslar (kengligi) davomiyligi  $\tau_0$  o'zgaradi. Impulslar davomiyligi modulyatsiyalangananda impulslar kengligi quyidagicha o'zgaradi:

$$\tau_0(t) = \tau_0 + 2\Delta\tau_m[u(t)],$$

bunda,  $\Delta\tau_m$  – impulsning bir tomonga maksimal kengayishi.

IDM ikki turli bo'lishi mumkin (14.5g-rasm):

- impulsning takt chizig'iga nisbatan faqat bir tomonga – orqa tomonga  $\Delta\tau(t)$  ga uzatilayotgan xabar signali amplitudasiga mos ravishda kengayishi;
- impulsning takt chizig'iga nisbatan har ikki tomonga uzatilyotgan xabar amplitudasiga mos ravishda  $\Delta\tau(t)$  ga kengayishi (old va orqa frontning bir hilda surilishi);

3. *Impuls fazasi modulyatsiyasi (IFM)*, bunda uzatilayotgan xabarga mos ravishda impulsning holati takt chizig'iga nisbatan chapga yoki o'ngga siljiydi (davomiyligi  $\tau_0$  o'zgarmas saqlanib qoladi, 14.5d-rasm). Impuls fazasi modulyatsiyalangananda uning fazasi (boshlang'ich holati) takt chizig'iga  $kT_i$  nisbatan oldiga yoki orqaga siljiydi, ya'ni

$$t_k = \theta(t) = kT_i + \Delta\tau_m[u(t)].$$

4. *Impulslar chastotasi modulyatsiyasi* (IChM), bunda impulslar takrorlanish chastotasi modulyatsiyalovchi xabar amplitudasiga mos ravishda  $\pm \Delta f$ , ga o'zgaradi (14.5e-rasm). Impulslar chastotasi modulyatsiyalanganda ularning takrorlanish chastotasi  $u(t)$  xabarga mos ravishda kattalashadi va kichiklashadi.

$$f_i = f_i + \Delta f_i[u(t)].$$

IFM va IChM signallarni umumlashtirgan holda vaqt bo'yicha modulyatsiyalangan impuls – impuls vaqt modulyatsiyasi (IVM) deb ataladi.

5. *Impuls kod modulyatsiyasi* (IKM), bunda birlamchi analog xabar (signal) diskretlash va kvantlash natijasida raqamli kodlangan diskret xabarga aylantiriladi va har bir takt chizig'i vaqt oraliq'ida ushbu kodlar kombinatsiyasiga mos keluvchi "1" va "0" elementar signallar ketma-ketligi shakllantiriladi. Ushbu kodlar ketma-ketligi impulslari yuqori chastotali garmonik tebranish signalining asosiy parametrlaridan birini modulyatsiyalashi natijasida: IKM-AM, IKM-ChM, IKM-NFM signallari shakllantiriladi.

### 14.3. Impuls amplitudasi modulyatsiyalangan signal spektri

To'rtburchak shaklidagi videoimpulslar ketma-ketligini past chastotali bir tonli signal  $u(t) = U_m \cos \Omega t$  bilan IAM-I signal spektrini aniqlaymiz. Modulyatsiyalovchi xabar signali  $u(t) = 0$  bo'lgan holat uchun videoimpulslar ketma-ketligi spektri quyidagilardan tashkil topgan bo'ladi.

$$s(t) = \frac{A_0 \tau_1}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_1 / 2)}{k\omega_1 \tau_1 / 2} \cos k\omega_1 t \right], \quad (14.14)$$

bunda,  $A_0, T, \omega_1 = 2\pi/T, \tau_1$  – amplituda, impulslar takrorlanish davri, chastotasi va impulslar davomiyligi.

Impulslar ketma-ketligi amplituda modulyatsiyasi natijasida quyidagi qonuniyat bo'yicha o'zgaradi:

$$u(t) = A_0(1 + m \cos \Omega t), \quad m = \frac{k U_m}{A_0}$$

Bu holda

$$s(t) = \frac{A_0 \tau_1}{T} [1 + m \cos \Omega t] \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_1 / 2)}{k\omega_1 \tau_1 / 2} \cos k\omega_1 t \right] \quad (14.15)$$

Uncha murakkab bo'lmagan trigonometrik shakl o'zgartirishlaridan so'ng IAM signal uchun quyidagi ifodani olamiz:

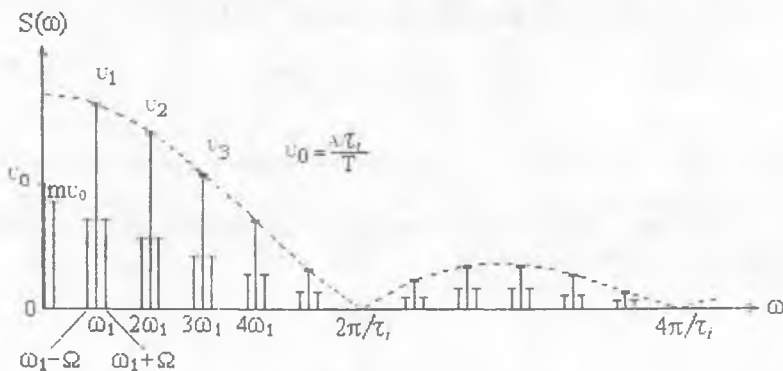
$$\begin{aligned}
 s(t) = & A_0 \frac{\tau_i}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_i / 2)}{k\omega_1 \tau_i / 2} \cos k\omega_1 t \right] + m A_0 \frac{\tau_i}{T} \cos \Omega t + \\
 & + m A_0 \frac{\tau_i}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_i / 2)}{k\omega_1 \tau_i / 2} [\cos(k\omega_1 + \Omega)t + \cos(k\omega_1 - \Omega)t]
 \end{aligned}
 \tag{14.15}$$

(14.15) va (14.16) ifodalarni bir tonli xabar signali  $u(t) = U_m \cos \Omega t$  bilan modulyatsiyalash natijasida olingan IAM signal spektri oddiy modulyatsiyalanmagan impulslar spektridan quyidagilar bilan farqlanadi:

- modulyatsiyalovchi signal chastotasi  $\Omega$  ga teng tashkil etuvchisi borligi bilan;

- modulyatsiyalanmagan impulslar ketma-ketligi spektrining har bir tashkil etuvchisi yonida  $k\omega_1 \pm \Omega$  chastotali yon tashkil etuvchilari borligi bilan (14.6-rasm).

Agar impulslar ketma-ketligi murakkab shakldagi (davriy bo'lmagan) xabar signali bilan modulyatsiyalansa, u holda yuqori chastotali yon spektr tashkil etuvchilari soni va past chastotali spektr tashkil etuvchilari soni ko'payadi. Ushbu IAM signal spektrida past chastotali ( $\Omega$ ) tashkil etuvchining borligi, uning detektorlanishini past chastotalar filtri yordamida amalga oshirish imkoniyatini beradi. Past chastotaga eng yaqin bo'lgan IAM signal spektri tashkil etuvchisi chastotasi  $k\omega_1 - \Omega$  ga teng bo'lib, past chastotali tashkil etuvchilarni ajratib olishni osonlashtirish uchun  $\omega_1 > 2\Omega$  sharti bajarilishi talab etiladi.



14.6-rasm. IAM signal spektri

Boshqa tur impuls modulyatsiyasi signallarining spektrlari ham IAM signal spektri kabi aniqlanadi. Bunda modulyatsiyalanmagan impuls spektri ifodasidagi tegishli o'zgaruvchini modulyatsiyalanadigan parametrni modulyatsiyalovchi  $u(t)$  ga mos ravishda o'zgartirish va uni tashkil etuvchilarga yoyish kerak bo'ladi.



### Nazorat savollari

1. Diskret modulyatsiya deb qanday modulyatsiyaga aytiladi?
2. Amplitudasi, chastotasi va fazasi 110010 ketma-ketligi bilan manipulyatsiyalangan signallar vaqt diagrammalarini chizing.
3. Nisbiy FMp signali oddiy FMp signaldan qanday farqlanadi va shakllantiriladi?
4. AMp, ChMp va NFMp signallar spektrini chizib ko'rsating va ularni bir-biri bilan taqqoslang.
5. Impulslar ketma-ketligidan tashuvchi sifatida foydalanib qanday modulyatsiya turlarini amalga oshirish mumkin va ularning vaqt diagrammalari uzluksiz kosinusoidal signal bilan modulyatsiyalanganda qanday ko'rinishda bo'ladi?
6. Bir past chastota  $\Omega$  yoki  $F$  bilan turli impuls modulyatsiyalangan signallar uchun analitik ifodalarni yozing va tushuntirish bering.
7. Bir past chastota  $\Omega$  yoki  $F$  bilan impuls modulyatsiyalangan signallar spektri matematik ifodalarni yozing va spektr diagrammalarini chizing, ularni uzoqroq taqqoslang.

## 15. RAQAMLI ALOQA TIZIMLARIDA MODULYATSIYA TURLARI

### 15.1. Raqamli aloqa tizimlarida modulyatsiya turini tanlash mezonlari

Har qanday aloqa tizimida, shu jumladan raqamli aloqa tizimlarida modulyatsiya turini tanlashda quyidagi ikki bir-biriga qarama-qarshi bo'lgan talabni e'tiborga olish kerak. Birinchisi, ajratilgan chastotalar diapazonidan samarali foydalanish va ikkinchisi talab darajasidagi xalaqitbardoshlikni ta'minlashdir. Ma'lumki, bir xil sharoitda signal uzatish sifati uning spektrining kengligiga bog'liq, ammo ajratilgan chastotalar diapazonida abonentlar sonini oshirish elektromagnit moslashuvchanlikni va polosa birligiga to'g'ri keluvchi signal uzatish tezligini oshirish ajratilgan chastotalar diapazonidan samarali foydalanishni taqazo qiladi.

Raqamli radioaloqa tizimlarida odatda signal sifatida bir xil davomiylik  $\tau_0$  ga teng bo'lgan takrorlanuvchi impulslar ketma-ketligidan foydalaniladi, ya'ni

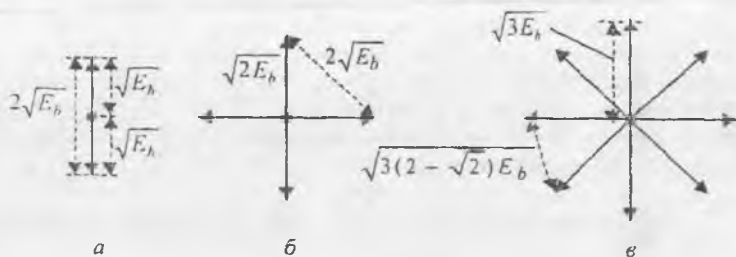
$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_0(t - n\tau_0) \cos(2\pi f_0 t + \varphi), \quad (15.1)$$

bunda,  $S_0(t)$  – impuls o'rovchisi;  $\varphi$  –  $t$ -nchi impuls boshlang'ich fazasi.

Oddiy binar fazasi modulyatsiyalangan (BFM) signal (inglizcha BPSK – binary phase shift keying) to'g'ri to'rtburchaksimon davomiyliги  $\tau_0$  va boshlang'ich fazasi  $\varphi$ , impulslar ketma-ketligidan iborat bo'lib, fazasi faqat ikkita: 0 yoki  $\pi$  qiymatga ega bo'ladi. Shunday qilib, har bir impuls bitta ikkilik simvolni uzatadi va davomiyliги  $\tau_0$  va signal quvvati ma'lum kattalikka ega bo'lganda BFM 1 va 0 impulsleri fazasi 0 va  $\pi$  ga teng va qarama-qarshi bo'lgani uchun ularning farqlanish darajasi eng yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi. Ammo bu tur modulyatsiyadan chastotalar spektridan foydalanish samaradorligi juda ham past, chunki (15.1) signalning energetik spektri  $G(\omega)$  chastota, impulslar o'rovchisi to'g'ri to'rtburchak shaklida bo'lgan holat uchun chastota  $f$  ga bog'liq ravishda juda sekin,  $1/f^2$  ga proporsional ravishda kamayadi. Ushbu signalning  $\Delta f_{0,99}$  sathdagi kengligi, ya'ni radioimpuls signal 99% quvvati odatda qabul qilinadigan  $\Delta f_{0,99} = 1/\tau_0$  ga nisbatan juda katta bo'ladi, ya'ni  $\Delta f_{0,99} = 18,5/\tau_0$  ga teng bo'ladi. Shuning uchun ko'p hollarda raqamli radioaloqa tizimlarida, shu jumladan mobil aloqa tizimlarida o'rovchisi to'rtburchak shaklidagi radioimpulslardan foydalanilmaydi.

Chastotalar spektridan samarali foydalanish uchun quyidagi usullardan foydalaniladi. Bulardan biri impuls signallar davomiyliги  $\tau_0$  ni vaqt birligida uzatiladigan ikkilik impuls uzatish tezligi  $R$  avvalgi qiymatini saqlab qolish bo'lib, bunda agar oddiy BFM usulida bir bit  $T_b = \tau_0$  vaqt davomida uzatilganligi uchun  $R_b = 1/T_b$  ga teng bo'ladi. Impuls davomiyligini kattalashtirilganda avvalgi

tezlikni saqlab qolish uchun radioimpulslar boshlang'ich fazalari  $\varphi$ , ning qabul qilishi mumkin bo'lgan qiymatlari sonini oshirish kerak. Masalan, impulslar davomiyligi ikki marta kattalashtirilsa, ya'ni  $\tau_n = 2T_n$  bo'lsa, u holda  $\tau_n$  vaqt davomida ikki bit axborot, ya'ni turli to'rtta xabar uzatish kerak bo'ladi. Bu holda radioimpulslar  $0, \pi, \pi/2, -\pi/2$  faza qiymatlariga ega bo'lishi kerak. Bunday modulyatsiya turi kvadraturali FM KFM (QPSK - quadrature phase shift keying) deb ataladi. Bunda radioimpuls signal davomiyligi  $\tau_n$  dastlabki qiymatiga nisbatan ikki marta kattalashgani uchun energetik spektr shakli saqlangan holda kengligi ikki marta kichik bo'ladi, ya'ni chastotalar spektridan foydalanish samaradorligi ikki marta oshadi. Bunda avvalgi xalaqitbardoshlik saqlanib qoladi. Buning sababi shundaki, misol uchun agar BFMda radioimpuls energiyasi  $E_b$  ga teng bo'lsin. Bu holda qarama-qarshi radioimpulslar orasidagi yevklid oralig'i uning xalaqitbardoshligini ta'minlaydi va ularning birini biriga yangilish almashtirish ehtimolligi  $2\sqrt{E_b}$  qiymati bilan belgilanadi (15.1a-rasm).



15.1-rasm. FM signalni geometrik shaklda tasvirlash

Kvadraturali FM (KFM)da to'rt xil xabarga uzunligi  $\sqrt{2E_b}$  ga teng bo'lgan to'rtta biortogonal vektor mos keladi (15.1b-rasm). Bunda signal quvvati saqlanib qolgan holda radioimpuls energiyasi  $E_q$  KFM usulda BFMga qaraganda radioimpuls davomiyligi 2 marta kattalashgani hisobiga  $E_q = 2E_b$  bo'ladi. KFMda qo'shni vektorlar orasidagi masofa ularni bir-biri bilan almashib qolishiga olib keluvchi masofa dastlabkisidek qiymatga ega bo'ladi, ya'ni  $\sqrt{2E_q} = 2\sqrt{E_b}$  va natijada BFMdan KFMga o'tish natijasida xalaqitbardoshlik sezilarli yomonlashmaydi.

Xuddi shunga o'xshash radioimpulslar davomiyligini uch marta oshirib xabar uzatish tezligini saqlab qolinsa, qo'shni vektorlarning bir-biriga yaqinlashishiga olib keladi. Xabar uzatish tezligini saqlab qolgan holda radiosignal davomiyligini uch marta oshirish natijasida radioimpuls energiyasi BFMga nisbatan uch marta oshadi, natijada vektorlar orasidagi farq  $45^\circ$  ( $\pi/4$ ) ga teng bo'ladi (15.1v-rasm), ya'ni yevklid minimal oralig'i  $\sqrt{3(2-\sqrt{2})E_b}$ . Shunday

qilib, chastotalar polosasidan foydalanish samaradorligini uch marta oshirish signal vektorlari orasidagi masofani kichiklashishiga olib keladi. Dastlabki BFMdagi xalaqitbardoshlikni saqlab qolish uchun signallar energiyasini 3 dBga kattalashtirish talab qilinadi. Signal davomiyligini yanada kattalashtirish orqali uning spektri kengligini kichiklashtirish energetik nuqtai nazardan ma'qul emas, chunki chastotalar polosasidan foydalanish samaradorligining  $M$  marta oshishi  $2^M$  ta fazalardan foydalanishga asoslangan FM signaldan foydalanish uning energetik samaradorligining  $\gamma$  marta kamayishiga olib keladi, ya'ni

$$\gamma = \frac{2}{M \left( 1 - \cos \frac{\pi}{2^{M-1}} \right)}$$

Umuman olganda energetik yo'qotishlarni signal vektorlari orasidagi eng kichik masofani maksimal qiymatiga erishishni ta'minlovchi usuldan, ya'ni FMni bir vaqtning o'zida amplituda bo'yicha modulyatsiyalash natijasida signal vektorlari orasidagi masofani kattalashtirish usulidan foydalanishga asoslanadi. Bunday modulyatsiya turlari: amplituda-faza modulyatsiya (AFM) va kvadratura amplituda modulyatsiya (KAM)dan telekommunikatsiya tizimlari (kabel orqali va radiorele aloqasi)da keng foydalaniladi. Ammo fazalari soni 16 va undan katta bo'lgan AFM va KAM signallardan mobil aloqa tizimlarida elektr manbaidan foydalanish samaradorligi kichikligi uchun foydalanilmaydi.

## 15.2. Raqamli signallar spektri kengligini kichiklashtirish usullari

Signallarga bo'ladigan asosiy talablar quyidagilardan iborat:

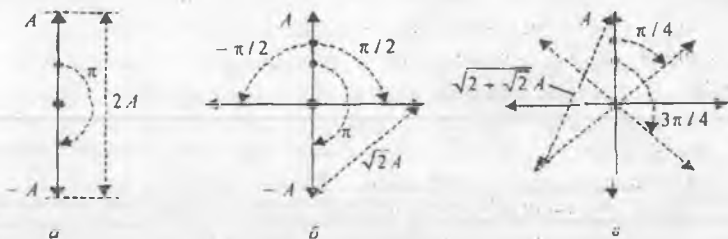
- xabarni talab etilgan tezlikda iloji boricha tor spektrda uzatish;
- har bir bit signalni talab qilinadigan xalaqitbardoshlik bilan uzatish uchun imkoniyati boricha kam energiya sarflash.

Bu talablar harakatdagi mobil aloqa tizimlari uchun yanada muhim o'rin egallaydi.

Radiouzatkichlarda asosiy quvvat kuchaytirish uning oxirgi kaskadlarida amalga oshiriladi va uning ishlash rejimiga bog'liq. Nisbatan katta foydali ish koefitsienti  $\eta$  oxirgi kaskad V va S rejimlarida ishlash rejimiga mos keladi. Kichik quvvatli radiouzatkichlar uchun eng ma'qul rejis S rejimi hisoblanadi. Bu rejimda kuchaytirgich aktiv elementi – tranzistor to'yinish tokiga yaqin tok bilan amalda kalit rejimida ishlaydi va uning dinamik xarakteristikasi chiziqli bo'lishiga talab kichik bo'ladi. Tranzistor kalit rejimida ishlashi uchun kirish signali chuqur amplitudaviy o'zgarishlarsiz bo'lishi kerak. FM signallardan foydalanilganda uning fazalari sakrashi (o'zgarishi) bir radioimpulsdan ikkinchi boshqa fazali radioimpulsga o'tganda iloji boricha kichik minimal bo'lishi talab etiladi.

FM raqamli signallarda 0 va 1 larning uzatilish ehtimolliklari bir-biriga teng bo'lib, deyarli yarim holatlarda faza sakrab  $180^\circ$  ga o'zgaradi, ya'ni radioimpuls

boshlanish fazasi  $130^\circ$  ga o'zgaradi (15.2a-rasm). Buning natijasida kompleks o'rovchi oniy qiymati  $A$  dan  $-A$  ga va aksincha o'zgarishi quvvat kuchaytirgich tomonidan buzilishsarsiz uzatilishi kerak, bu esa kuchaytirgich dinamik diapazoni kengligi  $2A$  oralig'ida chiziqli bo'lishini talab qiladi. Bu holatda aktiv elementdagi quvvat yo'qotishlarni kamaytirish uchun manipulyatsiyalangan signalda faza o'zgarishi kattaligi va uning vaqt birligida takrorlanish chastotasini kamaytirish talab etiladi.



15.2-rasm. Turli FM signallar uchun signal amplitudaviy qiymatlarining farqlanishi

BFMdan KFMga o'tish chiqish signali avvalgi quvvati saqlanib qolgan holatda kuchaytirgich dinamik diapazoniga bo'lgan talabni kamaytirmaydi, chunki fazaning maksimal  $180^\circ$  ga sakrash holati taxminan ikki marta kamaygan bo'lsa ham u saqlanib qoladi. Kuchaytirgich dinamik diapazoniga bo'lgan talabni boshlang'ich fazasi  $45^\circ$  ( $\pi/4$ ) ga surilgan KFM – SKFM (OQPSK – offset QPSK) signaldan foydalanish orqali amalga oshirish mumkin. Boshlang'ich fazasi  $\pi/4$  ga surilgan KFM signal uchun uning analitik ifodasi quyidagi ko'rinishni oladi (15.2b-rasm):

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} S_n(t - i\Delta t) \cos\left(2\pi f_0 t + \varphi + \frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \sum_{-\infty}^{\infty} a_n S_n(t - i\Delta t) \cos(2\pi f_0 t) + \sum_{-\infty}^{\infty} b_n S_n(t - i\Delta t) \sin(2\pi f_0 t) \right] \quad (15.2)$$

bunda  $a_n = \cos \varphi$ ,  $- \sin \varphi$ , va  $b_n = - \cos \varphi$ ,  $- \sin \varphi$ , binar signallar bo'lib,  $+1$  va  $-1$  qiymatlarni qabul qiladi. (15.2) ifodadan ko'rinadiki KFM signalni ikki o'zaro kvadraturada bo'lgan BFM signal deb hisoblash mumkin, demak, har bir  $a_n$  va  $b_n$  signallar ketma-ketligini alohida-alohida demodulyatsiyalash mumkin, chunki KFM signalning bu ikki tashkil etuvchilari bir-biri bilan kvadraturada, ya'ni ortogonal bo'lgani uchun ular kogerent qabul qilinganda bir-biriga xalaqit bermaydilar. Endi (15.2) signalning sinus kvadratik tashkil etuvchisini vaqt bo'yicha radioimpuls davomiyligining yarmiga teng vaqtga surilgan holatni ko'rib chiqamiz va quyidagi ifodani olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n S_n(t - i\Delta t) \cos(2\pi f_0 t) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n S_n \left( t - i\Delta t - \frac{\Delta t}{2} \right) \sin(2\pi f_0 t) \right], \quad (15.3)$$

(15.3) ifodadan ko'rinadiki, radioimpulsning sinusoidal tashkil etuvchilarini  $\frac{\Delta t}{2}$  ga surish natijasida uning ikki tashkil etuvchilari orasidagi ortogonallik

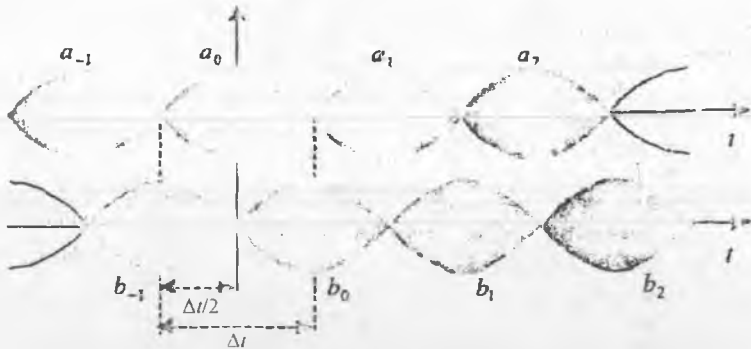
xususiyati, ya'ni oddiy KFMning ma'lumotlar uzatishga tegishli xususiyatlari saqlanib qolinadi. Ammo endi, tashuvchini modulyatsiyalovchi kvadraturada bo'lgan binar simvollar koefitsientlari  $a_n$  va  $b_n$  bir vaqtda o'zgarmaydi,  $a_n$  o'zgargan orida  $b_n$  o'zgarmas qoladi va aksincha. Buning natijasida  $a_n$  yoki  $b_n$  simvol o'zgarganda signal vektori (15.2b-rasm) faqat qo'shni holatni oladi, qarama-qarshi holatni olmaydi. Shunday qilib, dastlabki talab etiladigan  $\sqrt{2}A$  ga teng bo'lgan chiziqli dinamik diapazonga talab BFM va KFMga nisbatan  $\sqrt{2}$  martaga qisqaradi. Shu sababli CDMA 2-avlod standartida abonent mobil terminali (AMT) dan baza stansiya (BS) ga signal yuborishda SKFM tanlangan.

Xuddi shu maqsadda radiouzatkich kuchaytirish qurilmasi oxirgi kaskadi dinamik diapazoni talab etiladigan chiziqli qismini qisqartirish uchun radioimpulslarni  $\Delta t/2$  ga surish o'rniga har bir juft radioimpuls fazalar qabul qiladigan turli qiymatlarini juft impulsdan toq impulsqa o'tish holatida uning fazasini  $\pi/4$  ga surishdan ham foydalanish mumkin. Buning natijasida radioimpuls fazasi  $i = 2k$ ,  $k = \dots, -1, 0, 1, \dots, \varphi$ , (15.1) ifodada  $0, \pi, +\pi/2, -\pi/2, \pi$  va  $i = 2k+1$  bo'lganda esa  $\pm\pi/4, \pm 3\pi/4$  ga teng qiymatlarni oladi (15.2v-rasm). Signallarini qabullash qurilmasida fazalarning bu turli qiymatlari oddiy KFM signallarini demodulyatsiyalash singari amalga oshiriladi. KFMning bu turi  $\pi/4$ -KFM ( $\pi/4$ -QPSK) deb nomlanadi. Bu usulning SKFMga nisbatan afzalligi unda foydalaniladigan demodulyatorga o'zgartirishlar kiritilmasligi bo'lishi bilan birga kuchaytirgich chiziqli dinamik diapazoniga bo'lgan talab signal fazasi  $\pm 3\pi/4$  ga o'zgarganda, uning kompleks o'rovchisi  $\sqrt{2+\sqrt{2}}A$  ga, ya'ni SKFMdagi o'zgarishga qaraganda 1,31 marta katta bo'ladi.

KFM signalning SKFM va  $\pi/4$ -KFM turlaridan foydalanilganda modulyatsiyalangan signallarning spektral xarakteristikalarini bir xil bo'lib, uzatilayotgan tasodifiy signal oqimi uchun signal spektri faqat modulyatsiyalanayotgan impuls shakliga bog'liq. Modulyatsiyalangan signal spektrining quvvati va uning kamayish qiyaligi (tezligi) modulyatsiyalayotgan uzulishli to'rtburchaksimon birlamchi signalga bog'liq bo'lib, ushbu to'rtburchaksimon birlamchi signal shaklini tekislash hisobiga modulyatsiyalangan signal spektrining kengligini keskin qisqartirish mumkin. Agar (15.3) formulada modulyatsiyalovchi impuls o'rovchisini kosinus funksiyasi musbat yarim to'liqini shaklida va amplitudasi  $\sqrt{2}A$  ga teng deb hisoblasak (15.3-rasm), u holda KFM signalning yana bir turi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$S_n(t) = \begin{cases} \sqrt{2} A \cos\left(\frac{\pi}{\Delta t}\right) & \text{agar } |t| \leq \frac{\Delta t}{2}, \\ 0 & \text{agar } |t| > \frac{\Delta t}{2}. \end{cases} \quad (15.4)$$

KFM signalning bu turi minimal chastota manipulyatsiyasi – MChM signal. (MSK – minimal shift keying) deb ataladi.



15.3-rasm. MChM signalning kvadratik tashkil etuvchilari

MChM signalning afzalligi va uni nima uchun bunday nomlanishiga aniqlik kiritish uchun (15.3) formula bilan ifodalanadigan  $S(t)$  signalning (15.4) ko'inishdagi impuls bilan modulyatsiyalashni tahlil etamiz. Tahlil uchun modulyatsiyalovchi impulsning ikki qo'shni bo'laklari  $-\Delta t, 0$  va  $0, \Delta t$  ni ko'rib chiqamiz. Bunda oddiy trigonometriya, Eyler formulasi va  $a_i, b_i$  sinvolarning binarligi, ya'ni  $a_i/b_i = a_i/b_i = \pm 1$  ekanligidan foydalanib quyidagi ifodani olamiz:

$$S(t) = \begin{cases} a_n A \cos\left(\frac{\pi}{\Delta t}\right) + j b_{n-1} A \cos\left[\frac{\pi}{\Delta t}\left(t + \Delta t - \frac{\Delta t}{2}\right)\right] = a_n A \exp\left(-j \frac{\pi a_n b_{n-1} t}{\Delta t}\right) & -\frac{\Delta t}{2} \leq t < 0, \\ a_n A \cos\left(\frac{\pi}{\Delta t}\right) + j b_n A \cos\left[\frac{\pi}{\Delta t}\left(t - \frac{\Delta t}{2}\right)\right] = a_n A \exp\left(j \frac{\pi a_n b_n t}{\Delta t}\right) & 0 \leq t < \frac{\Delta t}{2}. \end{cases} \quad (15.5)$$

(15.5) ifodadan ko'rinadiki haqiqiy o'rovchi  $S(t) = |S(t)| = A$  o'zgarmas bo'lib, haqiqatdan ham MChMda amplituda modulyatsiyasi yuz bermaydi, signal "pik faktori" birga teng bo'lib, radiouzatkich quvvat kuchaytirgichi optimal ish holatini ta'minlaydi.

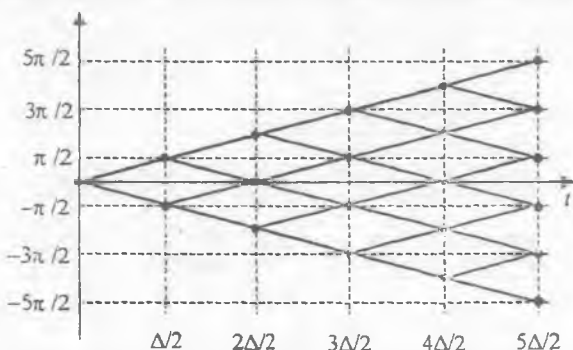
(15.5) ifoda asosida yana quyidagi xulosani ham olish mumkin. Ushbu modulyatsiyani davomiyligi  $\Delta t/2$  bo'lgan impulslar orqali amalga oshirilgan binar chastota modulyatsiyasi deb, bundagi signal fazasining chiziqli  $\pm \pi/\Delta t$  burchak koeffitsienti bilan o'zgarishi signal chastotasining  $\pm 1/2\Delta t$  ga surilishini

anglatadi. Eng asosiy natija manipulyatsiya natijasida impulslar davomiyligining  $\Delta t/2$  qismidan so'ng chastotaning o'zgarishi uning fazasining sakrashlarisiz yuzaga keladi, ya'ni MChMni uzluksiz fazali modulyatsiya deb qabul qilish mumkin. Bu xulosaga (15.5) ifodaning har ikki qatorida  $t = 0$  deb hisoblab

$$\bar{S}(t = 0^-) = a_0 = \bar{S}(t = 0^+)$$

natijani olamiz (bunda "-" va "+" indeksleri  $t = 0$  nuqtaga mos ravishda chap va o'ng tomondan yaqinlashishni anglatadi).

Shunday qilib, avvalgi uzatilayotgan "posilka"dan qat'iy nazar navbatdagi "posilka" fazasi avvalgisining tugash davridagi fazasini davomi ko'rinishida bo'ladi. Yuqoridagi fikr 15.4-rasmda fazalar traektoriyasi ko'rinishida o'z aksini topgan. Har bir  $[k\Delta t/2, (k+1)\Delta t/2]$  vaqt orasida signal fazasi chastotaning vaqt bo'yicha o'zgarishi  $\pm 1/2\Delta t$  ga mos ravishda chiziqli ko'rinishda kattalashadi va kichiklashadi.



15.4-rasm. MChM signal fazasi oniy qiymatlari traektoriyasi

Signal fazasining kattalashishi va kichiklashishi signal  $a_1, b_1$  simvollarining ushbu bo'lakdagi kombinatsiyasiga bog'liq. Fazaviy burchakning  $(k+1)\Delta t/2$  onlardagi chastotaning qabul qilishi mumkin bo'lgan kattaliklariga mos keluvchi qiymati roppa-rosa  $\pi$  ga farqlanadi. Bunda fazaning har qanday o'zgarish traektoriyasi uzluksiz funksiya bo'ladi.

MChM signalda fazaning uzulishlari (keskin o'zgarishlari) ning bo'lmasligi uning energetik spektri SKFM signal spektriga qaraganda ancha yuqori darajada ixcham bo'ladi. MChM signal spektri quvvati taxminan  $1/f^4$  ga proporsional kichiklashadi, ya'ni bu signal egallagan polosa  $\Delta f_{\text{eff}} \approx \frac{1,2}{T_s}$  ga teng bo'lib, oddiy

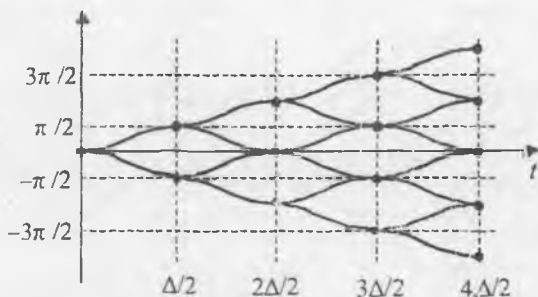
BFMga nisbatan 15. marta kichik bo'ladi.

Modulyatsiyalangan MChM signal spektri kengligini siqish nafaqat unda uchraydigan faza o'zgarishini, shu bilan birga uning (chastotasi, chastota o'zgarish



tezligi kabilari) hosilalarini ham uzluksiz bo'lishini ta'minlash orqali amalga oshirilishi mumkin. Boshqacha qilib aytganda 15.4-rasmdagi faza traektoriyasidagi sinish (keskin o'zgarish)larni nisbatan tekislash hisobiga erishi mumkin. HZM standartida shu usulda modulyatsiyalangan signaldan – Gauss MChM (GMSK – Gaussian MSK) dan foydalanilgan. Bu tur modulyatsiyada "posilka" davomida signal fazasining o'zgarishi Gauss integral taqsimot funksiyasi qor'uniyati bo'yicha o'zgarishi natijasida, signal chastota va fazasining sekin (asta-sekin) o'zgarishi natijasida signal energetik spektrining yanada ixchamlashishiga erishiladi.

Texnik nuqtai nazardan Gauss MChM modulyatsiyalangan signalni shakllantirish uchun davomiyligi  $T_b$  bo'lgan to'g'ri to'rtburchak shaklidagi impulslar (posilka) ketma-ketligi polosasi kengligi  $B$  ( $-3$  dB sathda) va gaussimon amplituda-chastota xarakteristikali past chastotalar filtridan o'tkazilish orqali amalga oshiriladi. So'ngra tekislangan signal yuqori chastotali tashuvchini modulyatsiyalaydi. HZM standartida  $BT_b = 0.3$  qiymati tanlangan bo'lib, bu esa o'z navbatida  $\Delta f_{0,99} = \frac{0,92}{T_b}$  bo'lishini ta'minlaydi.



15.5-rasm. Gauss MChM signali fazasi traektoriyasi

Gauss MChM signali fazasining o'zgarish traektoriyasi ba'zi ikkinchi darajali ko'rsatkichlar e'tiborga olinmagan holat uchun 15.5-rasmda keltirilgan.

15.1-jadvalda yuqorida tahlil etilgan modulyatsiya turari uchun modulyatsiyalangan signal spektri kengligi  $\Delta f_{0,99}$  ni signal uzatish tezligi  $R_b$  ga bog'liqligi natijalari keltirilgan.

15.1-jadval

Modulyatsiya turi	BFM	KFM, SKFM, $\pi/4$ -KFM	MChM	Gauss MChM
$\Delta f_{0,99} / R_b$	18,5	9,2	1,2	0,92

Elektr aloqa tizimlari, mobil aloqa, radiorele, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa keng polosali simsiz radioaloqa, xususiy chaqirish tizimlarida yuqoridagi

modulyatsiya turlariga o'xshash yana bir qator modulyatsiya usullaridan foydalaniladi.

### 15.3. Raqamli televideniya foydalaniladigan modulyatsiya turlari

Yer usti raqamli televideniyaning DVB-T standartida hozirda analog televideniya foydalanilayotgan televidenion kanallarda va ajratilgan 8 MHz chastotalar polosasida amalga oshiriladi. DVB-T standartida COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) o'zbek tilida xalaqitbardosh kodlashni qo'llab ko'p ortogonal tashuvchilardan foydalanib kombinatsiyalashgan amplituda-faza modulyatsiyasi deb ta'riflash mumkin.

Ortogonal tashuvchilardan foydalanishga asoslangan kombinasion amplituda-fazaviy modulyatsiyalangan signalning asosiy xususiyatlarini ko'rib chiqamiz. Kombinasion amplituda-faza modulyatsiyasi (KAFM) foydalanishiga asosiy sabab, bu radiokanalning xabar o'tkazish imkoniyatini  $2^n$  ga bog'liq ravishda oshirish bo'lib, bunda  $2$  raqami ikkilik diskret signal (pauza, posilka) uchun ikkilik kanalni,  $n$  esa aloqa tizimidagi aloqa kanallari sonini anglatadi. 4-FM aloqa tizimi orqali ikki mustaqil bir-biriga bog'liq bo'lmagan ikkiliklar (pauza va posilka)  $2^2$ , 8-FMda uchta  $2^3$ , 16-KAMda to'rtta  $2^4$  va h.k.larni uzatish mumkin.

Signal vektor holatlari  $8$  tadan ko'p bo'lgan aloqa tizimlarida kombinasion amplituda-fazaviy modulyatsiyani (KAFM) tadbqiq etishga asosiy sabablardan biri ularning 16-FM, 64-FM va h.k. ko'p pozitsiyali fazasi modulyatsiyalangan signallarga nisbatan yuqori xalaqitbardoshligi hisoblanadi. Shunday qilib,  $2^n$  dagi  $n$  ning kattalashishi berilgan polosalar chastotasidagi diskret signallar uzatish tezligi saqlanib qolingan holatda diskret signallar oqimining  $n$  ga proporsional oshishiga olib keladi ( $n = 0, 2, 3, \dots, 8$ ) KAFM-256 signaliga  $n = 8$  mos keladi.

Ushbu modulyatsiya turidagi tashuvchilarning o'zaro ortogonaligi ikki qo'shni spektrning bir-birining ustiga tushmasligini va ularning bir-biriga ta'sirini eng kichik (minimal) bo'lishini ta'minlaydi. Agar  $f_k$  va  $f_{k+1}$  tashuvchilar orasidagi farq ishlash oralig'i simvoli  $T_n$  ning teskari qiymati  $1/T_n$  ga, ya'ni

$$f_{k+1} - f_k = \Delta f = \frac{1}{T_n}$$
 etib tanlansa, u holda tashuvchilar o'zaro ortogonal bo'ladilar.

Bu ularni bir-biridan farqlash uchun yetarli shart bajarilganligini bildiradi.

Matematika nuqtai nazaridan modulyatsiyalangan signallarning o'zaro ortogonaligi ushbu signallar davomiyligi  $T_n$  vaqt oralig'ida ular spektrlari ko'paytmadan olingan integral orqali aniqlanadi. O'zaro ortogonal signallar uchun ushbu integral nolga teng bo'lishi shart.

DVB-T standartida COFDMning ikki turidan foydalanish mumkin, bular 2K va 8K. DVB-Tning 2K turida 1705 ta tashuvchidan, 8K turida esa 6817 ta tashuvchidan foydalaniladi. Bunda multiplekslangan (jamlangan) audio va videosignallar va boshqa qo'shimcha xizmat turlari signallari mos ravishda 1705 yoki 6817 ta parallel oqim (potok)larga bo'linadi, shu bilan bir vaqtda simvollar

davomiyligi 1705 yoki 6817 ga uzaytiriladi. Bu signal simvollarini uzaytirish natijasida ular orasidagi teleuzatkichlar o'zaro ta'sir (exo)ni kamaytirish uchun himoya oralig'ini ajratish imkoniyatini beradi. 2K va 8K turlarida himoya oralig'i  $\Delta$  simvol davomiyligi  $T_n$  ning 1/4, 1/8, 1/16, 1/32 qismini, ya'ni himoya oralig'i  $\Delta$  simvol davomiyligi  $T_n$  ning 3 dan 25% gachasini tashkil etishi mumkin. himoya oralig'i  $\Delta$  ning qiymati, signal tarqalayotgan hudud tekisligi, pastbalandligi, undagi qurilgan binolar balandligi va turlari, shu bilan birga teleuzatkichlar orasidagi masofaga bog'liq. Himoya oralig'i  $\Delta$  qancha katta bo'lsa, teleko'rsatuv tizimi exolar(aks signallar)dan shuncha yaxshi himoyalangan hisoblanadi.

COFDMning 2K va 8K turlarida ortogonal tashuvchilar orasidagi farq mos ravishda 1116 va 4464 Hz ni tashkil qiladi. 2K va 8K turdagi modulyatsiyaning har ikkala turidan foydalanilganda ham radiokanalidagi signal spektri kengligi 7,61 MHz ni tashkil etadi. Analog televizion signal uchun ajratilgan chastotalar polosasi 8MHz da. qo'shni kanallar chegaraviy chastotalarigacha bo'lgan himoya chastotalari polosasi 0,39 MHz ga teng bo'ladi.

Raqamli TV COFDM signalining asosiy ko'rsatkichlari 15.2-jadvalda keltirilgan.

COFDM signalda ko'p sonli tashuvchilardan foydalanishning natijasida ularning katta shaharlar va undagi yer relefining hamda yer usti raqamli uzatkichlarining bir-biriga ta'sirida yuzaga keladigan signal "ko'p nurli" tarqalish natijasida yuzaga keladigan multiplikativ xalaqitlarga bardoshligi keskin oshadi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, COFDM modulyatsiyaning 8K turi 2K turiga nisbatan xalaqitbardoshligi yuqori bo'lishiga asosiy sabab 8K da foydalaniladigan tashuvchilar soni 2Kdagiga qaraganda 4 marotabaga ko'pligidir.

COFDM signalining asosiy ko'rsatkichlari 15.2-jadval.

T/R	Asosiy ko'rsatkichlari	COFDM turi	
		8K	2K
1.	Ishchi vaqt oralig'i davomiyligi, mks	896	224
2.	Guruh signali spektridagi tashuvchilar soni	6817	1705
3.	Ikki qo'shni chastotalar oralig'i, Hz	4464	1116
4.	Guruh signali radiospektri kengligi, MHz	7,61	7,61
5.	Himoya oralig'i nisbiy davomiyligi	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 1/8, 1/16, 1/32
6.	Himoya oralig'i $\Delta$ davomiyligi, mks	222, 112, 56, 28	56, 28, 14, 7
7.	Xabar simvoli $T_n$ davomiyligi, mks	1120, 1008, 952, 924	280, 252, 238, 231
8.	Bir chastotali radiotarmoqda radiouzatkichlar orasidagi masofa, km	67, 34, 17, 8, 4	17, 8, 4, 2

### Nazorat savollari

1. Analog signallarni raqamliga o'zgartirish jarayonini vaqt diagrammalari yordamida tushuntiring.
2. 4, 8, 16, 64-KFM va kvadratura AFM signallarni geometrik joylashish grafigini chizing va ushbu signallardan foydalanilganda dastlabki 4-KFM va KAFMdanda foydalanilgandagi xalaqitbardoshlikni saqlab qolish uchun qanday chora-tadbirlarni ko'rish kerak?
3. Raqamli signal spektri kengligini qanday usullardan foydalanib kichiklashtirish mumkin?
4. Dastlabki fazasi  $\pi/4$  surilgan KFM signal qanday afzalliklarga ega?
5. Mingimal chastota modulyatsiya usullaridan qanday maqsadlarda foydalaniladi?
6. Gauss MChM signali fazasi traektoriyasi o'zgarishini vaqt diagrammalarini chizing va tushuntiring.
7. Raqamli mobil aloqa va televideniya da foydalaniladigan modulyatsiya turlarini sanab o'ting va ularni bir-biri bilan taqqoslang.
8. Raqamli televideniya da foydalaniladigan COFDM-signal haqida ma'lumot bering va 2k, 8k turlarini o'zaro taqqoslang.

## 16. RAQAMLI SIGNALLARNI UZATISH TIZIMLARINING SAMARADORLIGI VA XALAQITBARDOSHLIGI

### 16.1. Raqamli signallarni uzatish tizimlarining samaradorligini aniqlash

#### 16.1.1. Chastotalar spektridan foydalanish samaradorligi

Raqamli aloqa tizimi spektridan (chastotalar polosasidan) foydalanish samaradorligi quyidagicha aniqlanadi:

$$\gamma = R_b / \Delta F_{sk}, \quad (16.1)$$

bunda,  $R_b$  – axborot uzatish tezligi, bit/s;

$\Delta F_{sk}$  – aloqa kanali signal o'tkazish chastotalari polosasi.

Spektral samaradorlik aloqa kanalining 1 Hz polosasi orqali sekundiga o'tkazilishi mumkin bo'lgan bitlar soni, ya'ni bit/sek bilan o'lchanadi (baholanadi).

Real sharoitlarda aloqa kanali uchun ajratilgan chastotalar polosasi  $\Delta F_{sk}$  dan turli sabablarga ko'ra to'liq foydalanilmaydi, shuning uchun texnik ko'rsatkichlari bo'yicha yuqori ko'rsatkichlarga ega bo'lgan aloqa tizimi ushbu chastotalar polosasidan (spektridan) foydalanish ko'rsatkichi bo'yicha talab darajasida samarali bo'lmaydi. Bundan tashqari aloqa tizimida spektrdan samarali foydalanish mezoniga aniqlik kiritish uchun uni Naykvist mezoni asosida aniqlanadigan polosa  $\Delta F_{\phi}$  bilan va spektr o'rovchisi shaklini baholovchi koeffitsient  $\alpha$  ni e'tiborga olish kerak, chunki  $\alpha$  koeffitsienti amalda foydalaniladigan chastotalar polosasi (signal spektri)  $\Delta F_{\phi}$  naykvist mezoni asosida talab etiladigan polosa  $\Delta F_{sk}$  dan qanchalik kengligini bildiradi:

$$\Delta F_{\phi} = \Delta F_{sk}(1 + \alpha). \quad (16.2)$$

Xuddi shuningdek raqamli aloqa tizimlarida foydalaniladigan modulyatsiya turlari uchun real (haqiqiy) spektral samaradorlik  $\eta$  quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\eta = \frac{R_b}{\Delta F_{\phi}} = \frac{R_b}{\Delta F_{sk}(1 + \alpha)}. \quad (16.3)$$

Faqat yagona ideal holatda, aloqa kanaliga ajratilgan chastotalar polosasidan to'liq foydalanilganda samaradorlik ko'rsatkichlari  $\eta$  va  $\gamma$  qiymatlari bir-biriga mos keladi, ya'ni  $\eta = \gamma$  bo'ladi.

Shuningdek har bir foydalaniladigan modulyatsiya usulining  $\Delta F_{sk} = \Delta F_{\phi}$  va  $\alpha = 0$  qiymatlariga mos keluvchi spektrdan samarali foydalanish eng yuqori – potensial mezonini kiritish ham maqsadga muvofiq hisoblanadi. Chastotalar spektridan foydalanish potensial samaradorligini quyidagicha aniqlaymiz:

$$\gamma_0 = \frac{R_b}{\Delta F_N} \quad (16.4)$$

Ushbu (16.4) ifodadan

$$\eta = \frac{\gamma_0}{(1+\alpha)} \quad \text{yoki} \quad \gamma_0 = \eta(1+\alpha) \quad (16.5)$$

ekanligini bilib olamiz.

Ko'p pozitsiya (holat)li raqamli modulyatsiya turidan foydalanilganda axborot uzatish tezligi quyidagi ifoda yordamida topiladi:

$$R_b = \log_2(M) R_s, \quad (16.6)$$

bunda,  $M$  – raqamli modulyatsiya natijasida shakllantiriladigan signallardagi elementar simvollar soni;

$R_s$  – raqamli signal oqimi simvollarining uzatilish tezligi.

Naykvist mezonni asosida ajratilgan chastotalar polosasi orqali signallar uzatish eng yuqori (maksimal) tezligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$R_s = \Delta F_{ak} / (1 + \alpha). \quad (16.7)$$

Natijada,  $\Delta F_{ak} \Delta F_{ak} = \Delta F_{\phi}$  bo'lgan holda chastotalar polosasidan foydalanish samaradorligi

$$\eta = \log_2(M) / (1 + \alpha). \quad (16.8)$$

bo'ladi.

(16.8) bog'liqlikdan ko'rinadiki, spektral samaradorlikni oshirish uchun, modulyatsiya karrali soni  $\log_2(M)$  ni kattalashtirish bilan bir vaqtda elementar signal impulslarining oldingi va orqa frontlarining o'zgarishini gaussimon chastota xarakteristikali past chastotalar filtridan o'tkazish natijasida qiyliklarni kamaytirish kerak bo'ladi. Natijada, ushbu signal spektri o'rovchisining o'zgarish qiyaligi kattalashadi. Ammo  $\alpha$  ning kichik qiymatlaridan foydalanish unga ishlov berish uchun murakkab raqamli filtrlardan foydalanishni talab qiladi va qabullash tomonidagi qaror qabul qilish qurilmasi kirishiga beriladigan signal oniy qiymatlari vaqt bo'yicha tasodifiy siljishlarga (djitter effekti) ega bo'ladi. Bundan tashqari aloqa kanali traktidagi qo'shimcha noxiziqli buzilishlarga sezgirliги oshadi va buning natijasida qabul qilinayotgan signal "ko'zi" ochig'ligi darajasi kamayadi. Shuning uchun ommaviy foydalanishga mo'ljallangan radioqabullash qurilmalarida  $\alpha$  ning minimal qiymati 0,3 ga teng bo'lishi kerak. Odatda, aloqa tizimlarida maksimal xalaqitbardoshlikni ta'minlash uchun  $\alpha$  ning qiymatini 0,4...0,6 oralig'ida bo'lishini ta'minlash kerak. Raqamli televidenie tizimlarida  $\alpha$  ning 0,15; 0,25; 0,35 qiymatlaridan foydalaniladi.

OFDM modulyatsiya uchun uzatish spektral samaradorligi quyidagicha aniqlanadi:

$$\eta = 2/(1 + \alpha/L), \quad (16.9)$$

bunda,  $L$  – OFDM tizimida parallel uzatiladigan ma'lumotlar oqimi soni (ortoqonal tashuvchilar soni emas).

(16.9) formuladan ko'rinadiki, ma'lumotlar uzatiladigan parallel kanallar sonini oshirish samaradorlik qiymati  $\eta$  ni  $\alpha$  ning qiymatini qo'shimcha kamaytirmasdan kattalashtirish imkonini beradi. Bu OFDM modulyatsiya turining asosiy afzalliklaridan biri hisoblanadi. 4-FM modulyatsiyasidan OFDM bilan birga foydalanish spektral samaradorlikni 2 bit/(sek·Hz) ga yaqinlashtirish mumkin. Ammo bu bazaviy samaradorlik xatolikni korreksiyalovchi kodlardan foydalanilganda amalda kamayadi, misol uchun kaskadli kodlardan foydalanilganda samaradorlik 0,4...0,8 orasida bo'ladi va unga tizim samaradorligining 0,8 dan 1,6 bit/(sek·Hz) gacha qiymatlari mos keladi. Ko'pgina amalda foydalaniladigan kodlar spektral va energetik samaradorlik orasidagi kerakli mutanosiblikni ta'minlash imkonini beradi.

Yer usti raqamli televideniesida qabul qilingan modulyatsiyaning karraligi va kodlar tezligida spektral samaradorlik juda katta oraliqda o'zgarishi mumkin. Bu holat (16.1-jadval) kanal polosasi kengligi 8 MHz bo'lgan holat uchun bir necha modulyatsiya turlari uchun keltirilgan.

16.1-jadval.

Turli raqamli modulyatsiya signallarining spektral samaradorligi.

Kod tezligi	Modulyatsiya spektral samaradorligi, bit/(sek Hz)		
	QPSK	16-QAM	64-QAM
1/2	0,62	1,24	1,87
2/3	0,83	1,66	2,49
3/4	0,93	1,87	2,80
5/6	1,04	2,07	3,11
7/8	1,09	2,18	3,27

### 16.1.2. Raqamli signal energetik samaradorligi

Raqamli signal energetik samaradorligi ko'rsatkichi quyidagicha aniqlanadi:

$$\beta = R_s N_0 / P_s, \quad (16.10)$$

bunda,  $P_s$  – modulyatsiyalangan signal o'rtacha quvvati;

$N_0 = kT$  – qabullash qurilmasi kirishidagi additiv fluktuation (oq shovqin)ning bir tomonlama spektri zichligi.

Modulyatsiyalangan raqamli signal o'rtacha quvvati qiymati

$$P_s = E_b R_b, \quad (16.11)$$

va bunda  $E_b$  — qabullash filtri kirishidagi bir bit informatsiyani uzatish uchun sarflanadigan signal energiyasi ekanligini e'tiborga olib

$$\beta = N_0/E_b. \quad (16.12)$$

Shunday qilib,  $\beta$  koefitsienti qabullash qurilmasi kirishidagi shovqin spektral zichligining bir bit signalni uzatish uchun sarflangan bitga nisbati bilan aniqlanadi.

Modemda moslashgan filtdan foydalanilganda va signal spektrini Naykvist mezoniga mos ravishda aniqlanganda uzatiladigan signal samaradorligi  $\beta$  quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$\beta = R_b N_0 \Delta F_N / P_s \Delta F_N. \quad (16.13)$$

Moslashgan filtr yordamida signal qabul qilinganda qabullash qurilmasi signal o'tish polosasi Naykvist mezon bo'yicha aniqlangan polosaga mos keladi. bu hol uchun qaror qabul qiluvchi qurilma kirishidagi shovqin (xalaqit) quvvati  $P_{sh} = N_0 \Delta F_N$  bo'lib, bunda S/Sh nisbati  $q = P_s / P_{sh}$  va  $\beta = R_b / \Delta F_N q$  bo'ladi.

Spektral samaradorlik  $\eta$  va quvvat samaradorligi  $\beta$  lar bir-biriga bog'liq. (16.13) formulaga  $\frac{R_b}{\Delta F_N} = \gamma_0 = \eta(1 + \alpha)$  ni qo'yib quyidagilarni olamiz:

$$\beta = \eta(1 + \alpha)/q, \quad (16.14)$$

$$q = \eta(1 + \alpha)/\beta, \quad (16.15)$$

Ma'lumki, chastotalar polosasi kengligi chegaralangan additiv fluktuasion shovqin ko'rinishidagi xalaqitli aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati (axborot uzatish eng katta tezligi) Shenon formulasi orqali hisoblanadi, ya'ni

$$C = \Delta F_{ok} \log(1 + P_s / N_0 \Delta F_{ok}). \quad (16.16)$$

Bu (16.16) ifodada  $\Delta F_{ok}$  — aloqa kanali chastotalar polosasi kengligi Naykvist mezon asosida aniqlanadigan polosa kengligi  $\Delta F_N$  ga teng deb qabul qilish kerak. Shenon teoremasi sharti bajarilganda  $R_b = C$  bo'ladi va axborot uzatish samaradorligi yuqori chegaraviy qiymati uchun quyidagi bog'liqlikni olish mumkin:

$$\frac{R_b}{\Delta F_N} = \log_2(1 + q) = \log_2(1 + \eta(1 + \alpha)/\beta), \quad (16.17)$$



$$\eta(1 + \alpha) = \log_2(1 + \eta(1 + \alpha)/\beta). \quad (16.18)$$

(16.17) va (16.18) bog'liqliklar asosida spektral samaradorlik  $\eta$  real qiymati va  $\alpha$  koefitsientiga asoslanib aloqa tizimi energetik samaradorligi  $\beta$  ni hisoblash formulasini keltirib chiqaramiz:

$$\beta = \eta(1 + \alpha)/(2^{\eta(1+\alpha)} - 1). \quad (16.19)$$

Xususiy  $\alpha = 0$  holat uchun (16.19) formula potensial samaradorlikni aniqlash imkoniyatini tor ma'noda baholash imkonini beruvchi ifodani olamiz:

$$\beta = \gamma/(2^\gamma - 1). \quad (16.19)$$

Ushbu (16.19) va (16.20) ifodalar  $\beta$  va  $\eta$  orasidagi bog'lanishlarning  $\alpha$  koefitsientining turli qiymatlari uchun chizmalari  $\beta$  va  $\eta$  orasidagi o'zaro eng mutanosib holatlarni aniqlash imkoniyatini beradi (16.1-rasm).

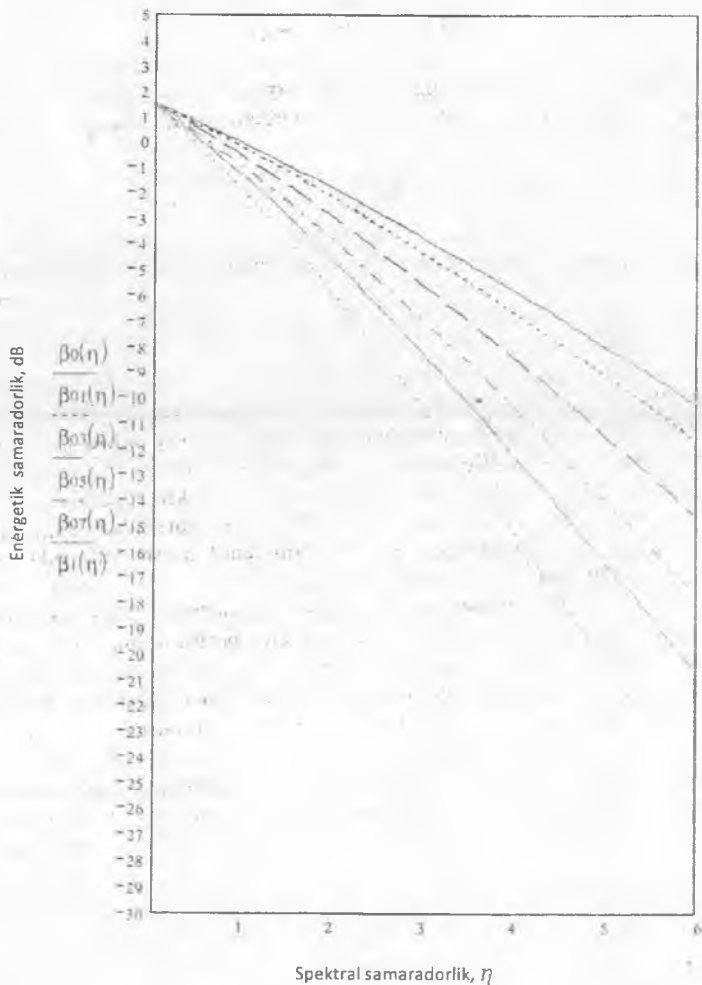
16.2-rasmda esa energetik samaradorlik  $\beta$  ni  $\alpha$  koefitsientiga bog'liqligi chizmalari spektral samaradorlik  $\eta$  ning bir necha qiymatlari uchun keltirilgan.

16.1- va 16.2-rasmlardagi bog'liqliklarni tahlil qilish natijasida quyidagi asosiy xulosalarni olamiz:

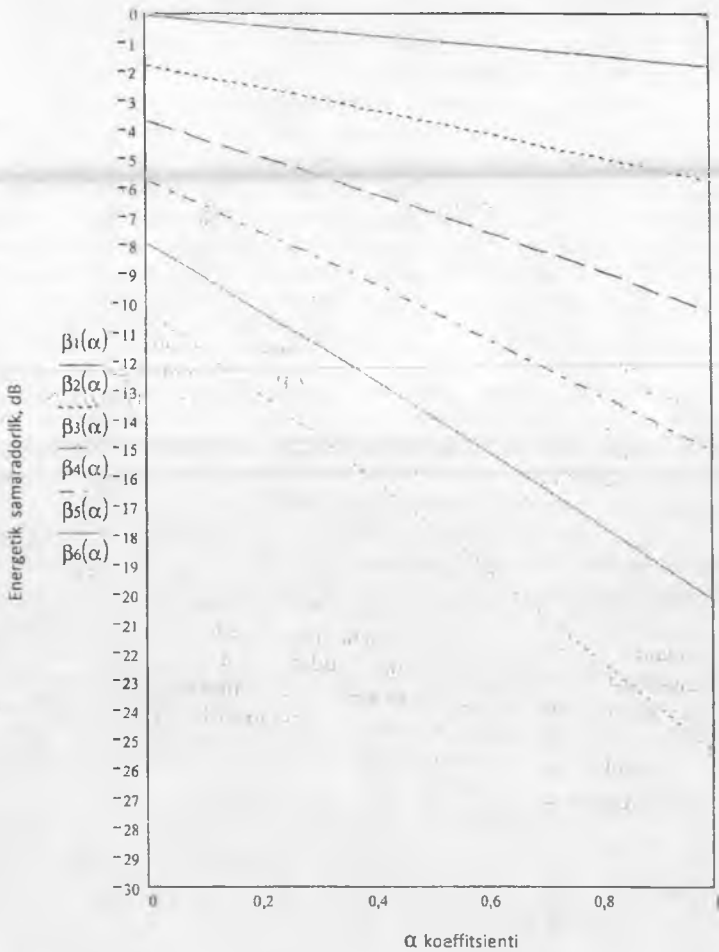
1.  $\eta$  ning qiymati oshgan sari  $\beta$  ning qiymati nisbatan tezroq kamayadi, bu kamayish tezligi  $\alpha$  ga bog'liq bo'lib, u qancha katta bo'lsa  $\beta$  ning kamayish tezligi ham shuncha katta bo'ladi;

2. O'z navbatida  $\alpha$  ning qiymati 0 dan 1 gacha kattalashgan sari energetik samaradorlik  $\beta$  ning kamayish tezligi spektral samaradorlik  $\eta$  kattalashishiga teskari bog'liqlikda kattalashadi;

3. Yuqoridagi xulosalar ko'p holatli (pozitsiyali) modulyatsiyadan foydalanilganda, ya'ni  $\eta$  ning katta qiymatlariga erishish uchun  $\alpha$  si kichik signal spektridan foydalanish kerakligini taqazo qiladi.



16.1-rasm.  $\alpha$  koeffitsientining turli qiymatlari uchun  $\beta$  va  $\eta$  orasidagi bog'lanishlar



16.2-rasm. Energetik samaradorlik  $\beta$  ni  $\alpha$  koeffitsientiga bog'liqligi

Modulyatsiyalangan signal holat(pozisiya)lari kam bo'lgan hollarda  $\eta$  - energetik samaradorlik nuqtai nazaridan  $\alpha$  ga qo'yiladigan talab uncha katta ahamiyatga ega bo'lmaydi.

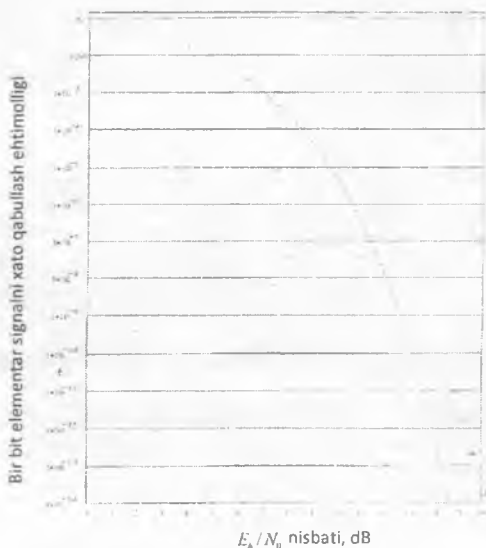
## 16.2. Raqamli modulyatsiyalangan signallarining potentsial xalaqitbardoshligi

### 16.2.1. Faza modulyatsiyasi

Bir yoki bir necha tashuvchi chastotalardan foydalanishga asoslangan raqamli televidenie tizimlarida eng ko'p foydalaniladigan modulyatsiya turlari: kvadraturali fazasi farqlanuvchi modulyatsiya (KFFM) (QPSK) va kvadraturali amplituda-faza modulyatsiyalari (KAFM) ning 16-QAM va 64-QAM turlaridan keng foydalaniladi. Bu turda modulyatsiyalangan signallardan raqamli mobil aloqa tizimlarida ham foydalaniladi. Shuning uchun ushbu modulyatsiya turlarining va unga o'xshash bo'lgan modulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligini qisqacha ko'rib chiqamiz.

Dastlab ikki modulyatsiya turi – fazasi modulyatsiyalangan (FM) va kvadratik amplitudua modulyatsiyasi (KAM) signallarini ko'rib chiqamiz. Ko'pgina raqamli signal oqimlarini qayta kodlashga va fazasi siljishiga asoslangan modulyatsiyalarga asos bo'lib – oddiy faza modulyatsiya olinadi. FM asosiy turlarining potentsial xalaqitbardoshligini ko'rib chiqamiz.

2-FM va 4-FM signallarni detektorlashdagi elementar signal bitlarning kogerent qabul qilishdagi xatolik ehtimolligi  $P_b$  ning  $E_b/N_0$  ga bog'liqlik grafiklari 16.3-rasmda keltirilgan.



16.3-rasm. 2-FM va 4-FM signallar uchun  $P_b$  ning  $E_b/N_0$  ga bog'liqligi

Ushbu  $P_r = F(E_b/N_0)$  bog'lanishi grafigidan ko'rinadiki, koherent detektorlashdan foydalanganda radiokanalidagi  $E_b/N_0$  nisbati 4-FMdan foydalanilganda 2-FMdagil xalaqitbardoshlik kabi saqlanishi uchun 4-FM signalni qabullashda S/Sh nisbatini 3 dB ga oshirish kerak bo'ladi.

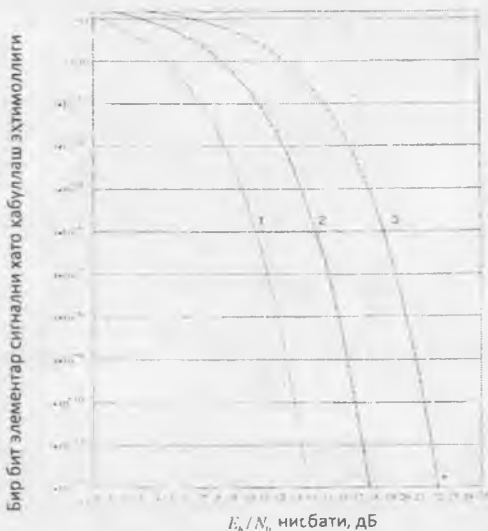
Nisbiy faza modulyatsiya (NFM)dan foydalanilganda bir bit elementar signalni xato qabullash ehtimolligi oddiy faza o'zgarishini uzatishga asoslangan tizimnikiga qaraganda 2 barobar katta bo'ladi.

### 16.2.2. Kvadraturali amplituda modulyatsiyasi

Ko'p M-holat(pozitsiya)li kvadraturali amplituda modulyatsiyasi M-QAM signalidan foydalanilganda bir bit simvolni xato qabullash ehtimolligi quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

$$P_r = \frac{1}{\log_2(M)} \left\{ 1 - \left[ 1 - \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{3 \log_2(M) E_b}{2(M-1) N_0}} \right) \right] \right] \right\} \quad (16.20)$$

16-QAM va 64-QAM raqamli modulyatsiyalangan signallarning potentsial xalaqitbardoshliklarining  $E_b/N_0$  ga bog'liqlik grafiklari 16.4-rasmda keltirilgan. Ushbu rasmda taqqoslash uchun 4-FM signal potentsial xalaqitbardoshligi grafiklari ham keltirilgan.

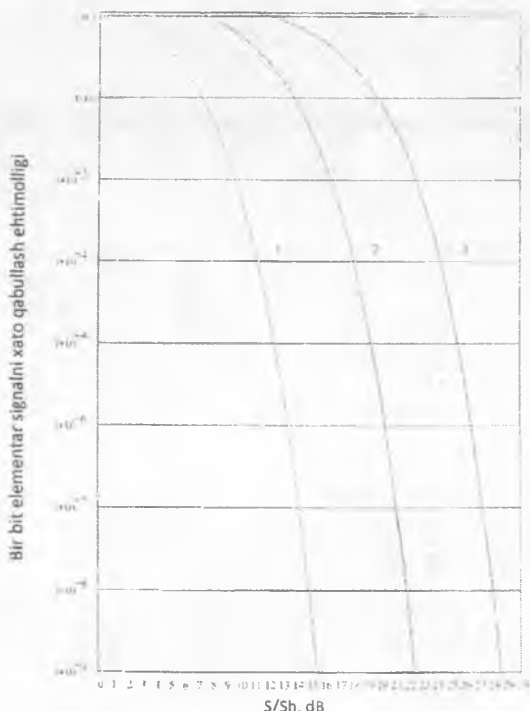


16.4-rasm. 4-(1), 16-(2), va 64-QAM (3) signallar uchun  $P_r$  ning  $E_b/N_0$  ga bog'liqligi

Ko'p hollarda  $E_b/N_0$  o'rniga S/Sh nisbatidan foydalanish qulay hisoblanadi.  $E_b/N_0$  nisbatidan S/Sh nisbatiga o'tishda quyidagi hisoblashlarni amalga oshirish kerak bo'ladi:

$$\frac{S}{Sh} = E_b/N_0 = E_b/N_0 \log_2(M). \quad (16.21)$$

(16.21) ni (16.20) ga qo'yib,  $P_r$  ning S/Sh ga bog'liqlik grafignini chizish mumkin (16.5-rasm).



16.5-rasm. 4-(1), 16-(2), va 64-QAM (3) signallar uchun  $P_r$  ning S/Sh ga bog'liqligi

Xalqitbardosh kodlashdan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlarida guruh signali oqimini uzatish uchun qo'shimcha tekshiruvchi simvollar kiritilishi hisobiga elementar signalga to'g'ri keladigan energiyaning kamayishini hisobga olish kerak bo'ladi

1. Raqamli signallarni uzatish tizimlarining samaradorligi qanday ko'rsatkichlar orqali baholanadi?
2. Radiochastotalar spektridan samarali foydalanish qanday ko'rsatkich orqali baholanadi?
3. Radiochastotalar spektridan foydalanish potensial (chegaraviy) qiymati qanday baholanadi?
4. Ajratilgan chastotalar polosasidan eng katta tezlik bilan signal uzatish maksimal qiymati qanday aniqlanadi?
5. Raqamli signallar energetik samaradorligi qanday aniqlanadi?
6. Chastotalar spektridan va energiyasidan foydalanish samaradorligi bir-biri bilan qanday bog'lanishda?
7. Aloqa kanalining maksimal axborot o'tkazish imkoniyatini aniqlashda foydalaniladigan K. Shenon formulasini yozing va tushuntirish bering.
8.  $\alpha$ ,  $\Delta F / \Delta F_N$  koefitsientining turli qiymatlari uchun  $\beta$  va  $\eta$  orasidagi bog'liqlikni chizmalar yordamida tushuntiring.
9. Raqamli aloqa tizimlarining turli modulyatsiyalangan signallardan foydalanilgan holati uchun potensial xalaqitbardoshliklarni taqqoslang

## 17. XABARLARNI YASHIRIN SHAKLDA UZATISH USULLARI

Radioaloqa tizimlarida xabarlarni yashirin shaklda uzatish uni talab darajasidagi xalaqitbardoshlik bilan uzatish kabi muhim o'rin egallaydi.

Odatda signalni yashirin usulda uzatish radiotizimlarida bergitilganlik deganda, ushbu signalni topilishlikka va uning ko'rsatkichlarini o'lchashlikka imkoniyat bo'lmashlik tushuniladi. Yashirinlik atamasi keng ma'noga ega. Bulardan biri, radiokanal orqali axborot uzatilayotganligini yashirin saqlash qobilyati yoki radiokanal faoliyat olib borayotganligini aniqlay olmaslik ehtimolligi. Uzatilayotgan signalda uzatilayotgan axborotni ajratib olishni sir saqlash signal tarkibini va uzatilayotgan axborot mazmunini ochish ehtimolligi orqali baholanadi. Shunday qilib, radiokanalning yashirin ishlashi tasodifiy xodisa bo'lib, yashirin ishlash ehtimolligi bilan baholanadi. Agar radioaloqa tizimida qo'shimcha kodlash va shifrlash usullaridan foydalanilmagan bo'lsa, u holda yashirinlik signal energetik ko'rsatkichlari va tarkibiy tashkil etuvchilari orqali belgilanadi.

Hozirda radiouzatishlarni yashirin tashkil etishda quyidagi usullardan foydalaniladi:

- garmonik tebranish shaklidagi tashuvchidan foydalanilgan holda uning spektrini kengaytirish;
- tasodifiysimon signallardan foydalanish;
- informatsiya tashuvchi signalni uni "maskirovka"lovchi (yopuvchi, berkituvchi) signal spektrida uzatish.

Bu usullar ma'lum darajada signalni energetik va tarkibiy yashirin (yashirinlashtirilgan)ligini ta'minlash bilan birga turli xususiyatlarga ham ega. Yuqorida keltirilgan usullarni alohida-alohida ko'rib chiqamiz.

### 17.1. Garmonik tebranish shaklidagi tashuvchidan foydalanilgan holda signal spektrini kengaytirish

Garmonik tebranish shaklidagi tashuvchidan foydalanilgan holda signal spektrini kengaytirishning ikki asosiy turi mavjud:

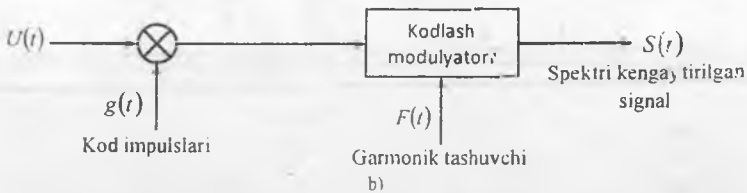
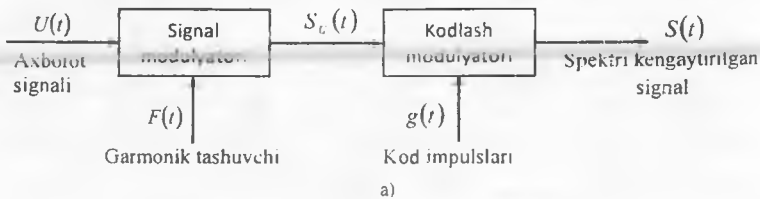
- garmonik tebranish shaklidagi tashuvchining spektriga impulslar ketma-ketligi bilan to'g'ridan-to'g'ri ta'sir etib uning spektrini kengaytirish;
- garmonik tebranish shaklidagi tashuvchisi chastotasini kvazitasodifiy sakratib o'zgartirish orqali u egallagan chastotalar polosasini kengaytirish.

*Tashuvchiga to'g'ridan-to'g'ri impulslar ketma-ketligi bilan ta'sir etib signal spektrini kengaytirish.*

Bu usuldan foydalanib signal spektrini kengaytirishni quyidagicha amalga oshirish mumkin. Birinchi bosqichda, garmonik tashuvchi  $F(t)$  axborot diskret signali  $U(t)$  bilan modulatsiyalanadi va ikkinchi bosqichda bu  $S_v(t)$  signal nisbatan yuqori chastotalar bilan takrorlanuvchi kvazitasodifiy (keng polosalı)



kengaytiruvchi signal  $g(t)$  bilan modulyatsiyalanadi (17.1a-rasm) va natijada spektri kengaytirilgan signal  $S(t)$  hosil qilinadi.



17.1-rasm. Tashuvchiga to'g'ridan-to'g'ri impulslar ketma-ketligi bilan ta'sir etib signal spektrini kengaytirish aloqa tizimi uzatki chining strukturaviy sxemasi

Axborot diskret signali bilan modulyatsiyalangan tashuvchi amplitudasi o'zgarmas bo'lib, uni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$S_c(t) = U_n \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi[u(t)]], \quad (17.1)$$

bunda.  $U_n$  – tashuvchi amplitudasi,  $\omega_0$  – tashuvchi chastotasi va  $\Delta\varphi[u(t)]$  – axborot signaliga mos ravishda o'zgaruvchi faza.

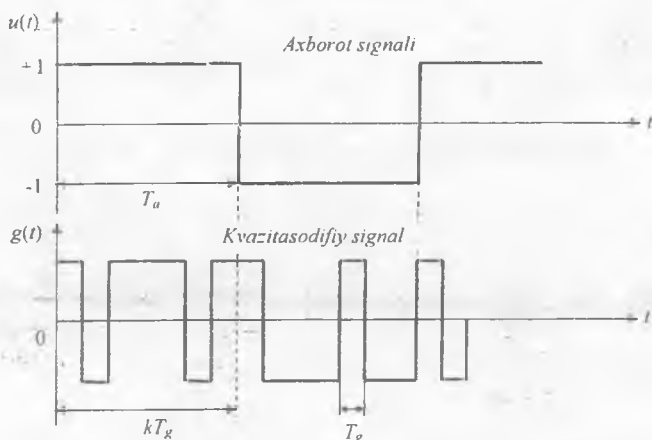
Ushbu (17.1) signal spektrni kengaytiruvchi kvazitasodifiy kengaytiruvchi signal  $g(t)$  bilan modulyatsiyalash natijasida dastlabki faza o'zgarishi  $\Delta\varphi$  ga nisbatan tez o'zgaruvchi  $\Delta\varphi_g$  qo'shiladi, bu esa signal spektrining kengayishini ta'minlaydi.

$$S(t) = U_n \cos\{\omega_0 t + \Delta\varphi[u(t)] + \Delta\varphi_g[g(t)]\}. \quad (17.2)$$

Xuddi yuqoridagidek natijani dastlab birinchi bosqichda spektr kengaytiruvchi axborot signali nisbatan katta tezlikdagi kvazitasodifiy impulslar ketma-ketligi bloki bilan almashtirish natijasida  $S_c(t)$  signali hosil qilinadi va ikkinchi bosqichda ushbu  $S_c(t)$  axborot signali yuqori chastotali garmonik

tebranish shaklidagi tashuvchi  $F(t)$  ni faza bo'yicha modulyatsiyalash orqali olish mumkin (17.1b-rasm).

17.2-rasmda axborot signali impulslarini kvazitasodifiy impulslar ketma-ketligi bilan almashtirish vaqt diagrammasi keltirilgan.



17.2-rasm. Axborot va kvazitasodifiy signal vaqt diagrammalari

Spektr kengaytiruvchi signal davomiyligi  $T_x$  mikroimpuls deb ataladi va bitta axborot signaliga mos keluvchi mikroimpuls blok – makroimpuls deb ataladi. Makroimpuls blokining mikroimpulsiga nisbati ushbu signal bazasini anglatadi va signal spektrini kengaytirish koeffitsienti deb yuritiladi. Shunday qilib, spektri kengaytirilgan modulyatsiyalangan signal bazasi quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$B_* = \frac{\Delta F_{m_1}}{R} = \frac{T_u}{T_x} \quad (17.3)$$

bunda,  $\Delta F_{m_1}$  – modulyatsiyalangan spektri kengaytirilgan signal  $S(t)$  spektri polosasi kengligi,  $R$  – axborot uzatish tezligi (bit/sek).

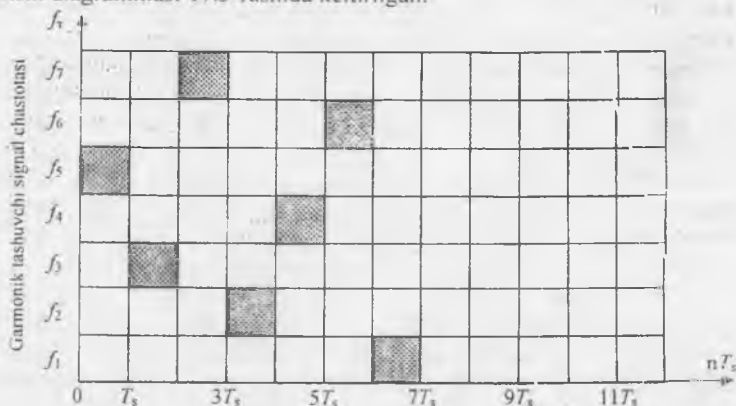
Signal qabullash tomonida demodulyatsiyalash korrelyatsion usul bilan yoki signal spektrini kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligi  $g(t)$  bilan sinxron ravishda o'zgaruvchi signal kengaytirish impulslari ketma-ketligi nusxasiga ko'paytirish orqali amalga oshiriladi. Qabul qilish qurilmasi chiqishidagi signal spektri  $B_*$  marotabaga siqilgan bo'ladi. Bu chiqish signalini tashuvchi  $F(t)$  ga yoki  $g(t)$  ga ko'paytirish orqali dastlabki axborot signali  $U(t)$  ajratib olinadi.

Shunday qilib, axborot signali spektrini nisbatan katta tezlikda takrorlanuvchi impulslar ketma-ketligi yordamida uni uzatishga keragidan ortiqchaga maqsadli kengaytirib, uni uzatish sifati (xalaqitbardoshligi)

ta'minlanadi. Qabullash tomonida  $S(t)$  signalga ko'relyatsion ishlov berish natijasida uning spektri kengligi modulyatsiyalangan bir lamchi signal  $S_m(t)$  yoki  $S_x(t)$  spektriga tenglashtiriladi. Bu usul natijasida  $B_s$  ga teng bo'lgan energetik yutuqqa, ya'ni signal energetik spektri qiymatining kamaytirishga olib keladi. Natijada keng polosali shovqinsimon signal (KPSHS) dan radioqabullash qurilmasi radiouzatish qurilmasidan uzoq masofada joylashgan bo'lsa, axborot uzatishning yashirinligi (yashirinligi)ni ta'minlaydi. Ammo, dushman radioqabullash qurilmasi axborotni qabullab olishi mo'ljallangan radioqabullash qurilmasiga nisbatan ancha yaqin joylashgan bo'lsa va uning signal qabullash polosasi kengligi spektri kengaytirib uzatilgan axborot signaliga mos kelsa, u holda dushman qabullagichi radiouzatkich nurlantirgan signalni qabullash ehtimolligi kattalashadi.

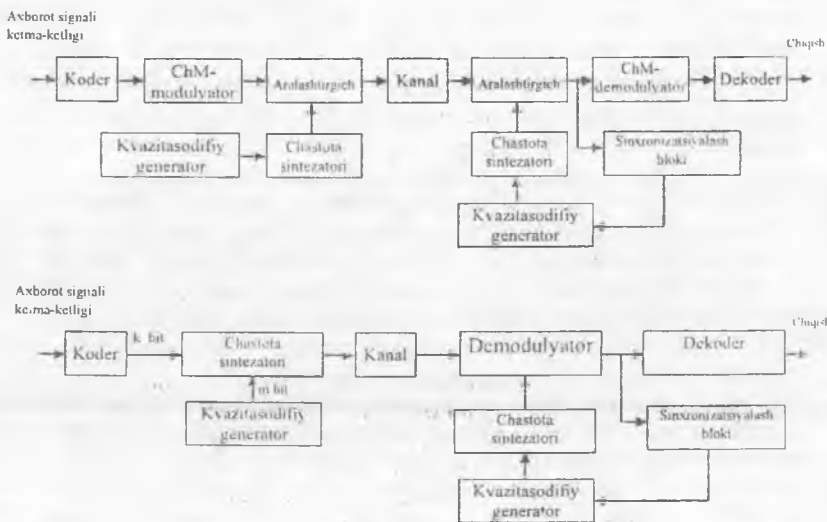
**Signal tashuvchisi chastotasini tasodifiy ravishda sakrab o'zgartirish usuli orqali signal spektrini kengaytirish.**

Keng polosali signal tashuvchisi chastotasi tasodifiy ravishda sakrab o'zgartirilishiga (ChTSO) asoslangan aloqa tizimlarida ushbu aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalari polosasi ko'p sonli kichik polosalarga bo'lina di. Axborot uzatish har bir vaqt oralig'i uchun ushbu kichik chastotalar polosalaridan kvazi tasodifiy ravishda foydalaniladi va bu kvazishovqinsimon signal ishlab chiqarayotgan generator tomonidan amalga oshiriladi. Uzatilayotgan axborot signali tashuvchi chastotasi qiymati  $f_n$  ning axborot uzatish vaqt birligida sakrab o'zgarishi diagrammasi 17.3-rasmda keltirilgan.



17.3-rasm. Uzatilayotgan axborot signali tashuvchi chastotasi qiymati  $f_n$  ning axborot uzatish vaqt birligida sakrab o'zgarishi diagrammasi

Signal spektrini tashuvchisi chastotasi qiymatini kvazitasodifiy shaklda o'zgartirishga asoslangan aloqa tizimi uzatish va qabullash qismining strukturaviy sxemasi 17.4-rasmda keltirilgan.



17.4-rasm. Signal spektrini tashuvchisi chastotasi qiymatini kvazitasodifiy shaklda o'zgartirishga asoslangan aloqa tizimi uzatish va qabullash qismining strukturaviy sxemasi

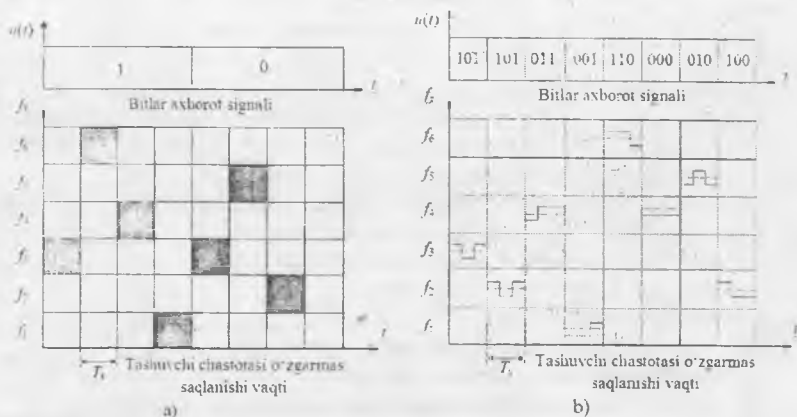
Ushbu tizimlarda odatda, asosi ikkiga yoki  $M$  ga teng bo'lgan chastota manipulyatsiyasidan foydalaniladi. Agar aloqa tizimi asosi 2 ga teng bo'lsa, u holda dastlab radiouzatkich chiqishida "1" yoki "0" ga mos keluvchi chastotalardan biri hosil bo'ladi va ikkinchi bosqichda ushbu ChMp signal kvazitasodifiy generator (KTG) chastotalar sintezatori (ChS) chiqishidagi chastotalardan birini belgilaydi va axborot signali ushbu chastotada radiouzatkich tomonidan efirga tarqatiladi. Misol uchun KTGning  $M$  ta simvoli  $2^m - 1$  ta foydalanishi – sakrab o'zgarishi mumkin bo'lgan chastotalar sonini belgilaydi.

Ushbu signolni qabullash qurilmasi radiouzatish tomonidagi KTG bilan sinxron ishlovchi holatda bo'lib, u qabullash qurilmasi ChS chiqishidagi chastotaning ushbu onda foydalanilayotganini tanlab oladi. Shunday qilib, uzatilgan kvazitasodifiy chastota qabullash qurilmasi ChS chiqishida signal bilan ko'paytirilishi natijasida qayta tiklanadi. Natijaviy ChMp signaldan demodulyator chiqishida axborot signali "1" va "0" lar ketma-ketligi hosil qilinadi va uni dekodlash natijasida axborot signali olinadi. Qabullash tomonidagi KTGni uzatish tomonidagi KTG bilan sinxron ishlashini ta'minlovchi sinxronlash signali umumiy qabul qilingan signaldan ajratib olinadi.

Tashuvchi chastotasi sakrab tasodifiysimon o'zgaruvchi aloqa kanali additiv – normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi fluktuasion xalaqitli bo'lgani sababli. qabullashda sintez qilinayotgan (tiklanayotgan) signal fazasi bilan kogerentligini ta'minlash qiyin, shuning uchun bu aloqa tizimida FMP dan emas ChMp

signallardan foydalaniladi. Bunga yana bir sabab, signal chastotasi sakrab o'zgarib turgani va turli chastotali signalning aloqa kanalida tarqali sharoiti turlicha ekanligidadir. Shuning uchun keng polosali chastota sintezlanadigan aloqa kanallarida odatda ChMp signalni nokogerent detektorlash usulidan foydalaniladi.

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimlaridachastotani katta tezlik bilan o'zgartirish va asta-sekin o'zgartirish usullarini qo'llash mumkin. Tashuvchi chastotasi tez o'zgarishini amalga oshirilganda bir bit axborot signali  $U(t)$  davomida tashuvchi chastotasi ko'p marotabaga sakrab o'zgaradi (17.5a-rasm) va tashuvchi chastotasi asta-sekin o'zgarishiga asoslangan aloqa tizimida axborot signali  $U(t)$  bir necha bitga o'zgarishiga chastotaning bitta sakrab o'zgarishi to'g'ri keladi (17.5b-rasm). 17.5a-rasmdan ko'rinadiki bir bit axborot signali  $U(t)$  ga teng vaqt oralig'ida tashuvchi chastotasining to'rt marta o'zgarishi to'g'ri keladi. 17.5b-rasmda esa aksincha axborot signali  $U(t)$  kodlar kombinatsiyasi uzatilishi davomida chastota sakrab o'zgarilmaydi, faqat axborot signali  $U(t)$  kodlar kombinatsiyasi navbatdagisi bilan almashtirilgandagina sakrab o'zgaradi.



17.5-rasm. Tashuvchi chastotasi tarkibi tez va sekin o'zgarishiga oid diagramma

Tashuvchi chastotasini sakrab tez o'zgarishidan radioaloqa tizimiga maxsus shakllantirilgan foydali signalga salbiy ta'sir etuvchi signal ta'siri vaqtini kamaytirish va foydali signal tashuvchisi chastotasini aniqlash, ushbu chastotada maxsus shakllantirilgan interferensiya signali yaratish imkoniyatini keskin kamaytiradi. Ammo bu turdagi aloqa tizimlarida foydali signallarning ayrim elementlarining energiyasidan unga kogerent ishlov berish imkoniyati yomonlashgani uchun to'liq foydalanilmaydi.

Tashuvchisi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimlari uchun bir necha gigagers chastotalar polosasi ajratiladi, bu polosasi signal spektrini impulslar ketma-ketligi yordamida kengaytirishga qaraganda bir necha marta katta bo'ladi.

### 17.2. Axborot signallarini uni yopuvchi signal spektri ostida uzatish

Axborot signallarini bu usulda uzatish uchun uni yopuvchi signalning spektr foydali signal spektridan kengroq va o'rtacha quvvati nisbatan katta bo'lishi kerak. Yopuvchi signal sifatida radioeshittirish, televidenie signallaridan yoki maxsus shakllantirilgan signallardan foydalanish mumkin. bunday signalni qabul qilish uchun additiv xalaqit va fluktuasion shovqindan signalni ajratib olish masalasini yechish orqali amalga oshiriladi.

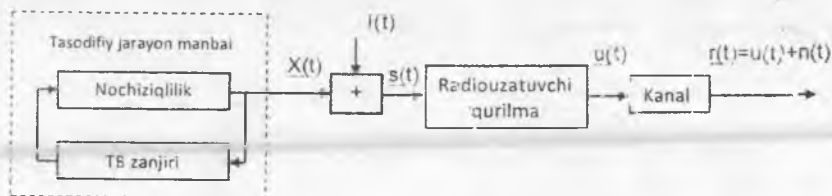
### 17.3. Axborot uzatishda shovqinsimon signallardan foydalanish

Axborotni keng spektrli shovqinsimon signallardan tashuvchi sifatida foydalanishda uchta asosiy ko'rsatkich amplituda, chastota va fazasi bilan ta'riflanadigan garmonik tebranish shaklidagi tashuvchi o'rniga tasodifiysimon o'zgaruvchi ko'p ko'rsatkichlarga ega bo'lgan tashuvchidan foydalaniladi. Bunday tasodifiysimon tashuvchi generatori chiqishidagi signal bir xil statistik ko'rsatkichlar (o'rtacha qiymat, dispersiya, korrelyatsiya funksiyasi)ga ega bo'lib, u turli boshlang'ich shartlarida turli bir-biriga umuman o'xshash bo'lmaydi, bir-biri bilan bog'lanmagan – korrelyatsiyasi nolga teng bo'lib, bu holat ulardan foydalanib ortogonal signallar ansamblini qurish imkoniyatini yaratadi.

Ilzirda shovqinsimon signallardan foydalanib axborot uzatishning bir qator usullari ma'lum bo'lib, ular qatoriga quyidagilar kiradi:

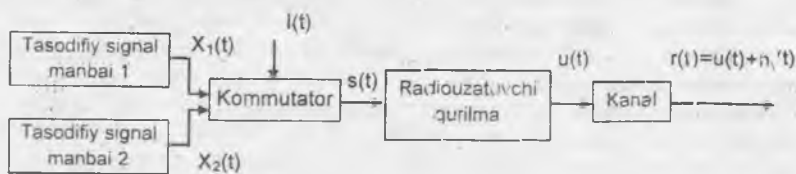
- tasodifiy signal bilan yopish (maskirovka);
- ish holatlarini tasodifiy o'zgartirish;
- nochiziqli aralashtirish;
- to'g'ri va teskari (dual) nochiziqli o'zgartirish;
- Puankare kesimini oldinroq boshqarish;
- Tasodifiy tashuvchini chastota bo'yicha modulyatsiyalash.

Tasodifiy signal bilan yopish (maskirovka)da axborot signali  $u(t)$  tasodifiy signalni generatsiyalash chiqishidagi signal  $x(t)$  ga qo'shiladi (17.6-rasm). Natijaviy signal  $S(t) = x(t) + u(t)$  radiosignalga aylantiriladi va radiokanal orqali uzatiladi. Bu usul axborotni tasodifiysimon signal bilan yopish orqali uni uzatishni ma'lum darajada yashirinlashi uchun axborot signali  $u(t)$  quvvati yopuvchi signal  $x(t)$  quvvatiga nisbatan ancha kichik bo'lishi kerak. Bundan tashqari tasodifiysimon yopuvchi signal  $x(t)$  ning ko'rsatkichlari uni ma'lum vaqt davomida kuzatish natijasida aniqlanishi mumkin, shuning uchun bu usul axborotni yetarli darajada yashirin uzatishni ta'miniash imkoniyatini bermaydi.



17.6-rasm. Tasodifiy signal bilan yopish (maskirovka) axborot uzatish tizimi

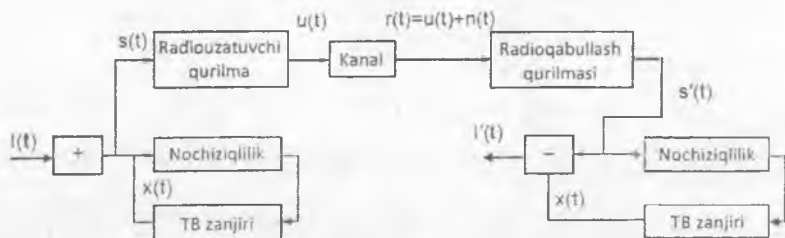
Tasodifiysimon signallardan foydalanib "1" va "0" ni uzatishda ular turli tasodifiysimon statistik ko'rsatkichlari bir-biriga o'xshash signallardan foydalaniladi (17.7-rasm). Tasodifiysimon signallarni almashtirib ("1" va "0" ga mos ravishda) axborot uzatish aloqa tizimi tasodifiysimon impulslar ketma-ketligidan foydalanib radiokanal orqali uzatiladigan spektr kengligini kattalashtirish usuliga qaraganda nisbatan yuqori yashirinlikni ta'minlashi bilan birga, texnik jihatdan nisbatan oson amalga oshirilishi mumkin. Bu usulning asosiy kamchiligi axborot signali  $u(t)$  qiymati o'zgariganda qabullash qurilmasi tarkibiga kiruvchi tasodifiysimon generatori uzatilgan  $x(t)$  tasodifiysimon signal bilan sinxron ish rejimiga kirishi kerak, bu esa ma'lum vaqt o'tishini talab qiladi. Shuning uchun bu aloqa turining axborot signalini uzatish tezligi nisbatan kichik va chastotalar spektridan foydalanish samaradorligi ham uncha katta emas, axborot signali spektrining aloqa kanali polosasi kengligiga nisbati kichik.



17.7-rasm. Tasodifiysimon signallarni almashtirib axborot uzatish tizimi

Nochiziqi aralashtirish usulida (17.8-rasm) axborot signali  $u(t)$  avtotebranish tizimida murakkab tasodifiysimon ishlash holatini shakllantirishda to'g'ridan-to'g'ri qatnashadi. Avtotebranish tizimida axborot signali avtogenerator shakllantirayotgan signal bilan nochiziqi bog'lanishda aralashtiriladi. Axborot signali  $u(t)$  avtotebranish tizimining teskari musbat aloqa zanjirida u shakllantirayotgan signal bilan nochiziqi ravishda aralashtiriladi. Qabullash qurilmasida tasodifiysimon generatori uzatish tomoni generatoriga mos generatorning teskari aloqa zanjirining uzib unga ayiruvchini qo'shish orqali amalga oshiriladi. Xulosa qilib aytganda qabullash tomonida axborot signali  $u(t)$  ni ajratib olish uchun umumlashtiruvchi nochiziqi filtdan uzatish tomonida nochiziqi o'zgartirishni amalga oshirish kabi amalga oshiriladi (17.8-rasm). Ushbu

axborot uzatish tizimidan uzatish va qabullashda foydalaniladigan tasodifiysimon signal generatorlari bir-biriga to'liq o'xshash bo'lgan holda foydalanish mumkin.



17.8-rasm. Axborotni nochiziqli aralashtirish usulida uzatish tizimi

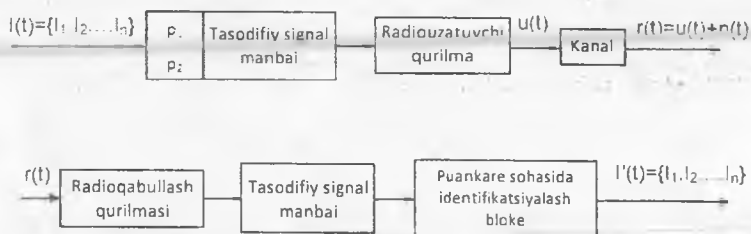
To'g'ri va teskari (dual) nochiziqli o'zgartirishga asoslangan tizimlarda uzatkich axborot signali  $u(t)$  kiritiladigan tasodifiysimon signal generatoridan iborat. Qabullash qurilmasida uzatkichda bajarilgan amallarning teskarisi bajariladi, teskari va to'g'ri nochiziqli o'zgartirishlardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlari tasodifiysimon signallarni "1" va "0" ga mos ravishda almashtirishga asoslangan aloqa tizimiga nisbatan yuqori tezlikda axborot uzatishni ta'minlaydi, to'g'ri va teskari nochiziqli almashtirishga asoslangan aloqa tizimida generatorlarning sinxron ishlash holati butun axborot uzatish davrida saqlanib qoladi, axborot signali  $u(t)$  bitlari "1" yoki "0" lar almashishida ham saqlanib qoladi. Dual nochiziqli o'zgartirishga asoslangan aloqa tizimlaridan analog va raqamli axborot signallarini uzatishda foydalanish mumkin.

Puankare kesimini oldindan boshqarishga asoslangan aloqa tizimida (17.9-rasm) axborot signalini kodlash va dekodlashda simvollarini tahlil qilishdan foydalaniladi. Analog tasodifiysimon aloqa tizimida Puankare kesimini ikki va undan ortiq alohida qismlar taqqoslash asosida ajratiladi va ular axborotni kodlashi uchun ma'lum qiymatlar birlashtiriladi. Masalan, tasodifiy jarayon bir o'zgarishi iziga shartli ravishda "1", ikkinchisiga esa "0" birlashtiriladi. Tegishli boshqarish usulidan foydalanib uzatish tizimi fazasi traektoriyasi (o'zgarishi izi) Puankare kesimlarining biri orqali yo'naltiriladi, buning natijasida uzatilayotgan axborot signali izi shakllantiriladi. Misol uchun, boshqarishni statistik avtotebranish tizimining ma'lum parametrlaridan birini uzatilayotgan axborot signali alfavitidagi simvollariga mos ravishda uncha katta bo'lgan darajada oshirish orqali amalga oshirish mumkin.

Qabullash tomonida uzatish tomonidagi tasodifiy tebranishlar tizimiga mos keluvchi tizim bilan qisman sinxronlashtiriladi. Sinxronlashgan qabullash qurilmasida axborot signali  $u(t)$  Puankarening tanlangan kesimlaridagi qiymatlari bilan solishtirish (taqqoslash) natijasida ajratib olinadi. Ushbu aloqa tizimida yashirinlikni ta'minlash uchun Puankare tanlangan kesimlariga albatta aloqasi bo'lishi shart bo'lmagan holatni baxolovchi. aks ettiruvchi funktsiya uzatiladi. Uzatkich Puankare kelgusi kesishishi oldindan bashorat qilish va tizimning tashqi



qo'zg'atuvchi ta'sirlarga sezgirlikidan foydalanib, sathi uncha katta bo'lmagan tasodifiysimonligi deyarli sokin (qo'zg'atilmagan) tizimnikiga mos keluvchi signal yordamida uzatish va qabullash tomonidagi tasodifiysimon signal manbalarini sinxron ishlash holatini ta'minlaydi.



17.9-rasm. Puankare kesimini oldindan boshqarishga asoslangan aloqa tizimi

Axborot uzatishning yana bir usuli chastotali fazaviy tizim yordamida sozlashga asoslangan. Bunday tizimlarda uzatiladigan axborot  $u(t)$  fazani nazorat qiluvchi past chastotali tasodifiysimon signal o'tuvchi zanjirga kiritiladi. Fazani avtomatik sozlashga asoslangan aloqa tizimining afzalliklari quyidagilardan iborat: a) past chastotali tasodifiysimon tebranishlar signali spektri tizimda to'g'ridan-to'g'ri kengaytiriladi; b) bunday aloqa tizimini radiodiapazonda texnik amalga oshirishning nisbatan osonligi.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, tasodifiysimon signallardan foydalanib axborot uzatish hozirda asosan nazariy tomondan o'rganilgan bo'lib, axborotni samarali uzatish aloqa tizimlari yaratilmagan. Ammo elektronika va raqamli integral mikrosxemotexnikaning jadallik bilan rivojlanishi yaqin yillarda uni axborot uzatish radiotexnik tizimlari safidan o'z o'rnini topishini ta'minlaydi.

#### 17.4. Yashirinlikni baholash

Turli tarkibli signallarning energetik yashirinligi energetik yashirinlik signal borligini aniqlash ehtimolligi orqali baholanadi. Ammo bir qator adabiyotlarda aniqlash ehtimolligi o'rganilayotgan tizim yashirinligining oddiy tizim signallarining yashirinligiga bo'lgan nisbat (aloqa o'rnatish hududining signal borligini energetik qabullagich orqali aniqlash imkoniyati bor bo'lgan masofaga nisbati)  $S_{\Sigma}$  — orqali baholash tavsiya etilgan. Shuning uchun chiziqli funksiya  $S_{\Sigma}$  dan aloqa tizimining energetik yashirinligi (yashirinligi)ni sifat va miqdor jihatdan baholashda foydalanish mumkin.

Garmonik tebranishlardan tashuvchi sifatida foydalaniladigan spektri kengaytirilgan aloqa tizimlarida energetik yashirinlik qarshi kurashayotgan tomon signal bor yoki yo'qligi haqida avvaldan ma'lumotga ega emas va uni borligini aniqlash uchun chastotasi sakrab o'zgaruvchi signal spektriga moslashgan optimal

qabullagich o'rniga polosasi qabullayotgan spektr bazasi  $B_s$  marta katta qabullash qurilmasidan foydalanish kerak bo'ladi (chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimlari uchun) yoki signalni optimal qabul qilish usuli asosida energetik imkoniyatini talab darajasigacha ko'tara olmaydi (impulslar ketma-ketligi yordamida spetkni to'g'ridan-to'g'ri kengaytirish aloqa tizimlarida).

Keng polosali signallardan foydalanilganda ularning energetik yashirinliklarini baholash uchun quyidagi ifodadan foydalanish mumkin:

$$S_E = \frac{K_1}{K_0} = [L/B]^{1/n}, \quad (17.4)$$

bunda,  $S_E$  – spektri kengaytirilgan tizim yashirinligi koeffisientining oddiy aloqa tizimi yashirinlik koeffisientiga nisbati;  $L$  – qo'shimcha yo'qotishlar koeffisienti (to'g'ri loyihalananayotgan tizimlar uchun  $L=2$  dB), bu qo'shimcha yo'qotishlar signal spektrini kengaytirish va chiqish jarayonida yuz beradi;  $B$  – signal bazasi;  $n$  – radioto'lqin tarqalishidagi so'nishlarni ko'rsatadi.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, keng polosali signallardan axborot uzatishda foydalanish uning yashirinligi uni bor yoki yo'qligini aniqlovchi (dushman) qabullagich axborotni qabul qilishi rejalashtirilgan radioqabullagichga nisbatan qancha uzoq joylashgan bo'lsa shuncha katta bo'ladi. Ammo dushman tomon signal bor yoki yo'qligini aniqlovchi qabullagich asosiy qabullagichga qaraganda radiouzatkichga qancha yaqin joylashgan bo'lsa, shu bilan birga dushman qabullagichining polosasi kengligi spektri kengaytirilgan signal spektriga mos kelsa, u holda energetik maxfylik kattalashmaydi. chunki nurlatilgan signalning hamma energiyasi qabul qilinishi mumkin.

Foydali signal spektrini yopish usulidan foydalanilganda energetik yashirinlik signal va xalaqitning spektri bir-birini yopadi – ustiga tushadi. Bunda xalaqit signali spektri qabullagich xususiy shovqini va maxsus yopuvchi signal spektridan tashkil topgan bo'ladi. Bunday signalni qabullash uchun qabullash qurilmasi tarkibida xalaqitlarni kompensatsiyalovchi (yo'q qiluvchi) aks signalni qayta tiklash talab etiladi. Ideal kompensatsiyalash natijasida, ya'ni kompensatsiyalash natijasidagi qoldiq signal qabullagich xususiy shovqini sathidan katta bo'lmagan holat uchun energetik yashirinlikni quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$S_E = \frac{K_1}{K_0} = [2/\gamma]^{1/n}, \quad (17.5)$$

bunda,  $\gamma$  – aloqa kanalidagi maxsus yopuvchi xalaqit quvvatining, shu kanaldagi xususiy shovqin xalaqiti quvvatiga nisbati.

Tasodifiysimon signallardan foydalanishga asoslangan radioaloqa tizimlarida energetik yashirinlikni aniqlashda faqat no'chiziqli aralashtirishga

asoslangan tizim ko'rib chiqiladi, chunki hozirda ushbu tizim nisbatan ko'proq o'rganilgan bo'lib, undan amaliyotda foydalanilmoqda.

Tasodifiysimon signallarning tarkibi shovqinsimon murakkab signallarning tarkibiga o'xshash, ammo dinamik bo'shliqqa ega bo'lgan tasodifiysimon signal bazasi spektri kengaytirilgan signal bazasidan katta. Tasodifiy signallarning energetik yashirinligi keng polosali signallarning energetik spektrini aniqlashda foydalaniladigan (17.4) ifoda orqali aniqlanishi mumkin.

Shuni alohida ta'kidash lozimki, tasodifiysimon signal bazasi spektri kengaytirilgan signal bazasidan katta bo'lishiga qaramay, undan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi energetik yashirinligi kichik bo'lib, uni kattalashtirish uchun qo'shimcha yo'qotishlarni e'tiborga oluvchi koefitsient  $L$  ning qiymatini oshirish oshirish kerak. Qo'shimcha yo'qotishlar koefitsienti  $L$  ning qiymatini oshirish hozircha tasodifiysimon signallarni optimal qabul qilishdagi ba'zi murakkabliklarni ijobiy hal etilishiga bog'liq.

### 17.5. Turli tarkibli signallarning yashirinlikni ta'minlash imkoniyatlari

Turli tarkibli signallarning yashirinlikni ta'minlovchi xususiyatlari uni o'ziga o'xshash tuzilishli signallardan vaqt-tarkibiy ko'rsatkichlari bo'yicha aniqlanishiga qarshilik qila olish qobiliyati orqali aniqlanadi. Odatda signalning bu xususiyatiga baho berish unga ekvivalent (mos keluvchi)  $M$  impulslar ketma-ketligiga nisbatan baholanadi. Ko'p hollarda ko'rsatkichlari (parametrlari) bo'yicha farqlanuvchi  $A$  ta signallardan biri foydalanish uchun tanlanishi mumkin. Shuning uchun signallarning tarkibiy yashirinligiga baho berganda, ularning  $A$  ta amalda foydalanishi mumkin bo'lganlariga umumlashgan baho beriladi.

Spektri impulslar ketma-ketligi yordamida to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan signallar uchun bu foydalaniladigan signallar to'plami (majmuasi) makrosignalni shakllantirishda foydalaniladigan tasodifiysimon impulslar ketma-ketligi to'plami (majmuasi) orqali aniqlanadi. Ushbu signallar yashirinligini baholashda teskari aloqa tizimi orqali surish registrini bir holatdan boshqasiga o'tkazishni ta'minlovchi  $M$ -ketma-ketlikka asoslangan va  $M$ -ketma-ketlik segment (bo'lak)lari asosida shakllantirilgan signallar alohida ko'rib chiqiladi.

Surish registrari orasidagi bog'liqlikni hisobga olgan holda  $M$ -ketma-ketlik shaklidagi signallar yashirinligi quyidagi ifoda orqali aniqlanishi mumkin:

$$S_M = \log(FT) + \log[\varphi(FT)/\log(FT)], \quad (17.6)$$

bunda,  $\varphi(FT)$  – Eyer fi-funksiyasi.

$M$ -ketma-ketlik segmentlari yordamida shakllantirilgan signallar tarkibiy yashirinligi (bunda  $M$ -ketma-ketlik segmenti deb davomiyligi  $M$ -ketma-ketlik takrorlanish davridan kichik bo'lgan bo'lagi tushuniladi) quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$S_{SGM} = 3 \log(FT) + \log[4\varphi(2F^2T^2)/\log(2F^2T^2)], \quad (17.7)$$

Shunday qilib, bazasi qiymati bir xil bo'lgan holat uchun segmentli signallar yashirinligi to'liq  $M$ -ketma-ketlik signali yashirinligidan kamida uch marta katta. Shuning uchun makrosignallar bazalari bir xil tanlangan holatlarda to'liq  $M$ -ketma-ketlik signali o'rniga  $M$ -ketma-ketlik segment (bo'lak)laridan foydalanishga asoslangan signallar afzallikka ega bo'ladi.

Ishchi chastotasi tasodifiysimon sakrab o'zgaruvchi signallar yashirinligi chastotalarni o'zgartiruvchi mikroimpulslar turli tartib bilan uzatilishi hisobiga amalga oshiriladi. Bunday signallar uchun tarkibiy yashirinlik quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$S_{du} = 0.693FT \log(FT). \quad (17.6)$$

Shunday qilib, tashuvchi ishchi chastotasi tasodifiysimon sakrab o'zgaruvchi signal tarkibiy yashirinligi oddiy ikkilik signallar tarkibiy yashirinligidan taxminan signal bazasi  $B_s$  marta yuqori bo'ladi. Bu signalni tanlashdagi imkoniyat darajasi unda foydalaniladigan ikki o'lehamli vaqt-chastota matrisasi bilan belgilanadi.

Yopuvchi spektrli signallardan foydalanilganda qabullash qurilmasida shovqin va yopuvchi signal kompensatsiyalangandan so'ng uning chiqishida faqat tor polosali axborot signali hosil bo'ladi. Bu aloqa tizimining yashirin ishlashligi xuddi ordinar (oddiy ikkilik) tizim yashirinligidek aniqlanadi. Shunday qilib, yopuvchi signallardan foydalanish tarkibiy yashirinlikni oshirmaydi.

Tartibsiz signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlarida bir-biridan farqlanadigan signallar alfayiti (jamlamasi) bo'laklari bir-birini ustiga tushmaydigan fazalar fazosini tashkil etadigan shovqinsimon jarayondan iborat. Bu tur aloqa tizimining yashirinligi dushman qabullash qurilmasi bir-biridan farqlaydigan shovqin bo'laklari soni bilan aniqlanadi va signallarning tarkibiy yashirinligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

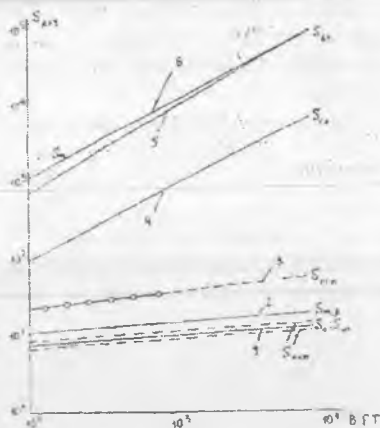
$$S_0 = FT \left[ \log(2\pi e) + 2 \log \frac{\sigma}{\Delta} \right], \quad (17.7)$$

bunda,  $\sigma$  – tartibsiz signal dispersiyasi,  $\Delta$  – kvantlash oralig'i.

17.10-rasmda turli tarkibli signallarning tarkibiy yashirinligining ular bazasiga bog'liqligi logarifmik masshtabda keltirilgan.

Bu rasmda 1-chiziq ortogonal yoki unga yaqin, (kvaziortogonal)-signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimiga tegishli. Avval ta'kidlab o'tilganidek, bu turli signallarga tor polosali signallar va yopuvchi signal spektrida uzatiladigan signallar kiradi. Birinchi holatdagi yashirinlikdan biroz yaxshi yashirinlikni  $M$ -ketma-ketlikdan foydalanib shakllantirilgan signal ta'minlaydi (2-chiziq). Undan yuqoriroq yashirinlikni  $M$ -ketma-ketlik segmentlaridan foydalanib shakllantirilgan signaldan foydalanib erishish mumkin (3-chiziq). Bundan ham yuqoriroq signal bazasi kattalashgan sari oshib boradigan yashirinlikni tasodifiy ikkilik signallar ketma-ketligi ta'minlaydi (4-chiziq). 4-chiziq davomiyligi signal bazasiga teng bo'lgan ikkilik signal ketma-ketligidan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi

chegaraviy yashirinigiga to'g'ri keladi. 3- va 6-chiziqlar ishchi chastotasi psevdotasodifiy ketma-ketlikda sakrab o'zgaradigan axborot uzatish tizimlariga va shovqinsimon (betartib) signallar yashirinigiga mos keladi. Ushbu keltirilgan ikki tur aloqa tizimlarida foydalanilgan signallarning yashirinigiga ularning bazasi  $B \approx 4520$  bo'lganda bir-biriga teng bo'ladi.



17.10-rasm. Turli tarkibli signallarning tarkibiy yashirinigining ular bazasiga bog'liqligi

Ushbu bobda keltirilgan axborotlarni yashirin uzatishda foydalaniladigan usullardan boshqalari ham mavjud bo'lib, hozirgi vaqtda bu usullar boshqalariga nisbatan kengroq o'rganilgan va amaliyotda foydalanishga, ush jumladan simsiz aloqa tizimlarida kelajakda foydalanish uchun tavsiya etilgan. Tabiiyki, ushbu axborotlarni yashirin uzatish usullari bir-biriga nisbatan afzallik va kamchiliklari bo'lib, ulardan qaysi biridan foydalanish radioaloqa tizimi oldiga qo'yilgan texnik va iqtisodiy talablarga bog'liq.

### Nazorat savollari

1. Xabarlarni yashirin uzatish signalning qanday ko'rsatkichlariga bog'liq?
2. Birlamchi signal spektrini kengaytirish uning yashirinigiga qanday ta'sir etadi?
3. Signal spektrini tasodifiysimon impulslar ketma-ketligidan foydalanib kengaytirish usuli haqida tushuntirib bering.
4. Signal spektrini sakratib tasodifiysimon o'zgartirishga asoslanib kengaytirish qanday amalga oshiriladi?

5. Signal spektrini tashuvchisi chastotasini kvazitasodifiysimon shaklda o'zgartirishga asoslangan aloqa tizimining uzatish va qabullash qismining strukturaviy sxemasini chizing va undagi qismlarning vazifalarini aytib bering.

6. Uzatilayotgan signal tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgarishini vaqt diagrammasi yordamida tushuntiring.

7. Axborot uzatishda shovqinsimon signallardan qanday maqsadlarda foydalaniladi va u qanday afzalliklarga ega?

8. Axborotni tasodifiysimon signal bilan yopish orqali axborot uzatish tizimi haqida tushuncha bering.

9. Axborot signallariga tasodifiysimon signalni chiziqli va nochiziqli aralashtirish usuli bilan uni yashirish haqida tushuncha bering.

10. Axborot signali yashirinligini baholash usullari haqida tushuncha bering.

11. Energetik yashirinlik qanday baholanadi?

12. Turli tarkibli signallarning yashirinlik (maxfiy)ni ta'minlash imkoniyatlarini taqqoslang va ularga ushbu ko'rsatkich bo'yicha nisbiy baho bering.

## 18. DETEKTORLASHI

Detektorlash jarayoni modulyatsiyaga teskari jarayon bo'lib, detektorlash natijasida modulyatsiyalangan signaldan uning modulyatsiyalangan informasion parametri o'zgarish qonuni ajratib olinadi, ya'ni xabar ajratib olinadi. Detektorlashni amalga oshiradigan qurilma detektor deb ataladi.

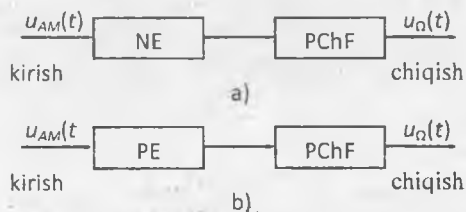
Detektorning asosiy xarakteristikalari ularning detektorlash xarakteristikalari hisoblanadi:

1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar detektori (AD) detektorlash xarakteristikasi deb detektor chiqishidagi tok doimiy  $I_0$  qiymatini uning kirishidagi yuqori chastotali signal amplitudasi  $U_{\omega}$  ga bog'liqligi.  $I_0=F(U_{\omega})$  ga aytiladi.
2. Chastotasi modulyatsiyalangan signallar detektori (ChD) detektorlash xarakteristikasi deb, uning chiqishidagi kuchlanish  $U_{ch}$  ni signal chastotasi o'zgarishi  $\Delta\omega$  ga bog'liqligi  $U_{ch}=F(\Delta\omega)$  ga aytiladi.
3. fazasi modulyatsiyalangan signallar detektori (FD) detektorlash xarakteristikasi deb, uning chiqishidagi kuchlanish  $U_{ch}$  ni signal fazasi o'zgarishi  $\Delta\phi$  ga bog'liqligi  $U_{ch}=F(\Delta\phi)$  ga aytiladi.

Detektorlash jarayoni buzilishsiz bo'lishi uchun detektorlash xarakteristikalari chiziqli bog'lanishda bo'lishi kerak. Agar chiziqidan farq qilsa, detektorlash jarayoni buzilish bilan bo'layotganini bildiradi. Buzilish kattaligi 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib aniqlanadi.

### 18.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Detektorlash yuqori chastotali modulyatsiyalangan signaldan past chastotali modulyatsiya parametrini o'zgarishini ajratib olish bilan bog'liq bo'lgani uchun, yangi spektral tashkil etuvchi hosil etish jarayoni bo'lgani uchun detektor qurilmasida albatta nochiziqli yoki parametrik element bo'lishi shart. Amplituda detektori struktura sxemasi 18.1-rasmda keltirilgan.

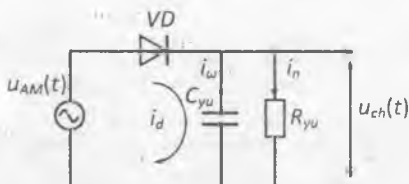


18.1-rasm. AM signal detektorlari strukturaviy sxemalari

NE yoki PE yuqori chastotali kirish signali spektrini o'zgartirib, past chastotalar spektrini hosil qiladi. Bu o'zgartirish natijasida past chastotali tok spektral tashkil etuvchilari bilan birga, yuqori chastotali keraksiz tashkil etuvchilar

ham paydo bo'лади. Foydali past chastotali tok spektral tashkil etuvchilari past chastotalar filtri orqali ajratib olinadi.

Odatda NE sifatida yarim o'tkazgich diodlardan va tranzistorlardan foydalaniladi. 18.2-rasmda diodli amplituda detektor (AD) sxemasi keltirilgan bo'lib, bu sxemada  $R_{yu}$  va  $C_{yu}$  elementlari birgalikda yuklama, past chastotalar filtri vazifasini bajaradi.



18.2-rasm. Diodli amplituda detektor sxemasi

Dioddan o'tgan tok  $i_d$  past va yuqori chastotali tashkil etuvchilardan iborat bo'lgani uchun uni shartli ravishda  $i_d = i_{yuch} + i_{pch}$  deb hisoblash mumkin. Tok yuqori chastotali tashkil etuvchilari  $i_{yuch}$  – keraksiz bo'lgani uchun ular  $C_{yu}$  orqali umumiy ulash simiga o'tib ketadi, past chastotali tashkil etuvchi asosan  $R_{yu}$  orqali o'tadi va unda chiqish kuchlanishi  $u_{ch}(t)$  hosil bo'lishiga olib keladi. Yuqoridagi jarayon ro'y berishi uchun  $R_{yu}$  va  $C_{yu}$  qiymatlari quyidagi shartga asosan bajarilishi kerak

$$\frac{1}{\omega_n C_{yu}} \ll R_{yu} \ll \frac{1}{\Omega_w C_{yu}} \quad (18.1)$$

Dastlab diodli detektor ishlash jarayonini quyidagicha tasavvur qilaylik. Bunda  $R_{yu}$  qarshilikni diod ish jarayoniga ta'sirini e'tiborga olmaymiz.

Bu jarayonda ishlovchi AD vaqt diagrammalari 18.3-rasmda keltirilgan.

Diod xarakteristikasini siniq chiziq bilan aproksimatsiya qilamiz. Detektor kirishiga  $u_{AA}(t)$  signal berilsa, diod orqali o'tuvchi tok hosil bo'lishiga kirish signalining faqat musbat yarim davri sabab bo'лади. Dioddan o'tgan kosinusoidal impuls amplitudasi kirish signali amplitudasi o'zgarishiga mos o'zgaradi, kesish burchagi  $\theta = 90^\circ$  bo'лади. Bu kosinusoidal tok impulslaridagi tok doimiy tashkil etuvchi bo'lib, uni

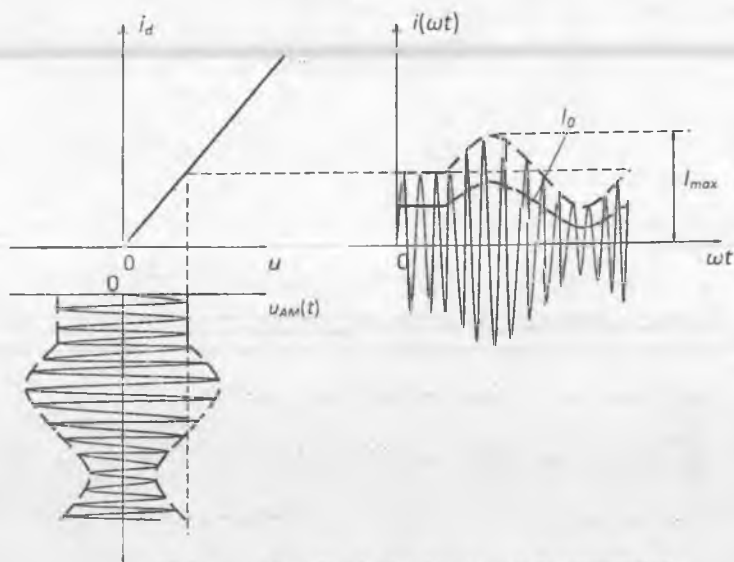
$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_m \quad (18.2)$$

ifoda orqali aniqlash mumkin. (18.2) da  $\theta = 90^\circ$  va  $S_0$  – diod xarakteristikasi chiziqli qismi qiyaligini bildiradi, tok  $I_0$  kirish signali amplitudasi  $U_m$  ga proporsional o'zgaradi. Tok  $I_0$  yuklama  $R_{yu}$  orqali o'tishi natijasida chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = \gamma_0(\theta) \cdot S_0 \cdot U_m \cdot R_{yu} \quad (18.3)$$



hosil bo'ladi.  $I_0$  va  $U_{\omega}$  kirishdagi yuqori chastotali signal amplitudasi o'zgarishiga proporsional bo'lgani uchun detektorlash jarayoni buzilishsiz o'tadi. AD detektorlash xarakteristikasi to'g'ri chiziq shaklida bo'ladi.



18.3-rasm. Amplituda detektori vaqt diagrammalari

AD lar kirishiga berilayotgan signal sathiga qarab ikki xil holatda ishlaydilar:

- kvadratik rejimda, agar kirish signali sathi 0,2–0,3 V dan kam bo'lsa, bunda diod xarakteristikasining boshlang'ich nochizikli qismida detektorlash jarayoni ro'y beradi;

- chizikli rejimda, agar kirish signali sathi 0,5÷1,0 V dan katta bo'lsa, bunda diod VAXsini quyidagicha approksimatsiyalash mumkin

$$i = S_0 U_k, \text{ agar } U_k \geq 0. \quad (18.4)$$

Har ikki rejimda ham AD sxemasi o'zgarmas 18.3-rasmdagidek saqlanadi.

### 18.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi

Diod VAXsi boshlang'ich qismini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (18.5)$$

yarim o'tkazgich diod uchun  $a_0 = 0$ .

Detektor kirishiga AM signal

$$U_{\Omega t}(t) = U_n [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \quad (18.6)$$

ta'sir etadi. (18.6) ni quyidagi shaklga keltiramiz

$$U_{AM}(t) = U_n(t) \cos \omega_0 t, \quad (18.7)$$

bunda

$$U_n(t) = U_n(1 + m \cos \Omega t). \quad (18.8)$$

(18.7) ni (18.5) ga qo'yib diod orqali o'tuvchi tok  $i$  ni aniqlaymiz.

$$i(t) = a_0 + a_1 U_n(t) \cos \omega_0 t + a_2 U_n^2(t) \cos^2 \omega_0 t = a_0 + a_1 U_n(t) \cos \omega_0 t + 0,5 a_2 U_n^2(t) + 0,5 a_2 U_n^2(t) \cos 2\omega_0 t = i_{pch} + i_{yuch} \quad (18.9)$$

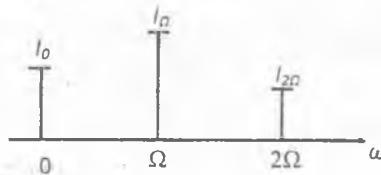
(18.9) dan tok past chastotaliklarini ajratib olamiz.

$$i_{pch}(t) = 0,5 a_2 U_n^2(t) \quad \text{yoki} \quad U_{\Omega}(t) = 0,5 a_2 U_n^2(t) R_{yn}. \quad (18.10)$$

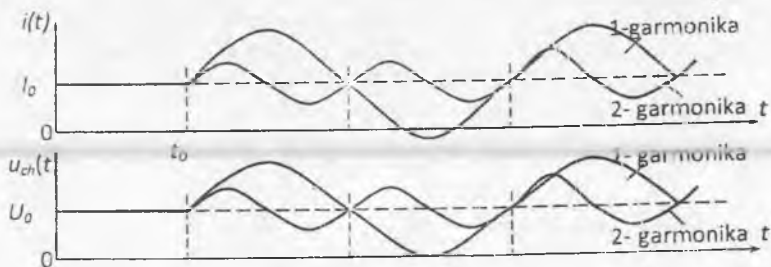
(18.10) ifodaga (18.8) ni qo'yib quyidagilarni aniqlaymiz

$$i_{pch}(t) = 0,5 a_2 U_n^2 [1 + m \cos \Omega t]^2 = 0,5 a_2 U_n^2 + a_2 m U_n^2 \cos \Omega t + 0,25 a_2 m^2 U_n^2 + 0,25 a_2 m^2 U_n^2 \cos 2\Omega t \quad (18.11)$$

AD kirishiga  $u_{AM}(t)$  signal berilishi bilan. tokning doimiy tashkil etuvchisi va sekin, modulyatsiya chastotasi  $\Omega$  va uning ikkinchi garmonikasi  $2\Omega$  bilan o'zgaruvchilari paydo bo'ladi (18.4-rasm). Bu tok tashkil etuvchilari yuklama  $R_{yn}$  dan o'tishi natijasida chiqish kuchlanishi  $u_{\Omega}(t)$  hosil bo'ladi. 18.5-rasmda past chastotali tok va chiqish kuchlanishi  $u_{\Omega}(t)$  vaqt diagrammalari keltirilgan.

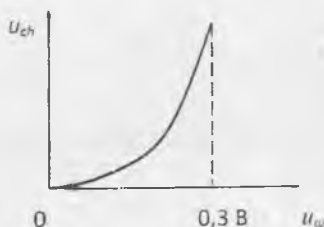


18.4-rasm. Amplituda detektori tok spektrlari



18.5-rasm. Amplituda detektor chiqishidagi tok va kuchlanish vaqt diagrammalari

(18.10) ifodadan ko'rinib turibdiki AD chiqish kuchlanishi  $u_{ch}$  amplitudasi kirishidagi signal amplitudasi kvadratiga proporsional o'zgaroqda. Uning detektorlash xarakteristikasi (18.6-rasm) ham kvadratik parabola shaklida bo'ladi. Bu rejimda ishlovchi detektor kvadratik amplituda detektori deb ataladi.



18.6-rasm. Kvadratik AD detektorlash xarakteristikasi.

Kvadratik AD da buzilish koeffitsienti

$$K_B = \frac{0,25 a_2 m^2 U_n^2}{a_2 m U_n^2} = 0,25 M \cdot 100\% \quad (18.12)$$

ga teng. Modulyatsiya chuqurligi  $m=1$  bo'lsa, buzilish koeffitsienti  $K_B=2,5,0\%$  bo'ladi. Buzilish modulyatsiya chastotasi ikkinchi garmonikasi ( $\Omega_{\min} \leq \Omega \leq \Omega_{\max}$ ) bo'lgan holdagina buzilish sodir bo'ladi.

### 18.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi

Amplituda detektorining ishlash jarayonini o'rganishda yuklama qarshilik  $R_{yn}$  ni nochiqliq element diod ish rejimiga ta'sirini e'tiborga olmagan edik. bunda kesish burchagi  $\theta=90^\circ$  bo'lib, kosinusoidal impulsar aplitudasi kirishdagi AM signal amplitudasiga mos ravishda o'zgaradi deb qabul qilgan edik.

Odatda  $R_{yu}$  qarshiligi diodning ichki qarshiligidan (tok diod orqali to'g'ri yo'nalishda o'tgan holda) bir necha yuz barobar katta bo'ladi, shuning uchun  $R_{yu}$  ni diod orqali o'tuvchi tokka ta'sirini hisobga olishga to'g'ri keladi.

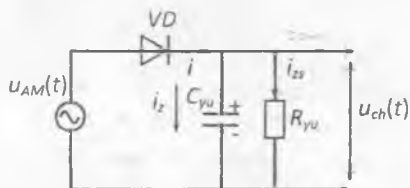
Amplituda detektor (18.7-rasm) kirishiga garmonik tebranish ko'rinishidagi kuchlanish ta'sir etsa, ya'ni

$$u_k(t) = U_0 \cos \omega_0 t \quad (18.13)$$

diodga qo'yilgan kuchlanish

$$u_k(t) = U_k(t) + U_0 \quad (18.14)$$

bo'ladi, u  $RS$  zanjir borligi uchun kirishdagi kuchlanish  $u_k(t)$  dan doimiy siljish kuchlanishi  $U_0 = -I_0 R_{yu}$  ga farq qiladi. 18.8-rasmda diod VAX si siniq chiziq bilan approksimatsiya qilinganda u orqali o'tadigan tok  $U_0$  ni hisobga olingan holda ko'rsatilgan.  $R_{yu}$  katta qiymatga ega bo'lgani uchun tok u orqali kichik kesish burchagi davomida o'tadi. Diod ochiq holatida u orqali tok o'tib kondensator  $S_{yu}$  tezda zaryadlanadi, undagi kuchlanish  $U_0$  oshishi kuzatiladi. Kirish kuchlanishi  $u_k(t)$  kondensatordagi kuchlanish  $U_s$  dan kam vaqt oralig'ida diod yopiq bo'ladi.  $S_{yu}$  kondensator katta qarshilik  $R_{yu}$  orqali asta zaryadsizlanadi, bunda zaryadlanish toki  $i_z$  zaryadsizlanish tokidan ancha katta bo'ladi.



18.7-rasm. AD sxemasi

(18.1) ga asosan zaryadsizlanish vaqti  $\tau_{z,s} = R_{yu} \cdot S_{yu}$ , yuqori chastotali tashuvchi davri  $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$  dan ancha katta bo'lgani uchun kondensatordagi kuchlanish sezilarli darajada kamaymaydi. Kirish kuchlanishi  $u_k$ , chiqish kuchlanishi  $u_{ch} = U_s$  va diod orqali o'tuvchi vaqt diagrammalari 18.9-rasmda keltirilgan.

Chiqish kuchlanishi uning sezilarli o'zgarmasligini hisobga olib doimiy kattalik  $U_0$  ga teng deb hisoblaymiz (shtrix-punktir chiziq). Natijada diodga qo'yilgan kuchlanishni

$$U = U_0 \cos \omega_0 t + I_0' R_{yu} \quad (18.15)$$

deb hisoblaymiz. (18.15) dan  $U=0$  holatdagi kesish burchagi  $\theta$  ni aniqlaymiz

$$\cos\theta = \frac{I_u R_{1u}}{U_u} = \frac{U_{ch}}{U_u} \quad (18.16)$$

Diod orqali o'tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi

$$I_u' = \frac{S_0 U}{\pi} (\sin\theta - \theta \cos\theta) \quad (18.17)$$

(18.17) ni (18.16) ga qo'yib, kesish burchagi  $\theta$  ni aniqlash imkoniyatini beruvchi tenglamani olamiz

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{S_0 R_{1u}} \quad (18.18)$$

(18.18) ifodaga kirish signali amplitudasi  $U_u$  kirmaydi, demak  $\theta$  kirish kuchlanishi  $u_u(t)$  amplitudasiga bog'liq emas. U faqat  $S_0$  va  $R_{1u}$  qiymatlari orqali aniqlanadi.

Tok doimiy tashkil etuvchisi  $I_u'$  kirish kuchlanishi amplitudasi  $U_u$  proporsional o'zgaradi (18.17 ifodaga asosan), demak detektorlash buzilishsiz amalga oshadi.

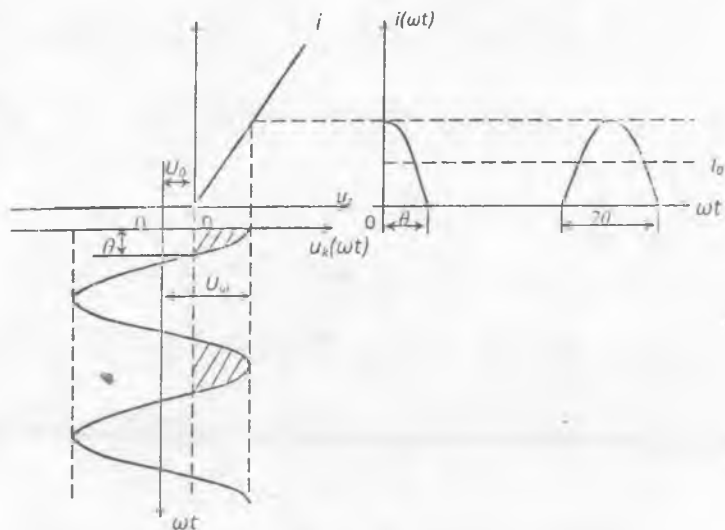
Detektorlash xarakteristikasi chiziqli bo'lgan detektor chiziqli detektor deb ataladi. Bunda chiziqli detektor nochiziqli qurilmasiga xotiradan chiqmasligi kerak, u kesish burchagi  $\theta$  bo'lgan holda ishlaydi.

Chiziqli AD uzatish koeffisienti  $K = \frac{U_u}{U}$  (18.15) ifodaning o'ng tomoniga mos keladi. Demak

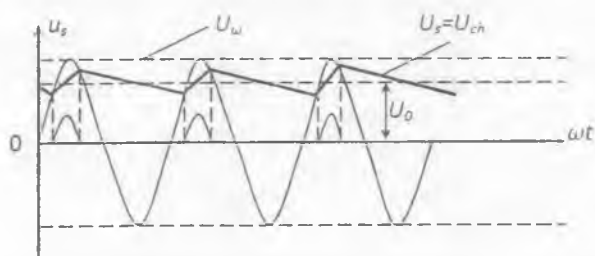
$$K = \cos\theta < 1 \quad (18.19)$$

Odatda chiziqli detektor kesish burchagi  $\theta = 20^\circ \div 30^\circ$  ni tashkil qiladi. Kesish burchagi  $\theta$  ni qiymatini quyilagi taqribiy ifoda orqali aniqlash mumkin

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_0 R_{1u}}} \quad (18.20)$$



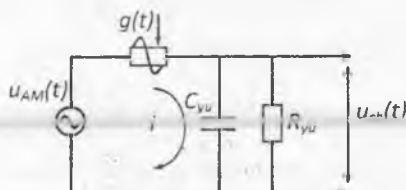
18.8-rasm. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashiga oid vaqt diagrammalari



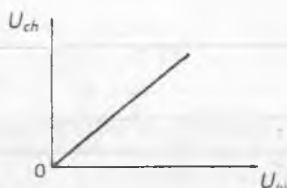
18.9-rasm. Amplituda detektori kirishidagi va chiqishidagi kuchlanish vaqt diagrammalari

#### 18.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash

Sinxron detektor deb biron-bir parametri (o'tkazuvchanligi, xarakteristikasi qiyaligi, uzatish ko'effitsienti va h.k.) tashuvchi chastotasiga teng chastota bilan o'zgaruvchi parametrik elementdan foydalanishga asoslangan detektorga aytiladi. Sinxron detektorning sxemasi 18.10-rasmda keltirilgan.



18.10-rasm. Sinxron detektor sxemasi



18.11-rasm. Sinxron detektor detektorlash xarakteristikasi

Sinxron detektor kirishiga

$$u_{\Delta V}(t) = U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (18.21)$$

kuchlanish berilgan. Parametrik elementni o'tkazuvchanligi

$$g(t) = G_0 [1 + m_x \cos \omega_0 t] \quad (18.22)$$

ifodaga mos ravishda vaqt bo'yicha o'zgarib turadi.

(18.22) ifodada  $G_0$  – boshlang'ich o'tkazuvchanlik,  $m_x = \frac{\Delta G}{G_0}$  –

o'tkazuvchanlikni o'zgarish koeffitsienti.

Sinxron detektorda yuklama kondensatori va qarshiligi xuddi AD dagidek (18.1) shart asosida tanlanadi.

Parametrik element  $g(t)$  dan o'tayotgan tokni aniqlaymiz

$$\begin{aligned} i &= g(t) \cdot U_{\Delta V}(t) = G_0 [1 + m_x \cos \omega_0 t] \cdot U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= G_0 U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5 G_0 m_x U_{\omega}(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ 0,5 G_0 m_x U_{\omega}(t) \cos \varphi = i_{\text{msh}} + i_{\text{pk}} \end{aligned} \quad (18.23)$$

(18.23) ifodadan detektorlash natijasi bo'lgan past chastotali tok tashkil etuvchisini  $R_{yu} C_{yu}$  – yuklama (past chastotalar filtri) orqali ajratib olamiz

$$i_{\rho,h} = 0,5G_0 \cdot m_x U(t) \cos \varphi. \quad (18.24)$$

(18.24) ga asosan chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = 0,5G_0 \cdot m_x U_w(t) \cos \varphi \quad (18.25)$$

ga teng bo'ladi. (18.25) dan ko'rinib turibdiki chiqish kuchlanishi  $\varphi=0$ , ya'ni  $\cos \varphi=1$  bo'lganda o'zining eng katta qiymatiga ega bo'ladi

$$U_{ch,max} = 0,5G_0 \cdot R_{y\mu} \cdot m_x U_w(t). \quad (18.26)$$

Chiqish kuchlanishi  $U_{ch}$  kirishdagi kuchlanish  $u_w(t)$  ga proporsional, demak detektorlash buzilishsiz amalga oshdi. Chiqish kuchlanishi kirishdagi kuchlanish bilan parametrik element o'tkazuvchanligi chastotasi va fazasi bir-biriga teng bo'lganda detektorlash eng maqbul holatda amalga oshadi. Sinxron detektor faza va chastota tanlovchanlik xususiyatiga ega.

Sinxron detektor yordamida tashuvchisiz bir yoki ikki yon polosali AM signallarni detektorlash mumkin.

### 18.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal fazasi o'zgarishiga mos ravishda o'zgaruvchi qurilma faza detektori (FD) deb ataladi.

Fazasi va chastotasi modulyatsiyalangan signallar doimiy  $U_m$  amplitudaga egalar, shuning uchun ularni amplituda detektori yordamida detektorlab bo'lmaydi, chunki AD lar chiqish kuchlanishlari uning kirishidagi signal amplitudasiga bog'liq.

Agar bir vaqtning o'zida AD (18.13b-rasm) kirishiga generatordan tayanch kuchlanishi

$$u_T(t) = U_G \cos \omega_0 t \quad (18.27)$$

va detektorlanadigan FM kuchlanish

$$u_{FA}(t) = U_w \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]. \quad (18.28)$$

bersak uning kirishida

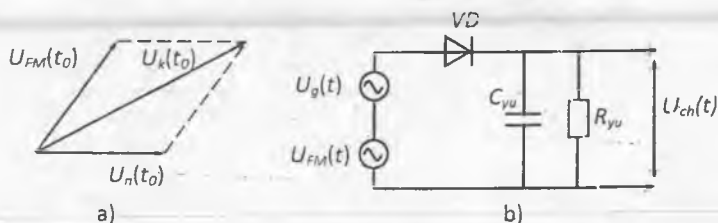
$$u_k = u_G(t) + u_{FA}(t) \quad (18.29)$$

bo'ladi. Bu holda chiziqli rejimda ishlovchi AD kirishidagi kuchlanish amplitudasi



$$u_k = \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 + 2U_g U_{FM} \cos \varphi(t)} \quad (18.30)$$

ga teng bo'lib u  $\varphi(t)$  ga bog'liq va  $u_k(t)$  va  $u_{FM}(t)$  signallar to'qnashuvi o'rovchisining vaqt bo'yicha o'zgarishi shaklini takrorlaydi (18.12-rasm)



18.12-rasm. a) FM signal ni detektorlashga oid chizma, b) faza detektori sxemasi

$U_{FM}$  signalning fazasi  $\varphi(t)$  sekin o'zgarsa  $u_k(t)$  kuchlanish amplitudasi o'zgaradi, natijada chiqish kuchlanishi  $u_{ch}(t)$  ham o'zgaradi.  $U_{ch}$  ning  $\varphi(t)$  ga bog'liq o'zgarishi nohiziqli bo'lgani uchun bir taktli faza detektori (FD) katta buzilishlar bilan detektorlaydi. Shuning uchun bunday detektorlar kam qo'llanadi.

FM signallarni detektorlashda ikki taktli FD lar keng qo'llanadi. U ikkita bir xil bir taktli FD dan iborat bo'lib, uning chiqish kuchlanishi bir taktli FD chiqish kuchlarining ayirmasiga teng. Bunday ikki taktli FD odatda balans faza detektori deb ataladi, chunki bu FD da:  $R_{yu1} = R_{yu2} = R_{yu}$ ;  $C_{yu1} = C_{yu2} = C_{yu}$ , diodlar bilan bir xil xarakteristikali va transformatorning ikkilamchi o'rami qoq o'rtasiga tayanadi. generatori kuchlanishi  $u_g(t)$  beriladi. Balans FD elektr sxemasi va detektorlash xarakteristikasi 18.13-rasmda keltirilgan.

$\dot{U}_{d1}$  va  $\dot{U}_{d2}$  diodlar kabi kuchlanishlar kompleks amplitudasi

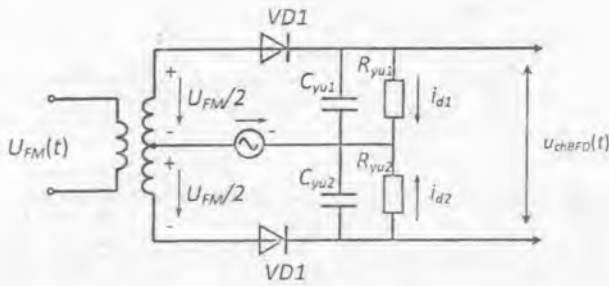
$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{d1} &= \dot{U}_g + \frac{\dot{U}_{FM}}{2} \\ \dot{U}_{d2} &= \dot{U}_g - \frac{\dot{U}_{FM}}{2} \end{aligned} \right\}; \quad (18.31)$$

Bir taktli FD chiqishlaridagi kuchlanishlar

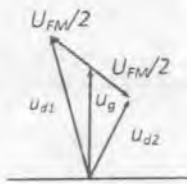
$$\left. \begin{aligned} U_{chfd1} &= K_d \cdot U_{d1} = K_d \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 / 4 + U_g U_{FM} \cos \varphi(t)} \\ U_{chfd2} &= K_d \cdot U_{d2} = K_d \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 / 4 + U_g U_{FM} \cos \varphi(t)} \end{aligned} \right\} \quad (18.32)$$

Balans FD chiqishidagi kuchlanish

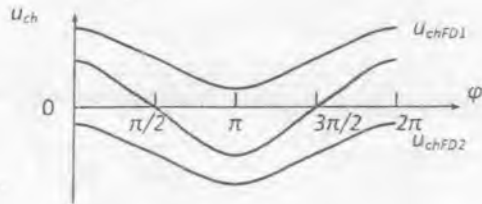
$$U_{chBFD} = U_{chFD1} - U_{chFD2} = K_d(U_{d1} - U_{d2}). \quad (18.33)$$



a)



b)



v)

18.13-rasm. a) balansli faza detektori sxemasi, b) balansli detektor ishlashiga oid vektor diagrammalari, v) balansli detektor detektorlash xarakteristikasi

Balans faza detektorlash xarakteristikasi  $\varphi=90^\circ$  va  $270^\circ$  ga yaqin qismi deyarli chiziqli ko'rinishga ega. Detektorlash xarakteristikasining ushbu qismida detektorlash kam buzilishlarga ega bo'ladi. Buning uchun  $u_{\alpha}(t)=U_{\alpha}\cos\omega_0 t$  qonuni bo'yicha o'zgarsa  $u_{fm}(t)=U_{\omega}\sin[\omega_0 t+\varphi(t)]$  qonuni bilan o'zgarishi kerak.

### 18.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal chastotasiga mos ravishda o'zgaruvchi qurilma chastota detektor (ChD) deb ataladi. ChM signallarni chiziqli elektr zanjirlarda detektorlash mumkin emas, chunki uning chiqishida tokning yangi spektr tashkil etuvchilari paydo bo'lmaydi. ChD inersiyasiz NEZ da ham yaratib bo'lmaydi, chunki uning chiqishidagi kesish burchagi  $\theta$  bo'lgan kosinusoidal impulslar amplitudasi o'zgarmaydi. Odatda ChM va FM signallar detektorlar kirishiga berilishidan avval amplituda cheklagich qurilmasidan o'tadilar.

ChM signallarni to'g'ridan-to'g'ri detektorlanmaydi. Ularni detektorlashdan oldin modulyatsiya shaklini chiziqli tizim yordamida o'zgartiriladi va so'ngra mos detektor yordamida detektorlanadi. Odatda:

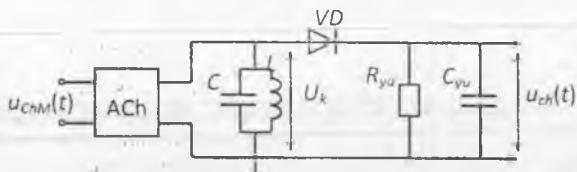
- ChM signal AM signalga aylantiriladi va AD yordamida detektorlanadi;
- ChM signal FM signalga aylantiriladi va FD yordamida detektorlanadi;

v) ChM. signal impulslar ketma-ketligi oralig'i o'zgaruvchan signalga aylantiriladi va impuls detektorlari yordamida detektorlanadi.

Odatda detektorlash xarakteristikasi simmetrik shaklga ega bo'lgan ChD lardan keng foydalaniladi, chunki ular chiziqiga yaqin detektorlash xarakteristikasiga egalar. Natijada ularning chiqish kuchlanishlari  $U_{ch}(t)$  kirish signali chastotasi o'zgarishiga mos keladi.

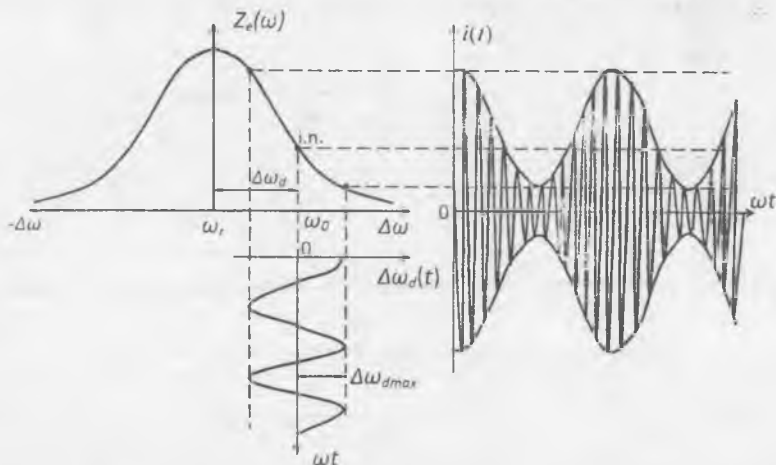
### 18.6.1. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektorlari

Bir parallel konturli chastota detektorlari sxemasi 18.14-rasmda keltirilgan.



18.14-rasm. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektorlari

Bu rasmda ACh – amplituda cheklagich bo'lib, LC-kontur amplituda-chastota xarakteristikasi o'ng yoki chap tomoni deyarli chiziqi qismi o'rtasida kirishdagi chastotasi modulyatsiyalangan signal chastotasi o'rtacha qiymatiga mos qilib ish nuqtasi o'rnatiladi (18.15-rasm).



18.15-rasm. Tebranish konturi sozlanmagan chastota detektorlari ishlashiga oid vaqt diagrammalari

ACH chiqishidagi tok birinchi garmonikasi  $I_1$  amplitudasi o'zgar olmaydi, ammo uning chastotasi  $\pm\Delta\omega_d$  ga o'zgarishiga LC-kontur ekvivalent qarshiligi  $Z_p(\omega)$  ning turli qiymatlari mos keladi, natijada LC-konturdagi kuchlanish amplitudasi  $\Delta\omega_d$  ga mos ravishda o'zgaradi. Umuman LC-konturdagi kuchlanish chastota va amplitudasi barobariga o'zgaruvchi ChAM tebranish ko'rinishida bo'ladi. Konturdagi kuchlanish  $U_k$  AD yordamida detektorlanadi. Detektor xarakteristikasi shakli LC-kontur AChX ning  $\pm\Delta\omega_d$  oraliqdagi qismi shaklida bo'ladi. Bu ChD chiqish kuchlanishi

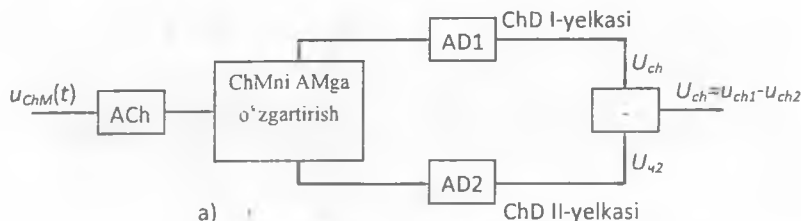
$$U_{ch} = \frac{K_d \cdot U_d}{\sqrt{1 + \frac{2(\omega_n - \omega_r)^2}{\omega_r^2 d_{ek}^2}}} \quad (18.34)$$

bunda  $K_d$  – AD uzatish koeffitsienti,  $\omega_0$  – ChM signal chastotasi,  $\omega_r$  – LC kontur rezonans chastotasi,  $d_{ek} = \frac{1}{Q}$  – kontur so'nish koeffitsienti,  $Q$  – kontur aslligi.

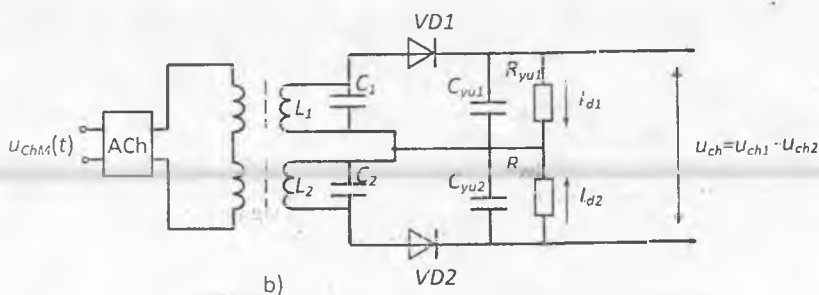
Ushbu ChD detektorlash xarakteristikasini yanada chiziqliroq qilish uchun uning aslligi  $Q$  ni kamaytirish yoki tebranish konturlari rezonans chastotalari kirish signali o'rtacha chastotasi  $\omega_0$  dan  $\pm\Delta\omega$  ga farq qiluvchi ikki konturli balanslangan ChD dan foydalanish kerak.

### 18.6.2. Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori

Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balans ChD strukturaviy va elektr sxemasi 18.16-rasm da keltirilgan.

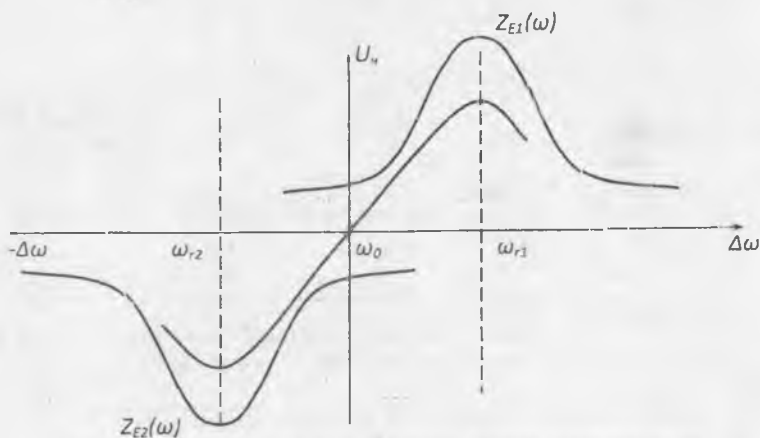


18.16a-rasm. Balansli chastota detektori strukturaviy sxemasi



18.16b-rasm. Balansli chastota detektor elektr sxemasi

Bunda  $L_1C_1$  kontur  $\omega_{r1} = \omega_0 + \Delta\omega$  va  $L_2C_2$  kontur  $\omega_{r2} = \omega_0 - \Delta\omega$  chastotalarga sozlangan. Agar: kirish signali chastotasi  $\omega = \omega_0$  bo'lsa, har ikki tebranish konturidagi kuchlanish bir-biriga teng bo'ladi, ya'ni  $U_{k1} = U_{k2}$ , bunda chiqish kuchlanishi  $U_{ch} = 0$ ; kirish signali chastotasi  $\omega > \omega_0$  bo'lsa,  $L_1C_1$  konturdagi kuchlanish  $U_{k1} > U_{k2}$  bo'ladi, natijada  $U_{ch} > 0$  va nihoyat kirish signali chastotasi  $\omega < \omega_0$  bo'lsa,  $L_2C_2$  konturdagi kuchlanish  $U_{k1} < U_{k2}$ , natijada  $U_{ch} < 0$  bo'ladi. Ushbu ChD detektorlash xarakteristikasi 18.17-rasmda keltirilgan.



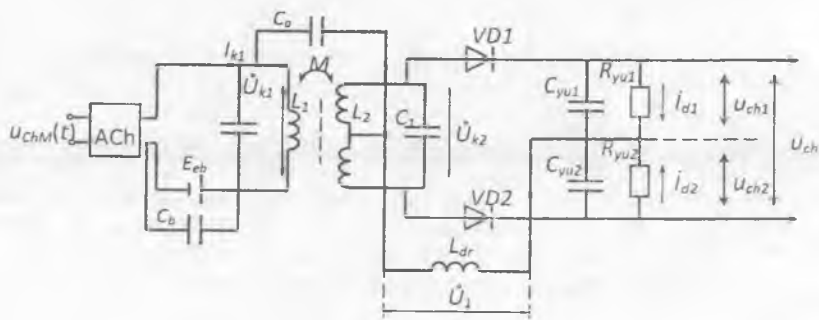
18.17-rasm. Balans chastota detektor detektor xarakteristikasi

Balans ChD detektorlash xarakteristikasi, agarda tebranish konturi aslligi  $\omega_0$  va konturlar orasidagi o'zaro sozlanmaganlik  $\pm\Delta\omega$  to'g'ri tanlansa amalda to'g'ri chiziqli va simmetrik bo'ladi. Agar  $Q$  va  $\pm\Delta\omega$  noto'g'ri tanlansa ChD detektorlash xarakteristikasi nochiziqli bo'lib qoladi.

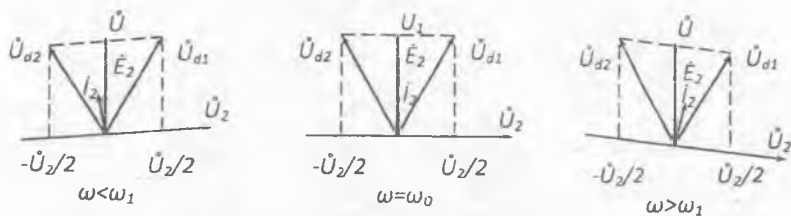
### 18.6.3. O'zaro induktiv bog'langan, kirish ChM signali o'rtacha chastotasi $\omega_0$ ga sozlangan ChD

Ushbu ChD kirishdagi ChM signal modulyatsiyasini FM ga o'zgartirish va FD orqali detektorlashga asoslangan.

Konturlari o'zaro induktiv bog'langan ChD sxemasi 18.18-rasmda keltirilgan. Odatda ushbu ChD har ikki sxemasidagi elementlar qiymatlari bir xil ctib tanlanadi: ya'ni  $R_{yu1}=R_{yu2}=R_{yu}$ ;  $C_{yu1}=S_{yu2}=S_{yu}$ , va diodlar bir turli.



18.18-rasm. Konturlari o'rtacha chastotaga sozlangan chastota detektori



18.19-rasm. Konturlari o'rtacha chastotaga sozlangan chastota detektori ishlashiga oid vektor diagrammalari

$L_1C_1$  va  $L_2C_2$  konturlar ChM signal o'rtacha chastotasiga sozlangan. Konturlar chiqishiga  $AD_1$  va  $AD_2$  ulangan bo'lib, ularning chiqishidagi kuchlanishlar  $U_{ch1}$  va  $U_{ch2}$ . Tok doimiy tashkil etuvchisi  $VD_1 \rightarrow R_{yu1} \rightarrow L_{dr} - L_1$  ning yuqori yarim qismini va  $VD_1$  yopiq kontur orqali; ikkinchi diod orqali  $VD_2 \rightarrow R_{yu2} \rightarrow L_{dr} - L_2$  ning pastki yarim qismi va  $VD_2$  yopiq kontur orqali o'tadi.  $L_{dr}$  - diodlar orqali o'tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi zanjirini yopish uchun xizmat qiladi. Ushbu ChD da maxsus ayiruvchi qurilma yo'q, chiqish kuchlanishi  $U_{ch1}$  va  $U_{ch2}$  larni bir-biridan oddiy ayirish natijasida hosil bo'ladi, ya'ni

$$U_{ch} = U_{ch1} - U_{ch2}; \quad (18.35)$$

bunda:

$$\begin{aligned} U_{ch1} &= U_{d1} K_d = K_d (U_1 + 0,5 U_2); \\ U_{ch2} &= U_{d2} K_d = K_d (U_k + 0,5 U_2); \end{aligned} \quad (18.36)$$

(18.35) ifodaga asosan  $U_{ch}$  ni aniqlash uchun  $U_{d1}$  va  $U_{d2}$  ni aniqlash kerak. Diod  $VD_1$  orqali o'tuvchi yuqori chastotali toklar quyidagi yopiq zanjirdan:  $VD_1 \rightarrow C_{k1} \rightarrow C_{k2} \rightarrow$  umumiy ulanish simi  $\rightarrow C_{k1} \rightarrow L_1 C_1 -$  kontur  $\rightarrow C_A \rightarrow L_2 C_2$  kontur  $VD_1$ .

Diod  $VD_1$  ga ikki kuchlanish: birinchi  $L_1 C_1$  konturdagi  $\dot{U}_{k1}$  kuchlanish va ikkinchi  $L_2 C_2$  konturdagi kuchlanishning yarmi, ya'ni  $0,5 \dot{U}$  qo'yilgan.  $\dot{U}_{k1}$  kuchlanishi yuqori chastota bo'yicha  $L_1 C_1$  konturga parallel ulangan  $L_{dr}$  - drossel ajraladi.  $L_{dr}$  - drossel  $L_1 C_1$  konturga ta'sir etmasligi uchun  $L_{dr} \approx 10 L_1$  sharti bajarilishi kerak. Har bir onda  $U_{d1}$  va  $U_{d2}$  kuchlanishlar bir-biriga teskari bo'ladi.

Bog'langan va sozlangan konturli ChD ishlash prinsipini 18.19-rasmda keltirilgan vektor diagrammalar bilan tushuntirish oson. Agar  $\omega = \omega_0$  bo'lsa (18.19a-rasm), signal o'rtacha chastotasi  $\omega_0$  konturlar  $L_1 C_1$  va  $L_2 C_2$  rezonans chastotasiga teng bo'ladi.  $\dot{U}_{k1}$  kuchlanish fazasini nol deb olsak, ikkinchi konturdagi elektr yurituvchi kuch (EYuK)  $\dot{E}_2$  fazasi  $\dot{U}_{k1}$  fazasiga mos keladi. Rezonansda ikkinchi konturdagi tok  $\dot{I}_2$  EYuK  $\dot{E}_2$  bilan fazasi bir xil bo'ladi.  $L_2 C_2$  konturdagi kuchlanish  $\dot{U}_{k2} = \dot{I}_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}$  kondensator  $C_2$  ga qo'yilgan bo'lib, uning fazasi  $\dot{I}_2$  tok fazasidan  $90^\circ$  kech qoladi.  $\dot{U}_2$  kuchlanishning  $VD_2$  ga qo'yiladigan yarmi  $\dot{U}_{k1}$  fazasidan  $90^\circ$  ga ortadi;  $VD_1$  ga qo'yiladigan ikkinchi yarmi  $90^\circ$  ga kechikadi. Diagrammadan  $U_{d1}$  va  $U_{d2}$  larni aniqlaymiz,  $U_{d1} = U_{d2}$ , demak  $U_{ch1} = U_{ch2}$  va  $U_{ch} = 0$  bo'ladi.

18.19b-rasmda ko'rish signali chastotasi  $\omega > \omega_0$  holat uchun vektor diagrammasi keltirilgan. Bunda ham  $\dot{U}_{k1}$  ni asosiy vektor deb tanlaymiz.

$\dot{E}_2 = \frac{M}{L_1} \cdot \dot{U}_{k1}$  bo'lgani uchun uning fazasi  $\dot{U}_{k1}$  fazasiga mos keladi.

$\omega > \omega_0$  da  $\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$  tok  $\dot{I}_2$  uchun induktiv xarakterga ega bo'ladi. U  $E_2$  fazasiga nisbatan kech qoladi.  $\dot{U}_{k2}$  kuchlanish  $\dot{I}_2$  dan  $90^\circ$  ga kech qoladi. Uning birinchi yarmi  $VD_1$  diodga va ikkinchi yarmi  $VD_2$  diodga beriladi.  $VD_1$  dagi qismi  $\dot{I}_2$  dan  $90^\circ$  ga kechikadi va  $VD_2$  dagi qismi  $\dot{I}_2$  dan  $90^\circ$  ga ilgarilaydi.  $\dot{U}_{k1}$  va  $0,5 \dot{U}_{k2}$  vektorlarni qo'shib  $\dot{U}_{d1}$  va  $\dot{U}_{d2}$  kuchlanishlarni aniqlaymiz.

Diagrammadan ko'rinib turibdiki  $\dot{U}_{d2} > \dot{U}_{d1}$ , bunda  $U_{ch1} > U_{ch2}$  va natijada  $U_{ch} < 0$  bo'ladi.

Yuqoridagi tartibda  $\omega < \omega_0$  holatni ham tahlil etish mumkin, natijada  $U_{ch} > 0$  bo'ladi.

Tebranish konturlari bir-biri bilan induktiv bog'langan va har ikkala  $L_1C_1$  va  $L_2C_2$  konturi kirishdagi ChM signal o'rtacha chastotasiga sozlangan balanslangan ChD detektorlash xarakteristikasi ancha keng chiziqli qismga ega bo'lib, uning kengligini  $L_1C_1$  va  $L_2C_2$  konturlar aslligi  $Q$  ga va ular orasidagi magnit induksiyasi  $M$  kattaligiga bog'liq. Kirish chastotasining o'zgarishi  $L_2C_2$  konturdagi  $\dot{U}_2$  kuchlanish bilan birinchi kontur  $L_1C_1$  dagi kuchlanish  $\dot{U}_{k1}$  orasidagi fazaning  $90^\circ$  dan oshishiga yoki kamayishiga sabab bo'ladi, natijada  $VD_1$  va  $VD_2$  larga qo'yilgan kuchlanishlar  $\dot{U}_{d1}$  va  $\dot{U}_{d2}$  qiymatlari o'zgaradi. Bu o'z navbatida ChD chiqishidagi kuchlanish  $U_{ch}$  ni kirish chastotasi o'zgarishiga mos o'zgarishiga olib keladi.

### Nazorat savollari

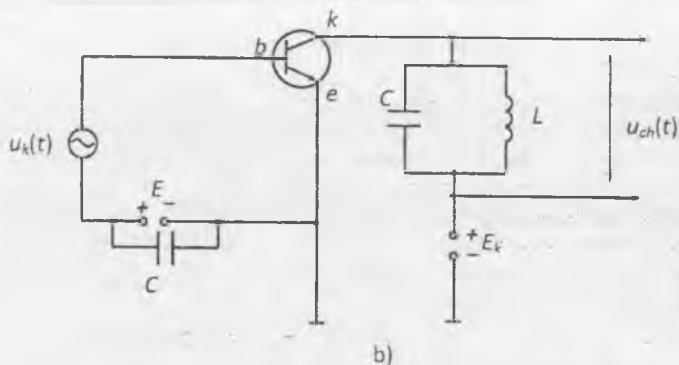
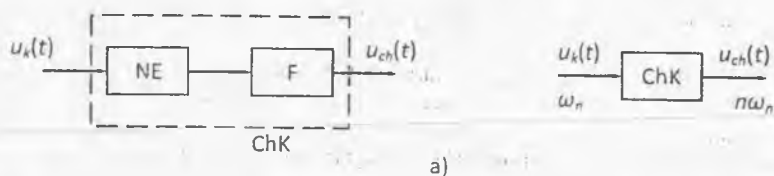
1. Detektorlash nima? Detektor qanday qurilma?
2. AD detektor xarakteristikasi nima?
3. ChD detektor xarakteristikasi nima?
4. FD detektor xarakteristikasi nima?
5. Mochulyatsiyalangan signallar buzilishlarsiz detektorlanishi uchun ularning detektorlash xarakteristikalari qanday ko'rinishda bo'lishi kerak?
6. AD larda  $R_{yH}$  va  $C_{yH}$  qiymatlari qanday shart asosida tanlanadi?
7. AD kuchsiz signal ta'sirida ishlaganda uning detektorlash xarakteristikasi qanday ko'rinishda bo'ladi? Buzilish koeffitsienti  $m=0,5$  bo'lganda qanday qiymatga ega bo'ladi?
8. kuchli signal ta'sirida ADi qaysi rejimda ishlaydi va uning detektorlash xarakteristikasi qanday ko'rinishda bo'ladi?
9. FM signallarni qaysi usul bilan detektorlash mumkin?
10. ChM signallarni qaysi usullar bilan detektorlash mumkin?
11. ChD larning qaysi turlarini bilasiz?



## 19. NOCHIZIQLI RADIOTEXNIK QURILMALAR

### 19.1. Chastota ko'paytirgichlar

Chiqishidagi chastota qiymati kirishidagi chastota qiymatidan karrali marotaba katta bo'lgan qurilma chastota ko'paytirgich (ChK) deb ataladi (19.1-rasm).



19.1-rasm. Chastota ko'paytirgich: a) strukturaviy sxemasi, b) elektr sxemasi

Chastota ko'paytirishni NE yoki PE bo'lgan elektr zanjirlarda amalga oshirish mumkin. 19.1b-rasmda tranzistorli ChK soddalashgan sxemasi keltirilgan. Tranzistor kirishiga beriladigan  $E_s$  siljish kuchlanishi va garmonik signal  $u_k(t)$  amplitudasini tanlash orqali nochiziqli rejimda ishlash ta'minlanadi. Bunda uning kollektor toki nogarmonik shaklda bo'ladi, kirish kuchlanishining garmonikalari hosil bo'ladi. Tranzistor kollektor-emitter oralig'iga kirish kuchlanishi  $n$  - garmonikasiga sozlangan LC konturda mos ravishda  $u_{ch} = I_n Z_c(\omega)$  chiqish kuchlanishi hosil bo'ladi. Bunda  $I_n$  - tok  $n$  - garmonikasi amplitudasi,  $Z_c(\omega)$  - LC tebranish konturi ekvivalent qarshiligi. ChK chiqishidagi  $u$  yoki bu garmonikali tebranish kuchlanishi kesish burchagining optimal qiymatlarida o'zining eng katta qiymatiga ega bo'ladi. Masalan, chastotani ikki marta ko'paytirish uchun

$\theta_{\alpha_{\text{max}}} = 60^\circ$  va chastotani uch marta ko'paytirish uchun  $\theta_{\alpha_{\text{max}}} = 40^\circ$  bo'lishini ta'minlash kerak.

Ko'p hollarda chastotani ko'paytirishda bir marotabada 2, 3, 4 marta chastota ko'paytirish mumkin. Chunki birdaniga ko'p marta chastota ko'paytirilsa, ChK chiqishidagi tebranish konturidagi  $u_{ch}(t)$  amplitudasi kontur aslligiga bog'liq ravishda asta so'nuvchan bo'ladi. ya'ni

$$u_k(t) = U_k e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega_0 t \quad (19.1)$$

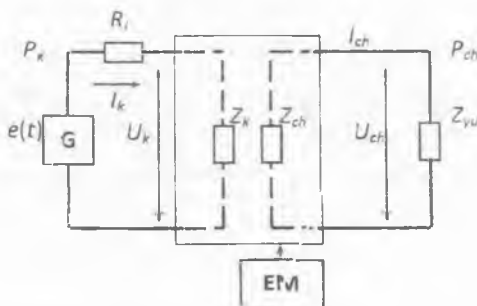
qonuni bo'yicha so'nadi: bunda  $\alpha = \frac{r}{2L} = \frac{1}{2RC}$  - kontur so'nish koeffitsienti.

Natijada (19.1) amplitudasi o'zgaruvchan tebranish kuchlanishi navbatdagi ChK kirishiga berilsa uning chiqishidagi LC kontur shaklidagi yuklamada kuchlanish, na faqat amplitudasi, balki fazasi bo'yicha ham o'zgaruvchan bo'ladi. Ko'p hollarda radiotexnik qurilmalarda bu o'zgarishlar zararli hisoblanadi.

## 19.2. Signallarni kuchaytirish

Kuchaytirish qurilmasi kirish signali quvvatini uning shaklini saqlagan holatda ko'paytiradi. Kuchaytirgich qurilmalariga quyidagi ikki asosiy talablar qo'yiladi. Birinchidan chiqish signali shaklining kirishdagiga nisbatan farqlanishi (buzilishi) darajasi  $K_x$  talab darajasida bo'lishi, ikkinchidan kuchaytirish qurilmasining foydali ish koeffitsienti  $\eta$  iloji boricha katta bo'lishi kerak.

Kuchaytirish qurilmasi (KQ) alohida elektr manbai energiyasi hisobiga kuchaytirilayotgan signal quvvatini oshiradi. KQ 19.2-rasmda keltirilgan ekvivalent sxema bilan ifodalanadi.



19.2-rasm. Kuchaytirish qurilmasining ekvivalent sxemasini

KQ kirishiga berilayotgan kuchaytiriladigan signal ichki qarshiligi  $R_i$  bo'lgan generator  $G$  dan iborat deb, uning kirish qarshiligi  $Z_k$  va o'tayotgan tok

amplitudasini  $I_k$  desak, unda  $U_k$  amplitudali kuchlanish hosil bo'ladi. Shunday qilib KQ kirishidagi signal quvvati

$$R_k = 0.5 I_k^2 \cdot R_k = 0.5 I_k^2 U_k \quad (19.2)$$

ga teng bo'ladi, bunda  $R_k$  – kirish qarshiligining rezistiv tashkil etuvchisi. KQ chiqish yuklamasi  $Z_{yu}$  qarshilikka ega, orqali yuklama tok  $I_{ch}$  oqib o'tgani uchun unda  $U_{ch}$  kuchlanishi hosil bo'ladi. Agar  $Z_{yu}$  yuklamani rezistiv qarshilik deb hisoblasak ( $Z_{yu} = R_{yu}$ ) unda ajralayotgan foydali quvvat

$$P_{ch} = 0.5 I_{ch}^2 \cdot R_{yu} = 0.5 I_{ch}^2 U_{ch} \quad (19.3)$$

ga teng bo'ladi.

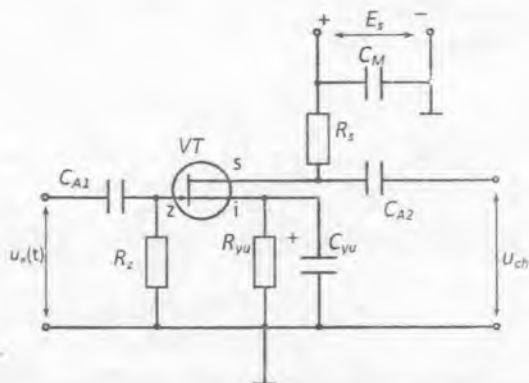
KQ  $P_{ch} > P_k$  ni ta'minlashi kerak. KQ kirishidagi signal quvvati juda kichik bo'lib, uning vazifasi chiqishida maksimal chiqish quvvati  $P_{ch}$  ni olish elektr manbaidan olinayotgan  $P_0$  ni boshqarishdan iborat. Odatda elektr quvvati manbai sifatida doimiy tok manbaidan foydalaniladi. Natijada KQ kuchsiz boshqaruvchi signal yordamida doimiy tok manbai energiyasini o'zgaruvchan tok energiyasiga almashtiruvchi qurilma deb qarash mumkin. Bu jihatdan KQ sini kirishidagi boshqarish kuchlanishi elektr manbaidan chiqish yuklamasi  $R_{yu}$  ga borayotgan energiyani boshqarib boruvchi to'rt qutblik deb hisoblasa ham bo'ladi. Buning uchun to'rt qutblik inersiyasiz boshqaruv elementidan iborat bo'lishi kerak, chunki u elektr manbaidan olinayotgan  $P_0$  quvvat oniy qiymatini kirishdagi boshqaruv signali oniy qiymatiga mos ravishda boshqarib borishi kerak.

Boshqaruvchi element sifatida kuchaytirish jarayoni chiziqli bo'lishiga qaramasdan asosan nochiziqli aktiv elementlardan foydalaniladi. Odatda kirish signali sathi past bo'lgani, NE VAXsining foydalanilayotgan qismini chiziqli deb hisoblash mumkin, NE VAXsini chiziqashtirish mumkin.

### 19.3. Chiziqli kuchaytirgichlar

Maydon tranzistoridan aktiv element sifatida foydalaniladigan yuklamasi rezistiv bo'lgan KQ 19.3-rasmda keltirilgan.

Kirish boshqaruv signali ajratuvchi kondensator  $S_A$ , orqali tranzistor zatvoriga beriladi. Bu signal ta'sirida stok-istok zanjiridan o'tayotgan tok qiymati o'zgaradi va  $R_s = R_{yu}$  qarshiligida kuchlanish hosil bo'ladi. Kirish signalining oz miqdorda o'zgarishi stok tokining katta miqdorda o'zgarishiga, natijada  $R_{yu}$  dagi kuchlanish ham unga proporsional o'zgarishiga olib keladi. Bu maydon tranzistori yordamida kuchlanish bo'yicha kuchaytirish amalga oshirilganini bildiradi.  $R_s = R_{yu}$  yuklamadagi kuchlanish chiqish kuchlanishi  $u_{ch}$  deb hisoblanadi.



19.3-rasm. Maydon tranzistorli kuchaytirish qurilmasi

KQ elektr ta'minoti doimiy kuchlanishi  $E_s$  bo'lgan manba hisobiga bajariladi. U tranzistor stokiga  $R_s$  qarshiligi orqali beriladi. Shunday qilib  $R_s$  ikki vazifani: tranzistorni elektr manbai bilan ta'minlaydi va yuklama vazifasini bajaradi.

$C_{A1}$  – kondensatori domiy kuchlanishni tranzistor zatvoriga berilishiga va  $S_{A2}$  kondensatori tranzistor stokidagi doimiy kuchlanishni KQ dan keyingi qurilmalarga tushmasligini ta'minaydi.  $C_{A1}$  va  $C_{A2}$  kondensatorlarida yo'qotishlar kam bo'lishi uchun ularning sig'implari katta bo'ladi.

KQ sxemasida alohida siljish kuchlanishi manbai yo'q, chunki tranzistor VAXning kerakli qismida ish nuqtasini o'rnatuvchi kuchlanish uning istokiga ulangan  $R_u$  qarshiligidan o'tayotgan tok hisobida hosil bo'ladi. Bu rezistor orqali stok toki o'tadi va 19.3-rasmda ko'rsatilgandek kuchlanish (+) istokka (-) esa umumiy simga ulanadi. Manfiy potensial  $R_z$  qarshilik orqali zatvoriga beriladi. Shunday qilib tranzistorning zatvor-istok qismiga manfiy siljish kuchlanishi beriladi. Bu kuchlanish avtomatik siljish kuchlanishi – avtosiljish kuchlanishi deb ataladi, chunki u stok tokining doimiy tashkil etuvchisi hisobiga hosil bo'ladi. Stok tokining o'zgaruvchan tashkil etuvchisi  $R_s$  ga parralel ulangan katta sig'imli kondensator  $C_u$  orqali umumiy simga o'tib ketadi.

$R_u$  qarshilikda stok tokining foydali o'zgaruvchan tashkil etuvchisi o'tishi natijasida, doimiy kuchlanish bilan birga qisman o'zgaruvchan kuchlanish ham hosil bo'ladi. Siljish kuchlanishining bu o'zgaruvchan tashkil etuvchisi tranzistor zatvoriga kirish signali  $u_k(t)$  fazasiga teskari fazada bo'ladi va uni qisman kuhsizlantiradi, natijada manfiy teskari bog'lanish paydo bo'ladi. Bu teskari bog'lanish ta'siri  $C_{yu}$  kondensatori sig'imiga bog'liq bo'lib, teskari bog'lanishli

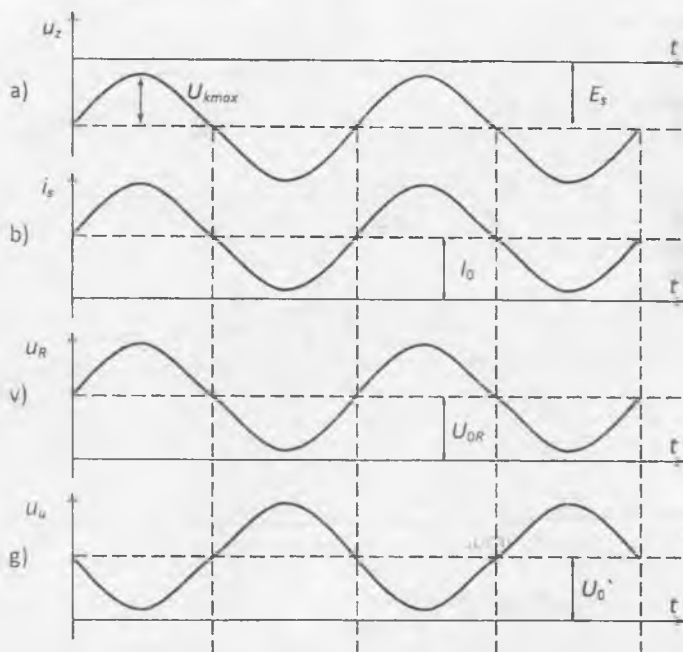
kondensatorning o'zgaruvchan tokka qarshiligi  $\frac{1}{\Omega C_{st}}$  ni  $R_n$  rezistor qarshiligiga

nisbatan juda kamligini ta'minlash orqali erishiladi, ya'ni  $\frac{1}{\Omega C_{st}} \ll R_n$ .

Kuchaytirilgan kuchlanish  $u_{k(t)}$  tranzistor stoki va umumiy ulanish simi orasida hosil bo'ladi, ya'ni bir uchi stokka ikkinchi uchi o'zgaruvchan tok uchun umumiy simga ulangan  $R_s = R_{ym}$  qarshiligida olinadi. Stok tokining o'zgaruvchan tashkil etuvchisini umumiy ulanish simiga o'tishini katta sig'imli  $C_m$  kondensatori ta'minlaydi. Bunda stok toki foydali o'zgaruvchan tashkil etuvchisi elektr manbai  $E_s$  ichki qarshiligidan o'tmaydi.

KQ ishlash prinsipini vaqt diagrammali yordamida ko'rib chiqamiz (19.4-rasm). Tranzistor zatvori va istoki orasidagi kuchlanish ikki tashkil etuvchidan: doimiy kuchlanishi va kirish kuchlanishi  $u_k(t)$  dan iborat (19.4a-rasm), ya'ni:

$$u_k(t) = u_{z1}(t) = -E_s + U_{kmax} \sin \omega_0 t. \quad (19.4)$$



19.4-rasm. Kuchaytirish qurilmasi vaqt diagrammalari: a) zatvordagi kuchlanish, b) stokdagi tok, v) yuklamadagi kuchlanish, g) istokdagi kuchlanish vaqt diagrammalari

Kirish signali chiziqli rejimda kuchaytirilganda stok toki zatvoridagi kuchlanishga proporsional bo'ladi (19.4b-rasm):

$$i_s(t) = I_0 + I_m \sin \omega_0 t. \quad (19.5)$$

Om qonuniga asosan  $R_s = R_{yn}$  yuklamadagi kuchlanish stok toki  $i_s(t)$  ga proporsional (19.4v-rasm)

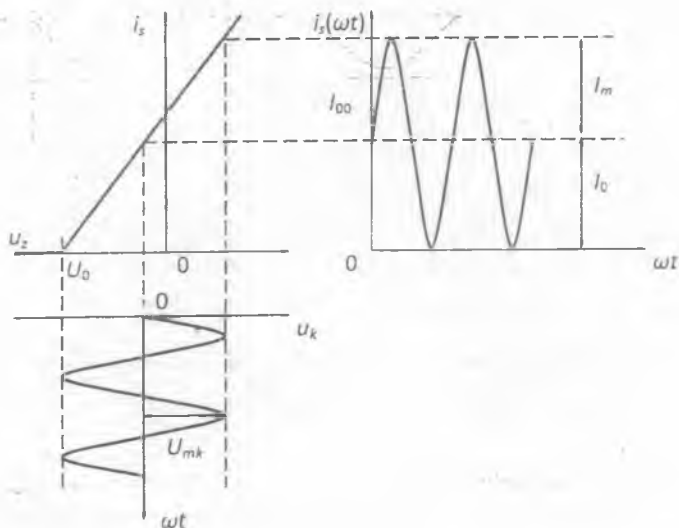
$$U_R - U_r = U_{OR} + U_{mR} \sin \omega_0 t. \quad (19.6)$$

Yuklama  $R_{yn}$  dagi kuchlanish  $U_R$  manba kuchlanishidan ayriladi, kuchlanishlarning bu farqi tranzistor stokidagi kuchlanishga teng bo'ladi (19.4g-rasm).

$$U_s(t) = -U_0 \sin \omega_0 t. \quad (19.7)$$

Bunda  $U_0 = E_n - U_{OR}$  tranzistor stokidagi kuchlanish  $U_s$  amplitudasi,  $R_{yn}$  yuklamadagi kuchlanish amplitudasi  $U_R$  ga teng. (19.7) ifodadagi manfiy belgi, chiqish kuchlanishi  $U_{ch}$  ning fazasi kirish kuchlanishi  $u_k(t)$  fazasiga teskariligini bildiradi, ya'ni umumiy istokli maydon tranzistorli kuchaytirgich kirish signali fazasini  $180^\circ$  ga o'zgartiradi.

Endi chiziqli rejimda ishlaydigan KQsining ishlash prinsipini uning VAXi orqali ko'rib chiqamiz (19.5-rasm).



19.5-rasm. Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich vaqt diagrammalari

Maydon tranzistorining stok toki  $i_s$  ni uni zatvoridagi kuchlanishga bog'liqlik xarakteristikasi uni o'tish xarakteristikasi hisoblanadi, ya'ni  $i_s = F(U_{zr})$ . Bu xarakteristikani siniq chiziq bilan approksimatsiya qilamiz. Ish nuqtasini siljish kuchlanishi  $Ye_s$  yordamida VAX chiziqli qismining o'rtasiga o'rnatamiz. Kirish kuchlanishi amplitudasi  $U_{km}$  chiziqli kuchaytirish rejimida VAXning nochiziqli qismiga o'tib ketmasligi kerak, bu shart bajarilganda tranzistor chiziqli rejimda (A-rejimda), kesish burchagisiz ishlaydi va o'tayotgan stok toki  $i_s(t)$  shakli kirish kuchlanishi shakliga mos bo'ladi (19.5-rasm).

Yuklama  $R_s = R_{yn}$  dagi o'zgaruvchan kuchlanish amplitudasi

$$U_{mk} = I_m \cdot R_c = U_{m \max} \quad (19.8)$$

bo'ladi. Uning amplitudasi kirish kuchlanishi  $U_k$  dan katta bo'ladi. Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti quyidagicha aniqlanadi

$$K_s = \frac{U_{mk}}{U_k} = I_m \cdot R_c / U_k = S_i \cdot R_c = S_i \cdot R_{m'} \quad (19.9)$$

(19.9) ifodada  $S_0$  tranzistor VAXsi foydalanilayotgan qismining tikligi bo'lib kirish signali sathiga bog'liq emas, ya'ni u o'zgarmas  $S_0 = \text{const}$ .

Stok tokining birinchi garmonikasi tok foydali tashkil etuvchisi bo'lib, kirish kuchlanishiga mos shaklda proporsional o'zgaradi, ya'ni

$$I_m = S_0 \cdot U_{k \max} \quad (19.10)$$

chiziqli kuchaytirish kuzatiladi.

Stok umumiy toki foydali birinchi garmonikasi  $I_m$  dan tashqari, keraksiz doimiy tashkil etuvchisi  $I_0$  dan iborat.

Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich foydali ish koeffitsientini aniqlaymiz. Tok foydali tashkil etuvchisi  $I_m$  ning  $R_{yn}$  da ajralib chiqadigan quvvati

$$P_{ch} = 0,5 I_m \cdot U_{mk} \quad (19.11)$$

Kuchaytirgich elektr manbaidan olayotgan quvvat

$$P_0 = I_0 E_s \quad (19.12)$$

19.5-rasmdan ko'rinib turibdiki, chiziqli rejimda tok birinchi garmonikasi  $I_m$  tokning doimiy tashkil etuvchisidan katta bo'lmaydi, ya'ni  $I_m \leq I_0$ . Shunga o'xshash foydali chiqish kuchlanishi  $U_{mch}$  - amplitudasi elektr manbai kuchlanishidan katta bo'la olmaydi, ya'ni  $U_{mch} \leq E_s$ .

$I_m$  va  $U_{mch}$  ning eng katta chegaraviy qiymatini olsak,  $I_m = I_0$  va  $U_{mch} = E_s$  bo'ladi va FIK

$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_0} \cdot 100\% = 0,5 \frac{I_m U_m \cdot 100\%}{I_0 E_M} = 50\% \quad (19.13)$$

ga teng bo'ladi. Bu eng katta FIK. Amalda foydali ish ko'ffisienti bundan ham kam bo'ladi. FIKning bunchalik kam bo'lishiga sabab, tranzistordan hamma vaqt, kirish signali yo'q vaqtda ham tokning doimiy tashkil etuvchisi  $I_0$  o'tib turadi. Shuning uchun kuchaytirgichning chiziqli rejimi (A-rejimi) katta quvvatli kuchaytirish qurilmalarida kam qo'llaniladi. Umumiy talab qilingan  $R_0$  quvvatdan, foydali  $R_{ch}$  quvvatini farqi  $R_T = R_0 - R_{ch}$  yo'qotilgan quvvat aktiv element tranzistor (yoki elektron lampa) tomonidan issiqlik shaklida tarqatib yuboriladi.

Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich qurilmasining asosiy afzalligi uning kirish signalini minimal buzilishlar bilan kuchaytirishidir.

#### 19.4. Nochiziqli kuchaytirgichlar

(19.13) ifodadan ko'rinib turibdiki, kuchaytirgichlar FIK oshirishning yagona usuli bu tok doimiy tashkil etuvchisi  $I_0$  ni kamaytirish. Buning uchun ish nuqtasini siljish kuchlanishi yordamida chap tomonga, VAX pastgi qismiga suramiz. Kuchaytirgich kirishidagi kuchlanishni

$$u_k(t) = U_m \cos \omega t \quad (19.14)$$

shaklida olsak, stok toki  $i_c(t)$  kosinusoidal impulslar ketma-ketligi shaklini oladi. Bu kosinusoidal tok impulslari tarkibidagi tok birinchi garmonikasi amplitudasini va doimiy tashkil etuvchisini kesish burchagi usulidan foydalanib,  $\gamma_n(\theta)$  – ko'ffisientlari orqali aniqlaymiz. Bunda

$$I_m = S_0 \cdot U_{mk} \cdot \gamma_1 \quad \text{va} \quad I_0 = S_0 \cdot U_{mk} \cdot \gamma_0 \quad (19.15)$$

bo'ladi. Bunda FIK quyidagicha aniqlanadi

$$\eta = 0,5 \frac{I_m U_m}{I_0 E_M} \cdot 100\% = 0,5 \cdot \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)} \cdot 100\% \quad (19.16)$$

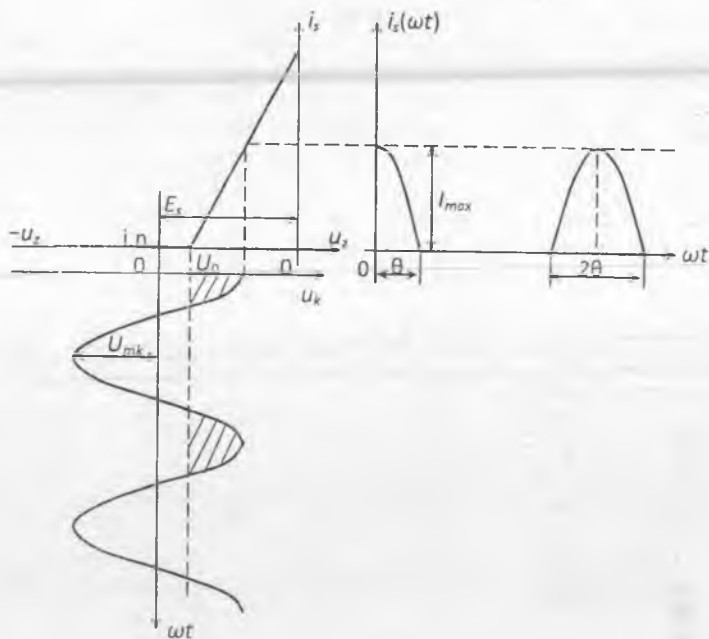
(19.16) ifoda kuchaytirgich FIK oshirish uchun  $\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)}$  nisbatning eng katta qiymatiga mos keluvchi kesish burchagi  $\theta$  ni tanlash kerak ekanligini ko'rsatadi.

19.7-rasmda  $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$  ning kesish burchagi  $\theta$  ga bog'liqlik grafigi keltirilgan.

Bunda  $\frac{\gamma_1}{\gamma_0} = 2$  eng katta qiymatiga  $\theta = 0$  to'g'ri keladi. FIK  $\eta = 100\%$  bo'ldi. 19.6-rasmdan ko'rinib turibdiki, kirish signali bo'lmagan vaqtda tranzistor orqali

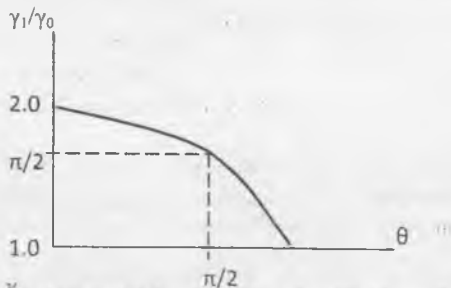


o'tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi  $I_0=0$  bo'ladi, manbadan quvvat iste'mol qilinmaydi.



19.6-rasm. Nochiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich vaqt diagrammalari

Ko'p hollarda kesish burchagi  $60-90^\circ$  tanlanadi. Bunda  $R_0$  kamayishi bilan chiqish quvvati  $R_{ch}$  ham kamayadi, ammo  $\eta=75-90\%$  ga yetishi mumkin. Bundan tashqari kichik kesish burchagi  $\theta$  ni ta'minlash uchun katta siljish kuchlanishi  $E_s$  berish va kirish kuchlanishi (signali) amplitudasi  $U_{mk}$  ni oshirish talab etiladi.



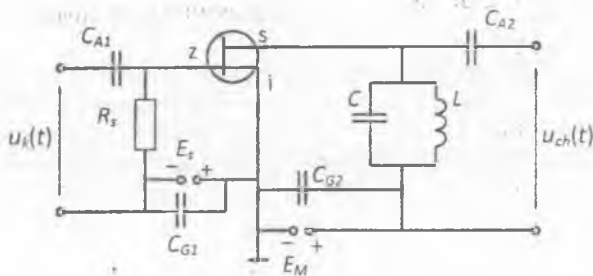
19.7-rasm.  $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$  ning kesish burchagi  $\theta$  ga bog'liqlik grafiqi

Kesish burchagi hosil bo'lishi bilan stok toki shakli kirish signali shaklidan ancha farq qitadi, buzilgan hisoblanadi. Chunki  $\theta$  kesish burchagini  $I_m$  amplitudali kosinusoidal impulslar birinchi garmonikadan tashqari bir qator garmonik tashkil etuvchilardan iborat bo'ladi. Bu stok toki  $i_s(\omega t)$  rezistiv yuklamadan o'tsa, undagi chiqish kuchlanishi shakli  $i_s(\omega t)$  o'zgarishiga mos bo'ladi, katta buzilish kuzatiladi. Stok tokidan uning birinchi garmonikasini ajratib olish uchun rezistiv yuklama o'rniga tok birinchi garmonikasiga sozlangan parallel tebranish konturidan foydalanish kerak. Bunda kontur aslligini shunday tanlash kerakki, uning signal o'tkazish kengligiga, kirish signali spektri kengligi mos bo'lishi kerak. Natijada bu konturda tokning faqat foydali spektral tashkil etuvchilari ajraladi, chunki bu tashkil etuvchilar uchun konturning ekvivalent qarshiligi katta bo'ladi. tok keraksiz tashkil etuvchilari uchun uning qarshiligi kam bo'ladi. Natijada chiqish toki kesilishi natijasida hosil bo'lgan tok keraksiz tashkil etuvchilari filtrdan deyarli o'tmaydi.

Rezistiv yuklamani parallel tebranish konturi bilan ajratish natijasida kuchaytirgichning boshqa turi – rezonansli kuchaytirgichni olamiz. Rezonans kuchaytirgich sxemasi 19.8-rasmda keltirilgan.

$S_{G1}$  va  $S_{G2}$  kondensatorlari siljish kuchlanishi va elektr manbai ichki qarshiligidan o'zgarmas tok o'tmasligini ta'minlaydi.  $S_{A1}$  va  $S_{A2}$  kondensatorlari kuchaytirish qurilmasining rejimini tashqi doimiy kuchlanish yoki tok ta'siridan saqlaydi va tashqi qurilmalar ish rejimiga o'zining ta'sirini talab darajasida kamaytiradi.

19.8-rasmda kirish signali  $u_k(t)$  zatvor-istok oralig'iga berilgan bo'lib, chiqish kuchlanishi  $u_{ch}(t)$  stok-istok oralig'iga ulangan parallel kontur-yuklamadan olinadi.



19.8-rasm. Yuqori chastotalar kuchaytirgichi

Rezonans kuchaytirgich kuchaytirish koeflitsientini aniqlash uchun dastlab, chiqish kuchlanishi amplitudasini aniqlash kerak. Stok tokning birinchi garmonikasi  $I_m$  rezonans konturida quyidagi kuchlanishni hosil qiladi

$$U_{mch} = I_m \cdot R_{ek} = S_U \cdot U_{mk} \cdot R_{ek}, \quad (19.17)$$

bunda  $R_{ek}$  – parallel kontur ekvivalent qarshiligi.

Kuchaytirgichning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti

$$K_k = \frac{U_{mk}}{U_{mk0}} = S_0 \cdot R_{ek} \quad (19.18)$$

bunda  $S_0$  – VA Xning qiyaligi.

Agar kontur aslligi  $Q \gg 1$  bo'lsa,  $R_{ek} \gg 1/S_0$  bo'ladi, natijada  $K_k \gg 1$  bo'ladi.

Kuchaytirishda tok birinchi garmonikasi amplitudasi  $I_m$ , kirish signali amplitudasi ga proporsional bo'lishi kerak, ya'ni

$$I_m = K \cdot U_{mk}, \quad (19.19)$$

bunda  $K$  – o'zgarmas kattalik, kuchaytirish ko'effitsienti.

Agar siljish kuchlanishi  $E_s$ , tranzistor yopilish kuchlanishi  $U_0$  ga teng bo'lsa, kesish burchagi  $\theta = 90^\circ$  bo'ladi. Bunday rejim V rejimi deb ataladi. V rejimida kesish burchagi kirish signali amplitudasiga bog'liq bo'lmaydi  $\gamma_1(90^\circ) = 0,5 = \text{const}$  bo'ladi, natijada tok birinchi garmonikasi

$$I_m = 0,5 \cdot S_0 \cdot U_{mk} \quad (19.20)$$

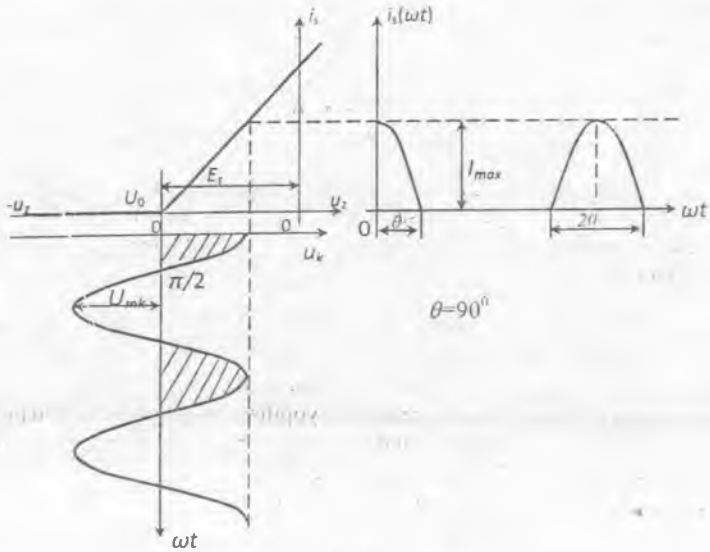
ya'ni, kirish signali amplitudasiga proporsional bo'ladi. Kuchaytirgichning amplituda xarakteristikasi chiziqli (19.19) bo'ladi. Demak V rejimda kirish signalining yarim davri davomida kuchaytirish buzilishlarsiz bo'lishi kuzatiladi.

Agar kuchaytirgich kesish burchagi  $0 \leq \theta \leq 90^\circ$  bo'lsa, bunday rejim S rejimi deb ataladi. S rejimida ishlovchi kuchaytirgich kirishiga o'zgaruvchan amplitudali kirish signali berilsa, bu uning kesish burchagi  $\theta$  ning o'zgarishiga, natijada tok birinchi garmonikasi ko'effitsienti  $\gamma_1(\theta)$  o'zgaradi. Bu esa tok  $I_m$  ni  $U_{mk}$  ga proporsional o'zgarimasligiga sabab bo'ladi, kuchaytirilayotgan signal shakli buzilishiga olib keladi. Shuning uchun S rejimidan keng foydalanilmaydi. Undan katta quvvatli kuchaytirgichlarda, asosiy talab yuqori FIK  $\eta$  ni ta'minlashda foydalaniladi.

V-rejimda FIK A rejimiga qaraganda katta bo'ladi. V rejimida  $\theta = 90^\circ$  bo'lgani uchun  $\gamma_1 = \pi/2$  bo'ladi. (19.16) ifodaga asosan

$$\eta = 0,5 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 100\% \approx 78,5\%$$

bo'ladi va A rejimiga qaraganda FIK 1,5 marta oshadi.



19.9-rasm. "B" rejimida ishlovchi kuchaytirgich vaqt diagrammalari

A, B va C rejimlaridan tashqari D rejimi ham farqlanadi. D rejimida aktiv element (tranzistor) ikki holatda bo'ladi: birinchi holatda stok toki maksimal  $i_{smax}$  undagi kuchlanish  $U_{smin}$  - minimal va ikkinchi holatda stok toki minimal  $i_{smin}$  undagi kuchlanish  $U_{smax}$  - maksimal bo'ladi. Shuning uchun D rejimi kalit rejimi deb ham ataladi. D rejimda elektr manbai quvvatini yo'qotilishi

$$P_y = \frac{1}{T} \int_0^T i_x(\omega t) \cdot u_x(\omega t) d\omega t \quad (19.21)$$

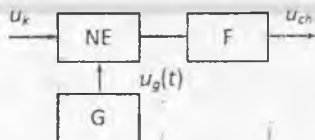
ifoda orqali topiladi. Bu rejimda  $\eta=90-95\%$ ni tashkil etadi. D rejimi past va yuqori chastotali signallarni kuchaytirishda qo'llaniladi.

### 19.5. Chastota o'zgartirgich

Chastota o'zgartirish (ChO) deb, kirish signalini spektral tashkil etuvchilari orasidagi o'zaro amplitudaviy va fazaviy nisbatni saqlagan holda chastotalar spektrini bir diapazonidan boshqasiga siljitishga aytiladi.

Chastota o'zgartirish faqat nohiziqli yoki parametrik elektr zanjirlarda maxsus tayanch generatori yordamida amalga oshiriladi. ChO'ning NE asosidagi strukturaviy sxemasi 19.10-rasmda keltirilgan. NEga ikki kuchlanish: o'zgartiriluvchi kirish kuchlanishi  $u_k(t)$  va tayanch generatori kuchlanishi  $u_g(t)$

beriladi. Nochiziqli o'zgarish natijasida NE chiqishida bir qator yangi spektr tashkil etuvchilari paydo bo'ladi. Ularning bir qismi foydali, qolganlari keraksiz (foydasiz) hisoblanadi. Foydali spektr tashkil etuvchilari filtr F yordamida ajratib olinadi.



19.10-rasm. Chastota o'zgartirgich strukturaviy sxemasi

Chastota o'zgartirish jarayonini oddiy harmonik tebranish

$$u_k(t) = U_k \cos \omega_0 t \quad (19.22)$$

misolida ko'ramiz. Tayanch generatori chastotasi  $\omega_0 > \omega_g$  deb hisoblaymiz

$$u_g(t) = U_g \cos \omega_g t, \quad (19.23)$$

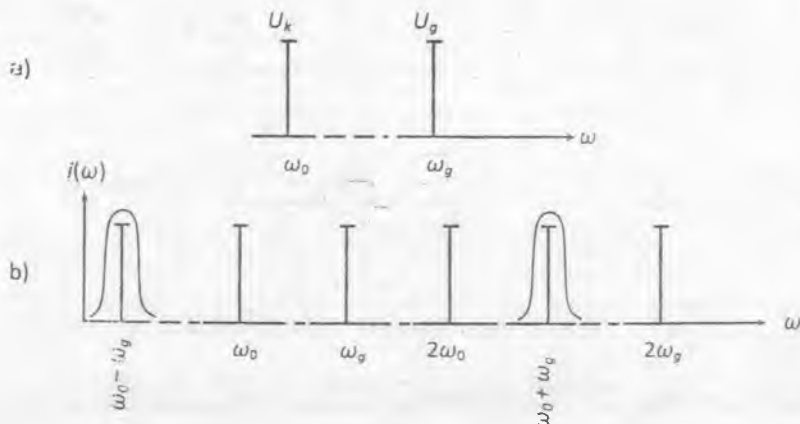
Nochiziqli element VAXsini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalaymiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (19.24)$$

NEga (19.22) va (19.23) kirish signali va tayanch generatori kuchlanishlari ta'sir etsa, umumiy tok spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$i(t) = a_0 + a_1(U_k \cos \omega_0 t + U_g \cos \omega_g t) + a_2(U_k \cos \omega_0 t + U_g \cos \omega_g t)^2 = a_0 + a_1 U_k \cos \omega_0 t + a_1 U_g \cos \omega_g t + 0,5 a_2 U_k^2 + 0,5 a_2 U_g^2 \cos 2\omega_0 t + 0,5 a_2 U_g^2 \cos 2\omega_g t + a_2 U_k U_g \cos(\omega_0 + \omega_g)t + a_2 U_k U_g \cos(\omega_0 - \omega_g)t. \quad (19.25)$$

NE o'tayotgan tok spektri 19.11-rasmida keltirilgan. Ushbu tok tashkil etuvchilaridan chastotasi  $\omega_0 + \omega_g$  va  $\omega_0 - \omega_g$  ga tenglarini chastota o'zgartirish natijasi sifatida qarash mumkin. Qolganlari foydasiz spektral tashkil etuvchilar hisoblanadi. Chastotani dastlabki qiymatiga qaraganda yuqoriga yoki pastga o'zgartirish kerakligiga qarab ( $\omega_0 + \omega_g$ ) yoki ( $\omega_0 - \omega_g$ ) chastotalar LC paralleli ko'ntur yordamida ajratib olinadi. Filtr amplituda-chastota xarakteristikasi 19.11-rasmida keltirilgan.



19.11-rasm. Chastota o'zgartirgich: a) kirishidagi kuchlanishlar. b) chiqishidagi tok spektrlari

Tayanch generatori chastotasini o'zgartirish orqali kirish signali spektrini chastotalar diapazonining istalgan joyiga surish (joylashtirish) mumkin.

NE chiqish tokida  $(\omega_0 + \omega_g)$  va  $(\omega_0 - \omega_g)$  spektral tashkil etuvchilar approksimatsiyalovchi polinomning  $a_2 u^2$  hadidan kelib chiqadi. Shuning uchun ish nuqtasini NE VAXsining eng katta kvadratik egrilikka ega qismida tanlash kerak.

Endi bir ton  $\Omega$  bilan modulyatsiyalangan AM signal

$$u_k(t) = u_{AM}(t) = U_m[1 + m \cos \Omega t] \cos \omega t \quad (19.26)$$

tashuvchi chastotasini o'zgartirishni ko'rib chiqamiz.

(19.26) ifodani bir oz sodda shaklga keltiramiz

$$u_k(t) = u_{AM}(t) = U_m(t) \cos \omega t, \quad (19.27)$$

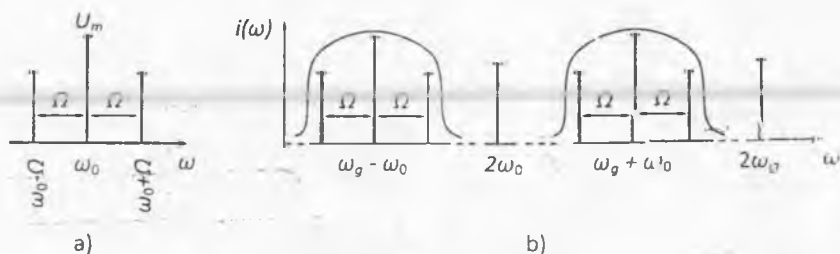
bunda  $U_m(t) = U_m[1 + m \cos \Omega t]$ .

Chastota o'zgartirish jarayoni polinomning  $a_2 u^2$  kvadratik tashkil etuvchisi asosida sodir bo'lishini e'tiborga olib  $i = a u^2$  ifodadan foydalanamiz

$$i = a [U_{AM}(t) \cos \omega_0 t + U_g \cos \omega_g t]^2 = a U_{AM}^2(t) \cos^2 \omega_0 t + a U_g^2 \cos^2 \omega_g t + 2a U_{AM}(t) \cdot U_g \cos \omega_0 t \cos \omega_g t = 0.5 a U_{AM}^2(t) + 0.5 a U_g^2 + 0.5 a U_{AM}^2(t) \cos 2\omega_0 t + 0.5 a U_g^2 \cos 2\omega_g t + a U_{AM}(t) \cdot U_g \cos(\omega_0 - \omega_g)t + a U_{AM}(t) \cdot U_g \cos(\omega_0 + \omega_g)t. \quad (19.28)$$

(19.28) ifodadagi tokning  $(\omega_0 + \omega_g)$  yoki  $(\omega_0 - \omega_g)$  foydali tashkil etuvchisini o'tkazish p'olosasi ChO' kirishidagi AM signal spektr kengligiga teng bo'lgan parallel tebranish konturi yordamida ajratib olinadi. (19.26) ifodadagi tok spektri

19.12-rasmda keltirilgan (19.12a – kirishdagi AM signal spektri va 19.12b – NE dan o'tayotgan tok spektri).



19.12-rasm. Chastota o'zgartirgich chiqishidagi foydali spektral tashkil etuvchilarni ajratishga oid chizma

Chastota o'zgartirgichlar supergeterodin strukturasi qurilgan radio va telesignallarni qabul qilish qurilmalarida, radiorele aloqa liniyalarida, yer sun'iy yo'ldoshi orqali axborot uzatish tizimlarida, umuman ikki chastota yordamida kerakli uchinchi bir chastotani ( $\omega_0 = \omega_p$ ) olishda keng qo'llaniladi.

### 19.6. Cheklagichlar

Cheklagichlarning ikki turi farqlanadi. Birinchisi signal oniy qiymatlarini cheklagichlar, ikkinchisi signal amplitudasini cheklagichlar.

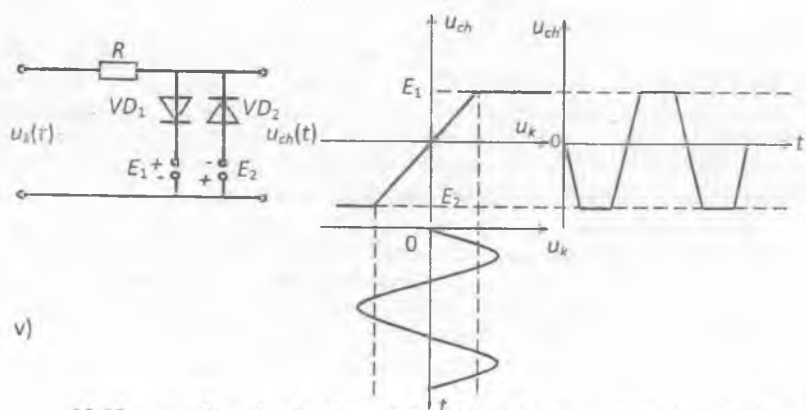
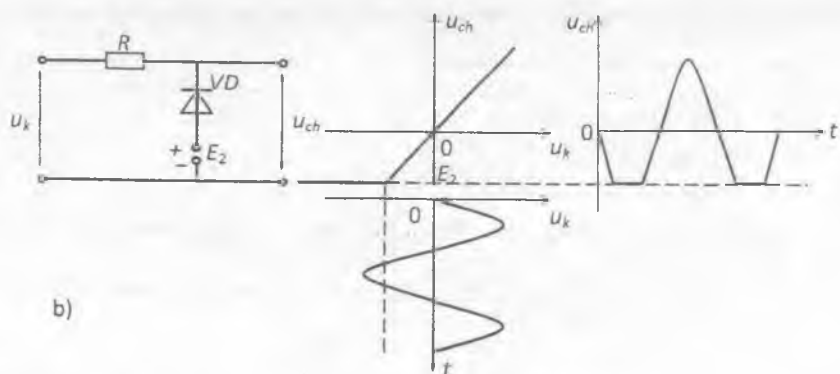
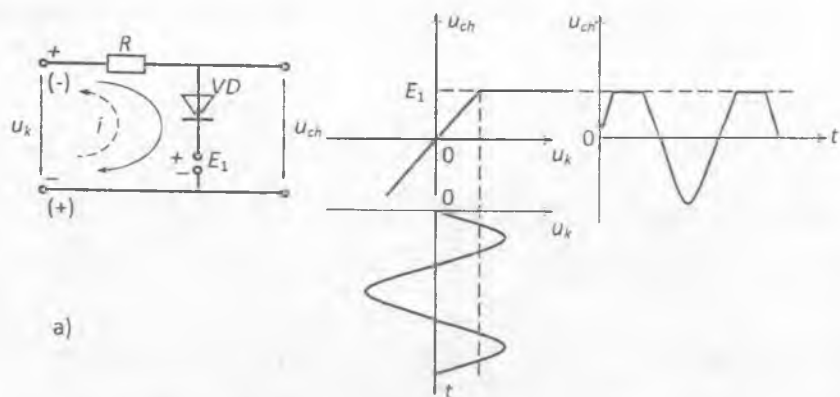
Signal oniy qiymatini cheklagichlari quyidagi turlarga bo'linadi:

- signal oniy qiymatini yuqoridan cheklagich;
- signal oniy qiymatini pastdan cheklagich;
- signal oniy qiymatini ikki tomonlama – yuqoridan va pastdan cheklagich.

Signal oniy qiymatini cheklagichlarning asosiy xarakteristikasi uning chiqishidagi signal oniy qiymatining kirishdagi signal oniy qiymatiga bog'langanligi hisoblanadi: Odatda cheklagichlar kirishiga sathi nisbatan katta kuchlanishlar beriladi, shuning uchun NE VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiyalash mumkin. Kirish signalining NE da cheklash rejimi boshlanishiga mos keluvchi sathi cheklash bo'sag'asi deb ataladi.

Hozirda cheklagichlarda NE sifatida asosan yarim o'tkazgichli diodlardan foydalaniladi. 19.13-rasmda yuqoridan (19.13a-rasm), pastdan (19.13b-rasm) va ikki tomonlama (19.13v-rasm) cheklagich sxemalari keltirilgan. Bunda  $R_{yn}$  yuklama qarshiligi diod ochiq holati ichki qarshiligi  $R_o$  juda katta va diod yopiq holatidagi ichki qarshiligidan  $R_i$  juda kichik, ya'ni  $R_o \ll R_{yn} \ll R_i$  bo'lishi shart.

Bu uch turli cheklagichlarda chegaralash sathi NE zanjirga E – kuchlanishi berish bilan o'rnatiladi.



19.13-rasm. Signal o'niy qiymatini cheklagichlar: a) yuqoridan cheklagich, b) pastdan cheklagich, v) ikki tomonlama cheklagich

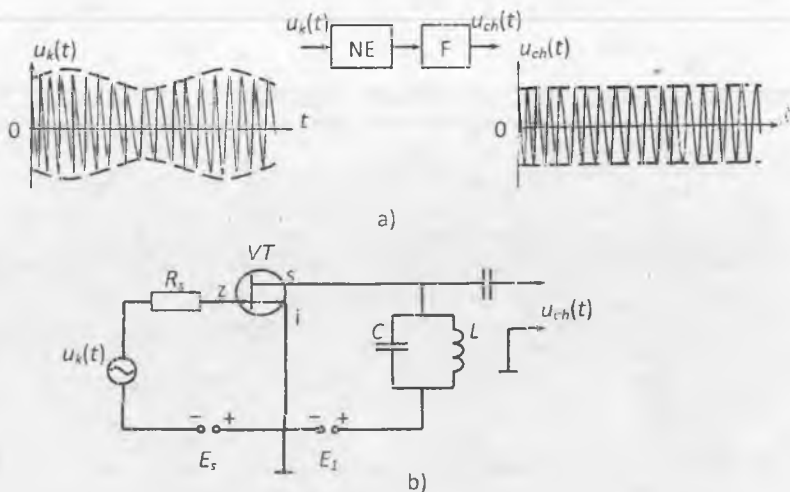


Ikki tomonli chegaralagichlardan garmonik tebranishlar shaklidagi kuchlanishdan trapesiyasimon va to'rtburchak ko'rinishidagi signallarni olishda ham qo'llanadi.

Oniy chegaralagichlar chiqishidagi kuchlanish dioddan o'tayotgan tok shaklini takrorlaydi, chunki  $R_{\text{in}}$  dan tokning hamma spektral tashkil etuvchilari o'tadi va kuchlanish hosil qiladi.

Amplituda cheklagichi (ACh) deb, kirishidagi o'zgaruvchan amplitudali signalni o'zgarmas amplitudali signalga aylantirib beruvchi qurilmaga aytiladi.

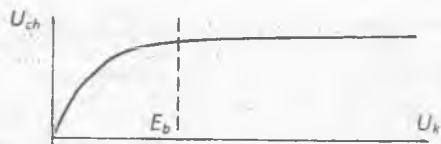
19.14-rasmda amplituda cheklagichning strukturaviy va soddalashgan elektr sxemasi keltirilgan. ACh ni nohiziqli elementlar (diod, tranzistor) yordamida amalga oshiriladi.



19.14-rasm. Signal amplitulasi cheklagichi: a) strukturaviy sxemasi. b) kirish signali vaqt diagrammasi, v) chiqish signali vaqt diagrammasi, g) cheklagich elektr sxemasi

AChda ikki tomonlama cheklangan trapesiyasimon tokdan uning birinchi garmonikasi parallel tebranish konturi yordamida ajratib olinadi, bunda ikki tomonlama oniy cheklagich yuklamasi  $R_{\text{in}}$  vazifasini  $R_c$  ekvivalent qarshilikka ega bo'lgan va tok birinchi garmonikasi chastotasiga sozlangan parallel konur bajaradi. Bunda kirishdagi signal  $u_k(t) = U_k(t) \cos \omega_0 t$  bo'lsa, chiqishida  $u_{ch}(t) = U_m \cos \omega_0 t$  bo'ladi. NE sifatida bipolyar yoki maydon tranzistoridan foydalanilganda mos ravishda uning kollektoriga va stokiga manbadan beriladigan kuchlanish  $E_k$  yoki  $E_{k\text{b}}$ , ular odatdagi rejimda beriladigan 2-3 marotaba kam bo'ladi, chunki bu kuchlanishlarda tranzistorlarning yopiliishi va to'yinish to'klarini ta'minlash uchun ularning kirishiga beriladigan  $u_k(t)$  signal sathi kamayadi.

cheklash bo'sag'asi  $E_b$  ga mos keladigan kuchlanish sathi ham kam bo'ladi. AChlarning asosiy xarakteristikasi bo'lib, u ACh cheklagich chiqishidagi signal amplitudasining kirishdagi signal amplitudasiga bog'liqlik xarakteristikasi hisoblanadi (19.15-rasm).



19.15-rasm. Amplituda cheklagich xarakteristikasi

#### Nazorat savollari

1. Chastota ko'paytirgich nima?
2. Qaysi tur elektr zanjirlarda chastota ko'paytirish mumkin?
3. Chastotani ikkiga va uchga ko'paytirishda kesish burchagi eng maqbul qiymati necha gradus bo'lishi kerak ( $\alpha_n(\theta)$  – koeffitsientlari uchun)?
4. Chastotani ikkiga va uchga ko'paytirishda kesish burchagi eng maqbul qiymati necha gradus bo'lishi kerak ( $\gamma_n(\theta)$  – koeffitsientlari uchun)?
5. Kuchaytirgichlar deb qanday qurilmalarga aytiladi?
6. Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgichning FIK nima uchun 50% kam?
7. Nochiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgichning FIK eng katta qiymati nimaga teng?
8. Kuchaytirish koeffitsienti nima? Kuchaytirgichning amplituda xarakteristikasi qaysi ko'rinishda bo'lishi kerak?
9. A, V va S rejimlarida kesish burchagi qiymati qanday bo'ladi?
10. Aktiv elementning kalit rejimi qanday rejim?
11. Chastota o'zgartirgich qanday qurilma va undan nima maqsadlarda foydalanish mumkin?
12. NE VAXsi  $i = a_1 u + a_3 u^3$  shaklida bo'lsa, undan chastota o'zgartirgich qurilmasida foydalanish mumkinmi?

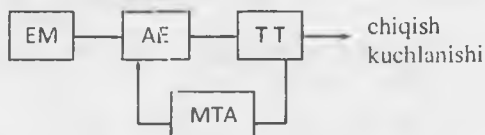
## 20. AVTOGENERATORLAR

### 20.1. LC-avtogenetorlarning ishlash prinsipi

Kuchaytirish qurilmalari, chastota ko'payt'gichlar, modulyatorlar, detektorlar va shu kabi bir qator qurilmalar, faqat ularning kirish uchlariga tashqi qurilmalardan signallar berilganda o'z chiqishlarida tegishli aks ta'sir signalni paydo qiladilar. Bunday qurilmalar odatda majburan qo'zg'aluvchi qurilmalar deb ataladilar.

Ammo shunday qurilmalar borki, ularning chiqishidagi tebranuvchan kuchlanishlar, ularning kirishiga tashqaridan hech qanday ta'sir kuchlanishi berilmaganda ham hosil bo'ladi. Bunday tebranishlar avtotebranishlar deb va ularni hosil qiluvchi qurilmalar avtogenetorlar (AG) yoki genetorlar deb ataladilar.

Tebranishlarni generatsiyalash axborot tizimlaridagi asosiy vazifalardan biri hisoblanadi. Avtogenetorlar doimiy tok elektr manbai (EM) quvvatini so'nmaydigan davriy tebranishlar quvvatiga aylantirib beradilar. AG ning strukturaviy sxemasi 20.1-rasmda keltirilgan.

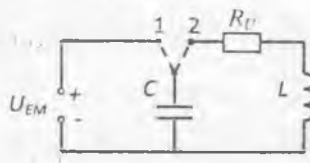


20.1-rasm. Avtogenetor strukturaviy sxemasi

AG ning asosiy elementlari: EM -- elektr manbai, AE -- aktiv element (tranzistor, elektron lampa va h.k.), TT -- tebranish tizimi va MTA -- musbat teskari aloqa.

AG o'z-o'zidan qo'zg'alishi uchun kerakli shartlarni batafsilroq ko'rib chiqamiz. Buning uchun dastlab oddiy LC parallel konturga tashqi ta'sir bo'lganda unda bo'ladigan fizik jarayonni kuzatamiz. Tashqi impuls ta'sir etganda LC konturda sinusoidal shaklda o'zgaruvchi elektr tebranishlari hosil bo'ladi. Konturdagi bu tebranish cheksiz davom etmaydi, asta-sekin so'nadi, chunki konturdagi yo'qotishlar sababli undagi energiya uzluksiz kamayib boradi, yeyiladi va natijada nolga teng bo'ladi.

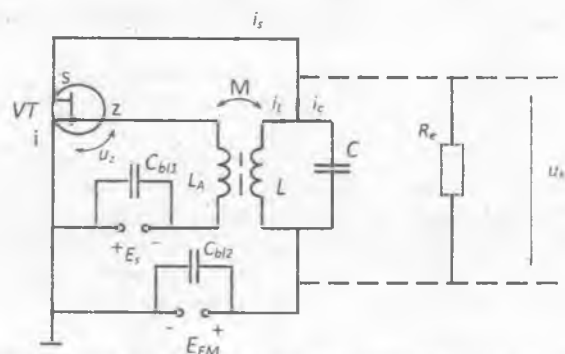
Tebranish konturidagi tebranishlar so'nmasligi uchun LC konturga yeyilayotgan (yo'qotilayotgan) energiyani qoplovchi energiya berib turish kerak. LC konturning o'zida bunday ichki manba yo'qligi uchun, uni tashqi manba hisobiga qoplash kerak. Elektr manbai sifatida doimiy tok yoki kuchlar ish manbaidan foydalaniladi. Endi LC konturdagi fizik jarayonni 20.2-rasmi yordamida ko'rib chiqamiz.



20.2-rasm. Avtogenerator tebranishiga oid chizma

LC konturda boshlang'ich holatda tebranishlar yo'q deb hisoblab  $K$  kalitni ikkinchi holatga o'tkazsak kondensator  $C$  kuchlanish  $U_{em}$  gacha zaryadlanadi. So'ngra kalitni I-holatga o'tkazsak LC konturda sinusoidal shaklidagi erkin tebranishlar paydo bo'ladi. LC konturdagi tebranishlar induktivlik  $L$  ning yo'qotish qarshiligi  $R_y$  hisobiga so'nmasligi uchun, tebranishlar davriga mos ravishda kondensator  $C$  ni elektr manbai  $U_{em}$  ga ulab-uzib turamiz. Natijada kondensator doimiy ravishda o'z zaryadini to'ldirib turadi. Shuning hisobiga LC konturdagi tebranishlar so'nmaydi.

Kalit  $K$  ni tebranishlar bilan sinxron ravishda  $U_{em}$  ga ulab-uzib turish boshqaruv zanjiri (teskari aloqa zanjiri) bo'lishi va u kalit  $K$  ni uzib-ulash haqida ko'rsatma berishi kerak. Bu holda ko'rsatmani tebranishlar chastotasi  $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ni o'rnatuvchi LC kontur bo'lishi kerak. Ushbu oddiy sxema avtogenerator modeli sifatida qabul qilinishi mumkin. 20.3-rasmda AE sifatida maydon tranzistoridan foydalanilgan LC avtogenerator sxemasi keltirilgan.



20.3-rasm. Maydonli tranzistorli avtogenerator elektr sxemasi

Bunda tebranishlar chastotasini LC kontur elementlari qiymatlari aniqlaydi,  $E_{em}$  – doimiy kuchlanish manbai va  $E_c$  – tranzistor zatvoriga beriladigan siljish kuchlanishi. Kalit  $K$  vazifasini tranzistor zatvori bajaradi. Zatvordagi kuchlanish  $U_z$  stok tokini boshqaradi. Stok tokining o'zgaruvchan tashkil etuvchisi LC kontur energiyasini to'ldiradi. Teskari musbat bog'lanish  $L$  bilan induktiv bog'liq bo'lgan

$L_A$  — aloqa katushkasi yordamida amalga oshiriladi.  $L_A$  ni  $L$  ga bog'liqligi o'zaro induksion bog'liqlik koeffitsienti  $M$  kattaligi bilan aniqlanadi. Tranzistor na faqat kalit  $K$  vazifasini bajaradi, u "teskari bog'lanishga", o'zining kuchaytirish xususiyati hisobiga  $LC$  konturga navbatdagi energiya qismini yetkazib beradi.  $E_s$  yordamida tranzistorning kerakli ish rejimi o'rnatiladi, boshlang'ich ish nuqtasi o'rnatiladi. Ammo o'z-o'zidan generatsiya hosil bo'lishi uchun qo'zg'alish sharti va tebranishlar amplituda va chastotasini o'zgarimas barqaror saqlab turish uchun turg'unlik shartlari bajarilishi kerak.

Dastlab o'z-o'zidan qo'zg'alish jarayonini ko'rib chiqamiz. Tabiiyki generatorda tebranishlar yo'qdan bor bo'lmaydi, qandaydir ichki yoki tashqi turtki bo'lishi kerak. Shunday turtki vazifasini zaryad tashuvchi (elektron, ion) larning issiqlik harakati natijasida paydo bo'ladigan tok yoki kuchlanish qiymatining tasodifiy o'zgarishi — fluktuatsiyasi hisoblanadi. Bu fluktuatsiyalar quvvati juda oz bo'lib, ma'lum bir sharoitda tartibli tebranishlar manbai bo'lishi mumkin. Buning uchun 20.3-rasmdagi qurilmada  $E_{em}$  — elektr manbai ulanishi bilan sodir bo'ladigan jarayonni ko'rib chiqamiz.  $i_c$  — stok toki paydo bo'lishi bilan  $LC$  kontur kondensatori  $C$  zaryadlanadi va konturda erkin so'navchi tebranishlar hosil bo'ladi. Induktivlik  $L$  dan o'tayotgan  $i_L$  tok  $L_A$  g'altagida o'zaro induksiya natijasida o'zgaruvchan kuchlanish  $U_z$  ni hosil qiladi. Tranzistor zatvori va istoki orasiga qo'yilgan  $U_z$  kuchlanish, stok toki  $i_c$  ni birdan o'zgarishiga olib keladi. Bu  $i_c$  — toki o'zgaruvchan tashkil etuvchisi  $LC$  konturda  $U_k$  kuchlanish hosil qiladi. Bu  $U_k$  kuchlanish zatvor-istok oralig'idagi  $U_z$  kuchlanishni  $K_k$  marta kuchaytirish natijasi deb qaralishi mumkin. Zatvordagi tebranishlar chastotasi  $LC$  konturdagi tebranishlar chastotasiga teng, demak  $i_c$  — toki o'zgaruvchi spektral tashkil etuvchisi chastotasi ham  $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ga teng. Shuning uchun  $LC$  konturda toklar

rezonansi sodir bo'ladi va kontur qarshiligi oshib  $R_{oc}$  ga teng rezistiv qarshilikka ekvivalent bo'ladi. O'z-o'zidan qo'zg'alish uchun teskari musbat bog'lanish kerakligicha katta bo'lishi kerak, aks holda zatvordagi kuchsiz kuchlanish  $U_z$  stok toki  $i_c$  ning o'zgaruvchi spektral tashkil etuvchisining quvvati  $LC$  konturdagi yo'qotilgan energiyani qoplashga yetarli bo'lmasligi mumkin.

Avtogeneratorni bir tomondan kuchaytirish qurilmasiga o'xshash, chunki  $LC$  konturdagi tebranish kuchlanishining bir qismi teskari bog'lanish orqali tranzistor kirishiga beriladi, u kuchaytiriladi va  $LC$  konturda kuchlanish hosil qiladi, yana takroran teskari bog'lanish orqali tranzistor kirishiga beriladi va ushbu jarayon qayta-qayta takrorlanadi. Tebranishlar amplitudasi asta-sekin oshib boradi va ma'lum kattalikka ega bo'lgandan so'ng, zatvordagi  $U_z$  kuchlanish kichik qiymatlarida chiziqli rejimda ishlayotgan tranzistor, asta-sekin  $U_z$  katta qiymatga erishgandan so'ng nochiziqli rejimga o'tadi. stok toki to'yinish tokiga teng bo'ladi. Natijada  $LC$  konturda qancha energiya yo'qotsa, unga shuncha miqdorda energiya stok toki orqali keladi, tebranishlar amplitudasi barqarorlashadi.

Shunday qilib generator o'z-o'zidan qo'zg'alishi uchun va undagi tebranishlar so'nmasligi uchun teskari bog'lanish musbat bo'lishi va uning qiymati konturda yo'qotilayotgan energiyani to'liq qoplash uchun yetarli bo'lishi kerak.

Agar teskari bog'lanish manfiy bo'lsa, na faqat o'z-o'zidan generatsiya sodir bo'lishi, balki dastlab bo'lgan tebranishlarni ham so'nishiga sabab bo'ladi.

## 20.2. Avtogeneratordagi energetik bog'lanishlar

$LC$  konturda energiya yo'qotilishining asosiy sababi induktivlik  $L$  ning xususiy qarshiligi  $R_e$  hisoblanadi. Ushbu qarshilik  $R_e$  da yo'qotiladigan quvvat

$$P_- = 0,5 I_1 \cdot U_k, \quad (20.1)$$

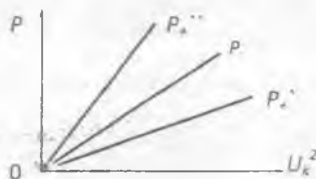
bunda,  $I_1$  – stok toki birinchi garmonikasi amplitudasi,  $U_k$  – konturdagi kuchlanish bo'lib  $I_1 = U_k / R_e$  ligini va o'z navbatida  $R_e = \frac{L}{RC}$  ni e'tiborga olsak

$$P_- = 0,5 U_k^2 / R_e, \quad (20.2)$$

bo'ladi.

(20.2) ifodadan ko'rib turibdiki  $P_-$  quvvat konturdagi kuchlanish  $U_k$  ning kvadratiga proporsional.

Elektr manбайдan konturga berilayotgan quvvat  $P_i$  ham konturdagi kuchlanish  $U_k$  ning kvadratiga proporsional, ya'ni  $P_i \sim U_k^2$ .  $P_i$  va  $P_-$  larning o'zaro nisbatlari  $LC$  konturdagi jarayonning holatini va uning rivojlanishini bildiradi. 20.4-rasmda  $P_+$  va  $P_-$  quvvatlarning  $U_k^2$  ga bog'liqlik grafiği keltirilgan.



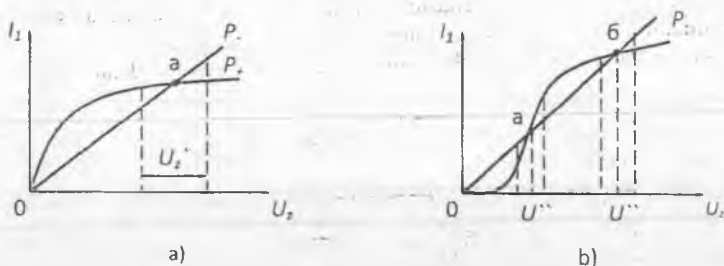
20.4-rasm.  $P_+$  va  $P_-$  quvvatlarning  $U_k^2$  ga bog'liqlik grafiği

Agar  $P_- > P$ , bo'lsa, konturda faqat so'nuvchi tebranish bo'ladi.  $P_i > P_-$  bo'lsa kontur ortiqcha quvvat oladi va undagi tebranishlar amplitudasi oshadi. Tok fluktuatsiyasi natijasida hosil bo'lgan tok va kuchlanishning kichik qiymatlari asta-sekin oshib boradi generatorning qo'zg'alish sharti bajariladi, konturni turg'un holatdan tebranish holatiga keltiradi. (O) nuqtasi turg'un bo'lmaydi. Generatorda kuchaytirish elementining asta-sekin nochiziqli rejimga o'tishi dastlab  $P_i$  qiymatining o'sishini sekinlashtiradi, natijada  $P_i = P_-$  ga erishiladi. Tebranishlar amplitudasi barqarorlashadi.

### 20.3. Avtogenetrlarning ishlash rejimlari

Avtogenetrlarning ishlash rejimlari ularning tebranish xarakteristikallari va o'rtacha qiyalik xarakteristikallari orqali baholanadi.

AG ning tebranish xarakteristikasi deb, aktiv element (tranzistor, elektron lampa va h.k.) dan o'tayotgan tok birinchi garmonikasi  $I_1$  ning uning kirishidagi garmonik shakldagi kuchlanish  $U_2$  amplitudasiga bog'liqligiga aytiladi, ya'ni  $I_1 = F(U_2)$ .



20.5-rasm. a) yumshoq rejim uchun tebranish xarakteristikasi, b) qattiq rejim uchun tebranish xarakteristikasi

20.5a-rasmdagi holatda  $U_2$  qiymati nolga yaqin holatdan to (a) nuqttagacha  $P_1 > P_2$ , demak o'z-o'zidan qo'zg'alish generatsiya sodir bo'ladi va  $P_1 = P_2$  (a) nuqtada tebranishlar amplitudasi barqarorlashadi agar ba'zi sabablarga ko'ra  $U_2$  ning (a) nuqtasiga mos qiymati  $\pm \Delta U$  ga o'zgarsa. uning qiymati bir-oz vaqtdan keyin o'zining (a) nuqtasiga mos holatiga qaytadi, chunki (a) nuqtadan chapda  $P_1 > P_2$  jarayon rivojlanib (a) nuqtaga intiladi. (a) nuqtadan o'ngda  $P_1 < P_2$  bo'lib bu holat uzoq davom etolmaydi va yana asta-sekin  $P_1 = P_2$  bo'lgan (a) nuqtaga qaytadi. Bu rejim yumshoq rejim deb yuritiladi. Bu rejimda (O) nuqtasi dinamik rejimda barqaror emas, (a) nuqtasi dinamik rejimda barqaror, bu holat generatsiya davomida o'zgarmaydi agar tashqi ta'sir generatsiyani so'ndirishga sabab bo'lmasa.

20.5b-rasmda  $P_1$  va  $P_2$  uch nuqtada kesishadi. Boshlang'ich nuqtada (O)  $P_1 = P_2$ , agar, biron bir sabab bilan  $U_2 > 0$  ammo  $< U_2^1$  bo'lsa generatsiya sodir bo'lmaydi  $P_1 < P_2$ , 0 nuqtada rejimi turg'an. (a) nuqtasida  $P_1 = P_2$ , ammo undan chapda  $P_1 < P_2$ , o'ngda esa  $P_1 > P_2$ . Agar (a) nuqtasiga mos kuchlanish qiymati  $U_2^1$  amplitudasi  $\pm \Delta U$  ga o'zgarsa, qurilma ish rejimi o'zgaradi, bunda (a) nuqtadan chapda  $P_1 < P_2$  bo'lgani uchun bor bo'lgan tebranish asta so'nadi, (a) nuqtaning o'ng tomonida  $P_1 > P_2$  bo'lgani uchun u (a) nuqtadagi holatidan (b) nuqtaga mos ish holatiga o'tadi. (a) nuqtasi dinamik rejimda barqaror emas. (b) nuqtasi dinamik rejimda barqaror (bu holat yumshoq rejimdagi (a) nuqtasiga o'xshash holat). 20.5b-rasmdagi holatda generatsiya hosil qilish uchun unga tashqaridan amplitudasi  $U_2^1$  dan katta bo'lgan

turtki kuchlanishi berilishi kerak. Bu tahlilda o'z-o'zidan qo'zg'aluvchi generator rejimi qattiq rejimda qo'zg'alish rejimi deb ataladi.

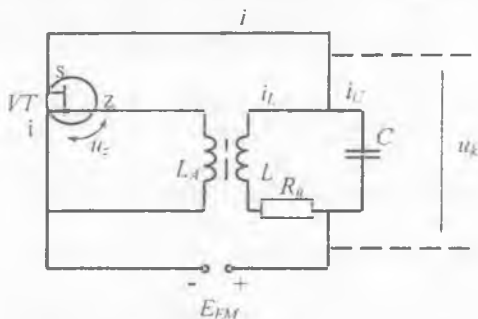
Generatorning yumshoq yoki qattiq rejimda o'z-o'zidan qo'zg'alishi – generatsiya qilishi ish nuqtasi AE VAX sining qaysi qismida o'rnatilganligiga bog'liq.

Agar boshlang'ich holat ish nuqtasi AE VAX sining eng katta qiyalikka ega qismida o'rnatilsa va qo'zg'alish sharti bajarilsa, bu yumshoq rejimga mos keladi. Boshlang'ich ish nuqtasi AE VAX sining qiyaligi kam bo'lgan boshlang'ich qismiga o'rnatilgan bo'lsa, bu qattiq ish rejimiga mos keladi.

#### 20.4. Avtogeneratorlar qo'zg'alish sharti

Tranzistor kirishidagi kuchlanish uning VAX sining juda oz qismiga mos kelsa, ushbu nuqta atrofida uning xarakteristikasini chiziqli va qiyaligi  $S_0$  deb hisoblash mumkin, chunki generatsiya juda kuchsiz tok va kuchlanishlar qiymatining tasodifiy o'zgarishi natijasida yuzaga keladi. Generatsiya sodir bo'lishi jarayonida, uni chiziqli doimiy parametr ga ega deb qaraladi.

Avtogenerator tenglamasini tuzish uchun Kirxgof qonunidan foydalanamiz.



20.6-rasm. Maydon tranzistorli avtogenerator soddalashgan elektr sxemasi

Tranzistor stok toki  $i_s = i_L + i_c$  bo'lib

$$i = S_1 U_z \quad (20.3)$$

ga teng. Tranzistor zatvoridagi kuchlanish  $U_z$  aloqa induktivligidagi EYuK  $E_p$  ga teng.

$$U_z = E_p = M \frac{di_L}{dt} \quad (20.4)$$

(20.4) ni (20.3) ifodaga qo'yib



$$i = MS_0 \frac{di_L}{dt} \quad (20.5)$$

ni olamiz. Sig'im orqali o'tuvchi tokni  $LC$  konturdagi kuchlanish  $U_k$  orqali ifodalaymiz

$$i = C \frac{dU_k}{dt} \quad (20.6)$$

$U_k$  kuchlanishi  $L$  induktivlik va  $R_v$  dagi kuchlanishlar yig'indisiga tengligini e'tiborga olsak

$$u_k = R_v i_L + L \frac{di_L}{dt}, \quad (20.7)$$

(20.7) ifodani differensiallab  $i_c$  tok uchun quyidagi ifodani olamiz

$$i_c = R_v C \frac{di_L}{dt} + LC d^2 \frac{i_L}{dt^2} \quad (20.8)$$

$i_c$  va  $i_L$  toklar yig'indisi  $i$  ni aniqlaymiz, ya'ni

$$MS_0 \frac{di_L}{dt} = i_L + R_v C \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} \quad (20.9)$$

(20.9) ifodaning hamma tashkil etuvchilarini  $LC$  ga bo'lib, quyidagi ifodani olamiz

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left( \frac{R_v}{L} - \frac{MS_0}{LC} \right) \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0, \quad (20.10)$$

bunda  $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$  —  $LC$  kontur rezonans chastotasi.

(20.10) tenglama generatorming o'z-o'zidan qo'zg'alish ish rejimini ifodalaydi. Bu ikkinchi darajali differensial tenglama bo'lib, uning hamma koeffitsientlari doimiy va tokka bog'liq emas.

Oddiy parallel  $LC$  tebranish konturi quyidagi differensial tenglama bilan ifodalanadi

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_n^2 i = 0, \quad (20.11)$$

bunda  $2\alpha = \frac{R_e}{L}$  – kontur soʻnish koʻeffitsienti.

(20.10) va (20.11) tenglamalar tuzilishi bir xil. Shuning uchun generatorning soʻnish koʻeffitsienti teskari bogʻlanish qiymatiga bogʻliq tebranish konturi sifatida qaralishi mumkin. Bu holda (20.10) ni (20.11) oʻxshash koʻrinishga olib kelish mumkin.

$$d^2i_L + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_e^2 i = 0 \quad (20.12)$$

bunda, ekvivalent soʻnish koʻeffitsienti

$$2\alpha_e = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} \quad (20.13)$$

(20.13) dan koʻrinib turibdiki, agar teskari bogʻlanish musbat boʻlsa soʻnish koʻeffitsienti  $\alpha$  kamayadi, chunki  $\frac{MS_0}{LC}$  – musbat. Soʻnish koʻeffitsienti  $\alpha$  tebranishning soʻnish tezligini, yaʼni energiyaning qarshilik  $R_e$  da yoʻqotilish tezligini tavsiflaydi. Demak MTB (musbat teskari, bogʻlanish) orqali tebranish konturiga qoʻshimcha energiya olib kiriladi, bu soʻnish koʻeffitsientini kamaytirish demakdir.

20.7a-rasmda  $\alpha_e$  ning musbat qiymatlarida konturdagi tebranishning soʻnish jarayoni keltirilgan. Soʻnish tezligi  $\alpha_e$  ning absolyut qiymatiga bogʻliq. Teskari bogʻlanishli  $M$  ni oshirish hisobiga

$$2\alpha_e = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} = 0 \quad (20.14)$$

holatga erishish mumkin. Bunda konturdagi tebranishlar soʻnmas boʻladi (20.7b-rasm) va energiyani yoʻqotish toʻliq qoplangan boʻladi.

Agar  $M$  qiymatini, yaʼni MTB qiymatini yanada oshirsak  $2\alpha_e$  – manfiy boʻladi va  $LC$  konturdagi tebranishlar amplitudasining oshishiga olib keladi, yaʼni

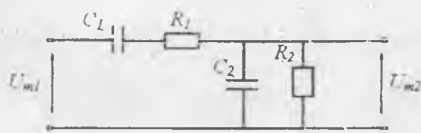
$$2\alpha_e = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} < 0. \quad (20.15)$$

$$\omega_e = \omega_n = \frac{1}{RC} \quad (20.29)$$

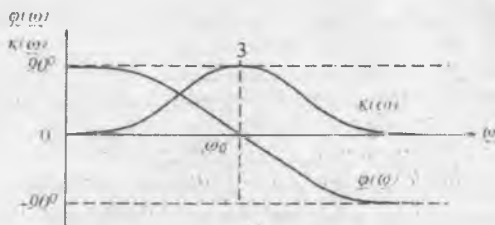
Ushbu ikki kaskadli kuchaytirgichda amplituda balansi, sharti juda osor bajariladi, chunki ikki kaskaddan  $K_{kk}=3$  talab qilinadi. Teskari bog'lanish zanjiri uzatish koeffitsienti  $K_{\text{uz}}$  odatda birga yaqin bo'ladi.

Vinn ko'priqli RC-generator amaliyotda keng qo'llanadi. Bu generatorda ham generatsiya qilinishi kerak bo'lgan umumiy chastotalar diapazoni bir necha diapazonlarga bo'linadi. Har bir diapazonchalar ichida generatsiya chastotasi har ikki kondensator sig'imini bir xil kattalikda o'zgartirish hisobiga erishiladi. Keng chastotalar diapazonini qamrash har ikki rezistorni qarshiligi boshqa rezistorlar bilan almashtirish hisobiga amalga oshiriladi.

Ushbu turdagi generatorlarda ma'lum bir keng chastotalar diapazonini qoplash kerak bo'lsa, u bir necha alohida diapazon qismlariga bo'linadi. B unda har bir diapazon ichida generatsiya chastotasini o'zgartirish bir vaqtda har uch kondensator  $C$  larning sig'imini o'zgaruvchan kondensator yordamida bajariladi. Bir chastotalar diapazonidan boshqasiga o'tish rezistorlar qarshiligini almashtirish hisobiga amalga oshiriladi.



a)



b)

20.15-rasm. a) fazabalanslovchi RC elektr zanjiri, b) fazabalanslovchi RC elektr zanjiri amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikalari

### Nazorat savollari

1. Avtogenerator qanday qurilma?
2. AG dagi LC kontur nima vazifani bajaradi?
3. Nima uchun LC konturga berilgan quvvati asta-sekin kamayadi va tebranishlar so'nadi?

4. LC kontur so'nish koeffisienti nima va u qanday aniqlanadi?
5. AG da musbat teskari bog'lanish nima uchun kerak?
6. AG da tranzistor qanday vazifani bajaradi?
7. Qaysi usul bilan LC konturdagi tebranishlar amplitudasini barqaror qilish mumkin?
8. O'z-o'zidan qo'zg'alish sharti nimalardan iborat?
9. AG tebranishlari chastotasi nimaga teng?
10. AG tebranishlari chastotasini qanday o'zgartirish mumkin?
11. AG tebranish xarakteristikasi deb qanday bog'lanishga aytiladi?
12. AG da amplituda va faza balansi nima uchun kerak?
13. AG yumshoq qo'zg'alganda boshlang'ich ish nuqtasi AE VAX sining qaysi qismida tanlanishi kerak?
14. AG qattiq qo'zg'alganda boshlang'ich ish nuqtasi AE VAX sining qaysi qismida tanlanishi kerak?
15. 3 ta faza suruvchi RC elementli generatsiya chastotasi va AE kuchaytirish koeffisienti nimaga teng?
16. Vipp ko'prigili RC generator generatsiya chastotasi nimaga teng?
17. Majburiy tebranish qurilmalari avtogeneratorlardan qanday farq qiladi?
18. LC konturdagi tebrunish so'nmasligini ta'minlash uchun nima qilish kerak?
19. Nima sababdan avtogenerator chiqishidagi kuchlanish cheksiz katta qiymatga erisha olmaydi?
20. AG tebranish chastotasi nimaga teng va u qanday shart orqali aniqlanadi?
21. Yumshoq va qattiq rejim bir-biridan nima bilan farq qiladi?
22. AG qo'zg'alish shartlarini yozing.
23. Kiritiluvchi manfiy qarshilik qanday fizik ma'noga ega?
24. Amplituda balansi va faza baansi shartlari qanday fizik ma'noga ega?
25. Faza suruvchi RC zanjirli generatorda faza balansi sharti qanday bajariladi va generatsiya chastotasi nimaga teng?
26. Vinn ko'prigili RC-generatorda baza balans sharti qanday bajariladi?
27. 3-nuqtali LC avtogenerator deb qanday generator nomlanadi va nima uchun?
28. RC-generatorlarda generatsiya chastotasini qanday usulda o'zgartirish mumkin?

## 21. PARAMETRIK QURILMALAR

### 21.1. Umumiy tushunchalar

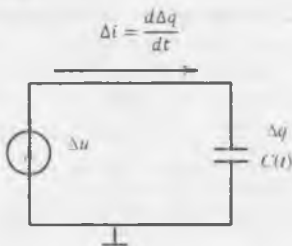
Umuman tarkibida ko'rsatkichlari qiymati vaqt bo'yicha o'zgaruvchi, ya'ni  $R(t)$ ,  $C(t)$  va  $L(t)$  lardan kamida bittasi bo'lgan elektr zanjirlar parametrik zanjirlar deb ataladi. Ammo ko'p hollarda tebranish konturidagi reaktiv elementlar qiymatlarini vaqt bo'yicha o'zgartirish usuli bilan tebranish konturiga energiya kiritishga asoslangan elektr zanjirlar parametrik zanjirlar deb ataladi. Ushbu parametrik zanjirlardagi faqat  $C(t)$  va  $L(t)$  reaktiv elementlariga tashqi manbalar hisobiga energiya to'plash (zahiralash) xususiyatiga egadir.

Parametrik zanjirlar ikki turli bo'ladilar: nizichli va nochizikli. Chizikli parametrik zanjirlardagi elementlarning ko'rsatkichlari (qiymatlari) kuchlanishga bog'liq emas, ammo ushbu zanjirdagi kamida bitta reaktiv elementning qarshiligi vaqt bo'yicha o'zgaruvchan bo'ladi. Chizikli parametrik zanjirlar o'zgaruvchan koefitsientli chizikli differensial tenglama orqali ifodalanadi

$$\frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + a(t)x = u(t). \quad (21.1)$$

21.1-rasmda chizikli parametrik zanjir tasvirlangan.

Nochizikli reaktiv elementli zanjirga bir vaqtning o'zida kuchli  $u_1(t)$  va kuchsiz  $u_2(t)$  signallar yig'indisi ta'sir etsa, u holda kuchsiz signal  $U_2 \ll U_1$  uchun bu zanjir chizikli parametrik zanjir hisoblanadi. Nochizikli parametrik zanjirlar o'zgaruvchan koefitsientli nochizikli differensial tenglama orqali ifodalanadi



21.1-rasm. Chizikli parametrik zanjir

Parametrik zanjirlar asosida parametrik kuchaytirgich va generatorlar yaratish mumkin. Parametrik generatsiya va kuchaytirish parametrik zanjirdagi reaktiv qarshilikni ma'lum darajada boshqarish hisobiga ushbu zanjirdagi yo'qotishlarning miqdorini qoplovchi energiyani kontur rezonans chastotasi bilan ma'lum bir nisbatda bo'lgan chastotali modulyatsiyalovchi signal ta'sirida amalga

oshiriladi. Parametrik zanjirga energiya kiritish jarayoni — energiya kiritish deb ataladi. Bu holatni parametrik konturga manfiy qarshilik kiritish hisobiga uning qarshiligini kamaytirish deb hisoblash mumkin. Manfiy qarshilikni kiritish natijasida xanjirning natijaviy qarshiligi manfiy bo'lsa, u holda kiritilgan energiya zanjirdagi energiya yo'qotishlaridan katta bo'ladi, natijada konturdagi kuchlanish amplitudasi fluktuatsiyasi o'zining boshlang'ich qiymatiga nisbatan kattalashib boradi. Konturdagi avtotebnanish — generatsiya hodisasi yuzaga keladi. Reaktiv element qiymatini tashqi ta'sir asosida vaqt bo'yicha o'zgartirish (modulyatsiyalash)ga asoslangan tebranishlarni hosil qilish parametrik qo'zg'atish deb ataladi. Parametrik generatorlar ikkita barqaror ish holatiga ega bo'lib, ular tebranishlar fazasi qiymati bilan bir-biridan farqlanadi. Uning bu hodisasidan; fazalar qiymatini farqlash va xotirada saqlashda foydalaniladi.

Agar parametrik zanjirga kiritilayotgan manfiy qarshilik ( $r_k$ ) ushbu zanjirdagi energiya yo'qotishlarini to'liq qoplamasa, ya'ni uning yo'qotish qarshiligi  $r_c$  dan absolyut qiymati bo'yicha kichik bo'lsa, u holda konturning aslligi  $Q$  kattalashadi va u kuchaytirgich vazifasini bajaradi. Tebranish konturidagi reaktiv qarshilikni o'zgartirish (modulyatsiyalash) hisobiga uning natijaviy yo'qotish qarshiligiga asoslangan kuchaytirgich — parametrik kuchaytirgich deb ataladi.

Parametrik kuchaytirgichlar xususiy shovqinlari sathi kichik bo'lib, ulardan nisbatan kuchsiz signallarni kuchaytirishda foydalaniladi.

Parametrik element sifatida vaqt bo'yicha sig'imi o'zgaruvchi nohiziqli kondensator  $C(t)$  yoki nohiziqli induktivlik  $L(t)$  dan foydalanish mumkin. Ko'p hollarda  $C(t)$  lardan foydalaniladi. Bunda tebranish tizimiga energiya kiritish nohiziqli reaktiv element parametrini tashqi manbadan beriladigan kiritish (to'ldirish) kuchlanishi berish orqali amalga oshiriladi, demak har qanday parametrik tizimda ma'lum bir chastotali energiya kiritish tebranishi mavjud bo'lishi shart. Parametrik tizimlarda kiritish chastotasidan tashqari bir, ikki va bir necha kuchaytirish va generatsiyalash chastotalarida tebranishlar bo'lishi mumkin.

Ishchi chastotalar soniga qarab parametrik tizimlar: bir chastotali va ko'p chastotali bo'lishi mumkin. Bir chastotali parametrik tizimlarda faqat energiya kiritish chastotasi  $f_k$  dan ikki marta kichik bo'lgan ishchi chastotali tebranish bo'ladi. Bir chastotali kuchaytirgich va generatorlarda rezonans chastotasiga sozlangan bitta tebranish konturi yoki ikkita tebranish konturi bo'lib, ulardan biri ishchi chastotaga va ikkinchisi esa energiya kiritish kuchlanishi chastotasi  $f_k$  ga sozlangan bo'ladi.

Ikki ishchi chastota  $f_1$  va  $f_2$  dan foydalanishga asoslangan tizimni ikki chastotali parametrik tizim deb ataladi. Odatda  $f_1$  va  $f_2$  chastotalar yig'indisi yoki ayirmasi  $f_1 \pm f_2$  — energiya kiritish kuchlanishi chastotasiga teng bo'ladi. Ikki chastotali generator va kuchaytirgichlar odatda ishchi chastotalarga sozlangan ikki rezonans tebranish konturiga, yoki uchta tebranish konturiga ega bo'lib, ulardan

navbatda  $LC$  kontur aslligi  $Q$  ga bog'liq, shuning uchun  $AG$  tebranish chastotasini asllik ta'minlaydi deb qaraladi.

$AG$  tebranish chastotasining barqarorligini ta'minlash maqsadida  $LC$  kontur o'rniga kvars rezonatorlaridan foydalaniladi, chunki uning aslligi  $Q=10^3-10^4$  qilib olinishi mumkin. Bundan tashqari  $AG$  chastotasini barqarorlashtirish elektr manba  $E_m$  – kuchlanishini doimiy-o'zgarmas saqlash va  $AG$  ni maxsus issiqlik va namlik o'zgarmas konteynerlarga joylashtiriladi.

## 20.7. $RC$ -generatorlar

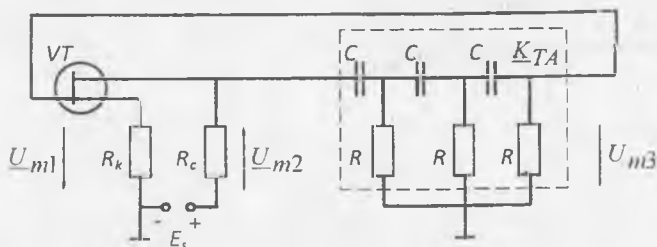
$LC$  konturli  $AG$  yordamida past chastotali signallarni generatsiyalash qiyin, chunki  $L$  va  $C$  larning qiymatlari oshgan sari  $LC$  kontur aslligi  $Q$  juda kamayib ketadi va amplituda balans sharti bajarilmaydi, induktivlik  $L$  o'ramlari oshadi, natijada yo'qotish qarshiligi  $R_y$  da tok katta quvvati sarf bo'ladi,  $L$  va  $C$  larning geometrik o'lchamlari ham katta bo'ladi.

$RC$ -generatorlarda generatsiyalanadigan tebranishlar davri, ushbu elementlar vaqt davriyligi  $\tau = RC$  bilan o'lchamdosh.  $R$  va  $C$  larning qiymatlari katta bo'lgani bilan geometrik o'lchamlari kichik qilib tanlash mumkin, natijada generatsiya chastotasi Gersning mingdan biridan bir necha yuz kHz bo'lishi mumkin.

Xuddi  $LC$   $AG$  dek.  $RC$ -generatorlarda ham amplituda va faza balans sharti bajarilishi kerak.  $AE$  – bipolyar tranzistor umumiy emitter yoki maydon tranzistori umumiy istok sxemasi bo'yicha foydalanilsa, ularning chiqishidagi kuchlanish kirishdagiga nisbatan  $180^\circ$  ga o'zgaradi. Fazalar balans bajarilishi uchun uni yara  $\pm 180^\circ$  ga surish kerak. Fazalarni  $180^\circ$  ga surishni  $RC$  zanjirchalar orqali amalga oshirish mumkin.

### 20.7.1. Faza suruvchi $RC$ zanjirli generatorlar

Bunday generator sxemasi 20.12-rasmda keltirilgan bo'lib, maydon tranzistori  $VT$ , uning yuklamasi  $R_y$  va teskari bog'lanish zanjiri  $K_{T\bar{H}Z}$  dan iborat. Faza balans bajarilishi uchun teskari bog'lanish zanjiri o'z kirishidagi kuchlanishni  $180^\circ$  ga surishi kerak, natijada umumiy faza surishi  $2\pi$  ga teng bo'latfi.



20.12-rasm.  $RC$  avtogenerator elektr sxemasi

Bitta yuqori chastota  $RC$  zanjiri (20.13a-rasm) kirishdagi  $U_m$ , kuchlanishni  $\varphi$  gradusga suradi. 20.13b-rasmda 20.12-rasmdagiga mos belgilashda vektor diagramma keltirilgan. Bunda asos qilib tok  $I_m$  olingan. u bilan rezistor  $R$  dagi kuchlanish  $U_{m2}$  mos keladi; kondensator  $S$  dagi kuchlanish  $U_{m1}$  tok  $I_m$  dan  $90^\circ$  ga kechikadi. Kirish kuchlanishi  $U_{m1}$  chiqish kuchlanishi  $U_{m2}$  va kondensatordagi kuchlanish vektor yig'indisi shaklida aniqlanadi, natijada  $U_{m2}$  fazasi  $U_{m1}$  ga nisbatan  $90^\circ$  ga surilgan bo'ladi.

$RC$  zanjir faza-chastota xarakteristikasini 20.13b-rasmdagi vektor diagramma orqali aniqlaymiz

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_{m1}}{U_{m2}} = \frac{1}{\omega RC} \quad (20.24)$$

20.13v-rasmdagi  $RC$  zanjir faza-chastota xarakteristikasidan ko'rinib turibdiki, kirish va chiqish orasidagi kuchlanish fazasi chastotaga bog'liq. Chastota nolga teng bo'lganda faza siljishi  $90^\circ$  bo'ladi. Ushbu zanjirning uzatish koeffitsienti

$$K_{uz} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega RC}} \quad (20.25)$$

$RC$  zanjirning uzatish koeffitsienti  $\omega = 0$  da nolga teng va  $\omega \rightarrow \infty$  da  $K_{uz} = 1$ .

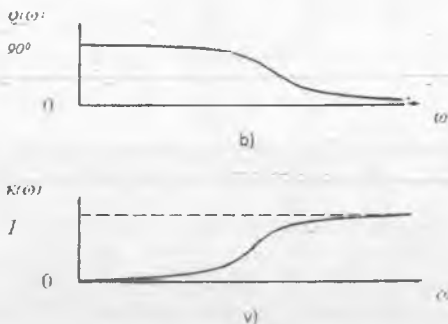
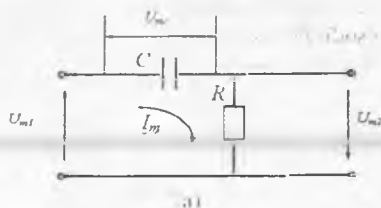
Har bir  $RC$  zanjir qandaydir chastota  $\omega$  da kirish kuchlanishi fazasini  $60^\circ$  ga siljitsa, ulardan uchtasi  $180^\circ$  ga suradi.

Ushbu uchta  $RC$  zanjirli generator  $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$  chastotada tebranadi.

Tranzistorning kuchaytirish koeffitsienti  $K_{kk} = 29$  bo'lganda amplituda balansi sharti bajariladi.

Agar past chastota  $RC$  zanjiridan (20.13a-rasm) uchta olsak, generatsiya chastotasi  $\omega_g = \frac{\sqrt{6}}{RC}$  va  $K_{kk} = 18$  bo'ladi.





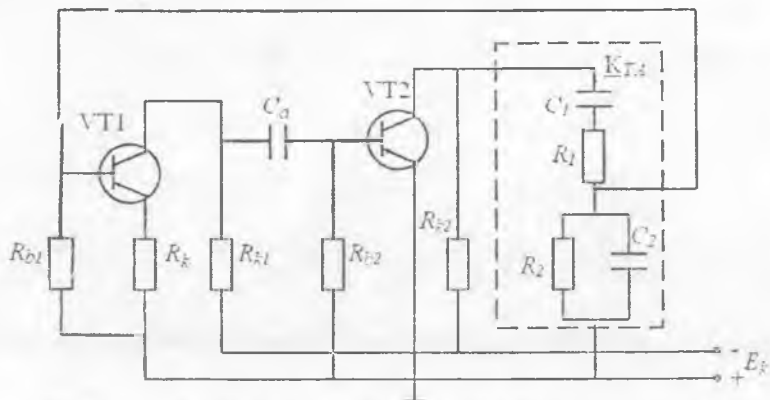
20.13-rasm. a)  $RC$ -generator elementar  $RC$  zanjiri, b)  $RC$  zanjir faza-chastota xarakteristikasi, v)  $RC$  zanjir amplituda-chastota xarakteristikasi

## 20.8. Fazabalanslovchi Vinn ko'priqli $RC$ -generatorlar

Fazabalanslovchi Vinn ko'priqli  $RC$ -generatorning sxemasi 20.14-rasmida keltirilgan.

Generator ikkita umumiy emitterlik kaskadli kuchaytirgichdan va teskari bog'lanish zanjiridan iborat. Ma'lumki har bir kaskad kirish signali fazasini  $180^\circ$  ga buradi, natijada ikki kaskad  $360^\circ$  faza surilishini, ya'ni faza balans shartini bajarilishini ta'minlaydi. Kuchaytirish kaskadlari yuklamalari  $R_{k1}$  va  $R_{k2}$  lardagi kuchlanishlar shakli trapesiyasimon bo'ladi, chunki bir vaqtning o'zida keng spektrli chastotalar uchun faza balans sharti bajariladi. Bunga sabab yuklamalar  $R_{k1}$  va  $R_{k2}$  tanlovchanlik xususiyatiga ega emaslar. Dastlab generatsiya chiziqli rejimda boshlanib so'ngra tranzistorlar nochiziqli rejimda ishlaydilar. Faza balans shartini faqat bitta chastotada bajarilishini ta'minlash, boshqa chastotalarda ushbu shartni bajarilishini buzish uchun ulanish simiga ulangan  $RC$  zanjir  $VT_2$  tranzistor kollektori va umumiy ulanish simiga ulanadi hamda uning parallel ulangan  $RC$  zanjiri va umumiy sim orasidagi kuchlanish qismi  $VT_1$  bazasi va umumiy ulanish simi orasiga beriladi. Odatda  $R_1=R_2$  va  $C_1=C_2$  qiymatlar tanlanadi. Ketma-ket  $RC$  zanjir va parallel  $RC$  zanjirlar kiritadigan faza surilishi faqat bitta chastotada nolga teng bo'ladi, boshqa chastotalardagi tok tashkil etuvchilari uchun

ushbu zanjirlar turlicha kattaliklarda fazani suradilar. Faza surilishi teng bo'lgan chastotada generatsiya sodir bo'ladi.



20.14-rasm. Fazabalanslovchi Vinn ko'priqli RC-generator sxemasi

20.15a-rasmda RC zanjirlar alohida keltirilgan, 20.15b-rasmda RC zanjirlarning amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikalarini keltirilgan. 20.15a-rasmda  $U_{m1}-VT_2$  tranzistor chiqishidagi kuchlanish va  $U_{m2}-VT_1$  kirishidagi kuchlanish 20.15a-rasmdagi zanjir kirishiga chastotasi  $\omega_0 \rightarrow 0$  kuchlanish berilsa, kondensatorning qarshiligini rezistorning qarshiligidan juda katta bo'ladi, ya'ni

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1 \text{ va } \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2 \quad (20.26)$$

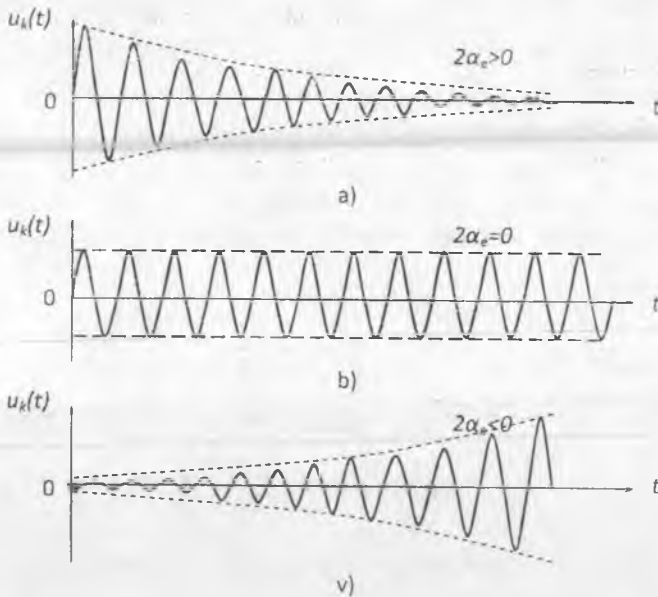
bunda RC zanjir yuqori chastotalar filtri sifatida qaralishi mumkin. Agar RC zanjir kirish kuchlanishining chastotasi  $\omega \rightarrow \infty$  bo'lsa, (20.26) ning teskarisi yuz beradi, ya'ni

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1 \text{ va } \frac{1}{\omega C_2} \ll R_2 \quad (20.27)$$

bo'ladi. Ma'lum bir chastotada ushbu qarshiliklar teng bo'ladi

$$\frac{1}{\omega_0 RC} = \omega_0 RC. \quad (20.28)$$

(20.28) ifodadan generatsiya chastotasi aniqlanadi



20.7-rasm. Avtogenerator tebranishining  $\alpha_c$  ga bog'liqlik grafigi

(20.15) o'z-o'zidan qo'zg'alish shartini aniqlash imkoniyatini beradi.

(20.15) ifodaga  $2\alpha = \frac{R_u}{L}$  ni qo'yib

$$\frac{R_u}{L} - \frac{MS_n}{LC} < 0 \quad (20.16)$$

ni olamiz. Bu (20.16) ifodadan  $M$ -ning o'z-o'zidan generatsiya bo'lishi uchun kerak qiymatini aniqlaymiz, ya'ni

$$M > M_b = \frac{R_u C}{S_0} \quad (20.17)$$

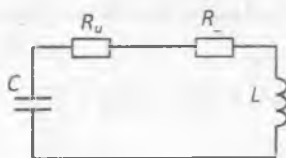
Quyida musbat teskari bog'lanishning boshqacha talqinini keltiramiz. (20.10) tenglamani boshqa ko'rinishda

$$\frac{d^2 i_t}{dt^2} + \frac{1}{L} \left( R_u - \frac{MS_n}{C} \right) \frac{di_t}{dt} + \omega_0^2 i_t = 0 \quad (20.18)$$

(20.18) ifodada  $\frac{MS_0}{C}$  – qarshilik o'lchamiga ega, chunki ushbu tenglamadagi  $R_u$  dan faqat ushbu fizik birlikdagi kattalikni ayirish mumkin, ya'ni  $-\frac{MS_0}{C} = R_u$  bo'lib, konturga energiya olib kiruvchi musbat teskari bog'lanish. Ushbu konturga manfiy qarshilik kiritilganligiga teng bo'ladi. Shuning uchun generatorni LC – tebranish konturiga uning yo'qotish qarshiligi  $R_u$  ga qo'shimcha manfiy  $R_-$  qarshilik kiritilgan ekvivalent sxema (20.8-rasm) ko'rinishida tasvirlash mumkin. Generator o'z-o'zidan qo'zg'alishi uchun  $R_u + R_- < 0$  yoki

$$|R_-| > |R_u| \quad (20.19)$$

bo'lishi shart.

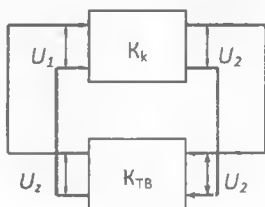


20.8-rasm. Avtogenerator ekvivalent sxemasi

Demak LC tebranish konturiga manfiy qarshilik  $R_-$  ning kiritilishi natijasida undagi yo'qotilayotgan energiyani qoplovchi energiya kiritildi deb hisoblanishi mumkin.

### 20.5. Avtogeneratorlar barqaror rejimi

Avtogeneratorni quyidagi umumiy ko'rinishda tasavvur etish mumkin. U ikki asosiy qismdan: kirish signalini  $K$  marta kuchaytiruvchi qurilma va kuchaytirilgan kuchlanishning bir qismini teskari bog'lanish hisobiga kuchaytirgich kirishiga qayta kiritishni ta'minlovchi qism.



20.9-rasm. Avtogenerator barqaror rejimda ishlashiga oid strukturaviy sxema

Avtogenerator barqaror rejimda ishlashi uchun uning chiqishidagi kuchlanish  $\dot{U}_{ch}$ , teskari bog'lanish qismida necha marta kamaygan bo'lsa, kuchaytirish qurilmasi shuncha marotaba  $\dot{U}_1$  ni kuchaytirishi kerak. Agar kuchaytirish qismi va teskari bog'lanish koeffitsientlarini mos ravishda

$$\dot{K}_k = K_k e^{j\varphi_k(\omega)} \quad \text{va} \quad \dot{K}_{TB} = K_{TB} e^{j\varphi_{TB}(\omega)} \quad (20.20)$$

deb olishimiz mumkin. Barqaror rejimda

$$\dot{K}_k \cdot \dot{K}_{TB} = 1 \quad \text{yoki} \quad K_k \cdot K_{TB} = 1 \quad \text{va} \quad \varphi_k(\omega) + \varphi_{TB} = 0; 2\pi n \quad (20.21)$$

shart bajarilishi kerak.

(20.21) ifoda avtogeneratorlarning kompleks tenglamasi deb ataladi. Unga binoan AG yopiq tizimidagi umumiy kompleks uzatish koeffitsienti birga teng bo'lishi kerak yoki alohida-alohida shart sifatida, ya'ni:

- AG yopiq tizimidagi uzatish koeffitsienti birga teng bo'lishi;
- AG yopiq tizimidagi fazalar o'zgarishi yig'indisi 0 (no!) ga yoki  $2\pi n$  ga teng bo'lishi kerak.

(20.21) ifodadagi fazalar balansi sharti bajarilishi uchun LC – tebranish konturi yopiq tizimga olib kirayotgan faza  $\varphi_{LC}(\omega) = 0$  bo'lishi kerak. Ushbu

shartdan avtogeneratorning tebranish chastotasi aniqlanadi, ya'ni  $\omega_r = \omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

, chunki faqat konturning rezonans chastotasida u faqat rezistiv kattalik bo'ladi.

Xulosa qilib aytganda LC – generator o'z-o'zidan qo'zg'alishi uchun dastlab  $\dot{K}_k \cdot \dot{K}_{TB} > 1$  bo'lishi va barqaror rejimda  $\dot{K}_k \cdot \dot{K}_{TB} = 1$  bo'lishi kerak.

## 20.6. Uch nuqtali avtogeneratorlar

Avtogeneratorlarni 20.10-rasmda keltirilgan ekvivalent sxema orqali o'rganish mumkin. Bunda AG aktiv element tranzistor stoki va zatvori orasidagi elementlar  $\dot{Z}_1$ ; zatvor-istok orasidagi elementlar  $\dot{Z}_2$  va stok-istok orasidagi elementlar  $\dot{Z}_3$  ekvivalent kattalikka ega deb hisoblanadi. Ma'lumki, AG tebranish chastotasi uning konturi rezonans chastotasi uning konturi rezonans chastotasiga teng bo'ladi. Buning uchun hamma reaktiv qarshiliklar yig'indisi nolga teng bo'lishi kerak, ya'ni

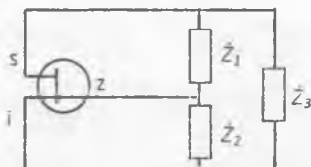
$$\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 = 0 \quad (20.22)$$

(20.22) shart bajarilish uchun:

$$\dot{Z}_1 > \dot{Z}_2 \quad \text{va} \quad \dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 \quad (20.23)$$

bo'lishi, demak  $\dot{Z}_2$  va  $\dot{Z}_3$  bir xil reaktiv xarakterga ega bo'lishi kerak.

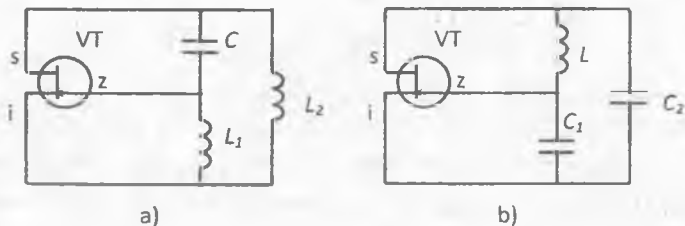
(20.22) va (20.23) ifodani e'tiborga olib  $\dot{Z}_1$ ,  $\dot{Z}_2$  va  $\dot{Z}_3$  larni tegishli induktiv element va kondensator bilan almashtiramiz.



20.10-rasm. Avtogenerator uch nuqtali ekvivalent sxemasi

20.11a-rasmda keltirilgan induktivlik uch nuqta AG deb nomlanadi, chunki tranzistor – AE ning uch ulanish nuqtasiga induktivliklar ulangan.  $L_1$ ,  $L_2$  va  $C$  ning ma'lum bir qiymatlarida (20.22) shart bajariladi, ya'ni faza balansi sharti bajariladi.

20.11b-rasmda keltirilgan sig'imli uch nuqta AG deb nomlanadi, chunki tranzistor – AE ning uch ulanishi nuqtasiga kondensatorlar ulangan, bo'lib  $L$ ,  $C_1$  va  $C_2$  ning ma'lum bir qiymatlarida (20.22) shart yuqariladi. Ushbu (20.22) shart bajarilgan chastotada AG tebranadi, chunki fazalar balansi sharti bajariladi. Ikkinchi shart, amplitudalar balansi sharti juda oson bajariladi, chunki hozirgi AE – tranzistorlar va operasion kuchaytirgichlar katta kuchaytirish qobiliyatiga egalar.



20.11-rasm. a) uch nuqtali induktivlik avtogenerator sxemasi. b) uch nuqtali sig'imli avtogenerator sxemasi

AG asosiy ko'rsatkichlaridan biri u tebranayotgan chastotaning doimiyligi – barqarorligidir. AG tebranish chastotasi barqarorligi absolyut o'zgarishi  $\pm \Delta\omega_0$  va

nisbiy o'zgarishi  $\pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  orqali baholanadi. AG chastotasining barqarorligi birinchi

ikkitasi ishchi chastotalar  $f_1$  va  $f_2$  ga va uchinchi energiya kiritish kuchlanish tebranish chastotasi  $f_k$  ga sozlangan bo'ladi.

Parametrik tizimlarni tadqiq etishda asosan quyidagi uch usuldan foydalaniladi.

Birinchi usulda parametrik tizimlardagi jarayonlar o'zgaruvchan ko'effisientli nochiziqli differensial tenglama orqali ifodalandi. Ushbu tenglamalarni yechishning umumiy usuli mavjud emas. Ba'zi xususiy hollar uchun Mate tenglamasidan foydalaniladi.

Parametrik tizimlardagi jarayonlarni tahlil etishning ikkinchi usuli Menli va Rou teoremasidan foydalanishga asoslangan. Menli va Rou teoremasi ideal filtrdan foydalanilganda yo'qotishlarsiz nochiziqli reaktiv elementli sxemalarda umumiy energetik munosabatlarni o'rnatadi. Menli va Rou teoremasidan foydalanib, energiya kiritish kuchlanishi chastotasi va ishchi chastotalari orasidagi nisbatlar asosida tizimning generatsiyalash (o'z-o'zidan- qo'zg'alish) shartini yoki kuchaytirish ko'effisientining chegaraviy qiymatlarini aniqlash mumkin.

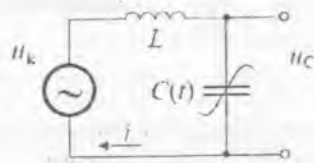
Menli va Rou teoremasini qo'llab parametrik tizimning generator va kuchaytirish ish holati uchun talab etiladigan ko'rsatkichlarga javob beradigan funksional sxemasini yoki aksincha beraligan funksional sxema va chastotalarda ushbu sxema generator yoki kuchaytirish holatida ishlashi mumkinligini yoki mumkin emasligini aniqlash mumkin.

Menli va Rou teoremasi aniq bir reaktiv element yoki filtrning xarakteristikalarini hisobga olmaydi. Shuning uchun bu teorema asosida olingan natijalar chegaraviy bo'lib, faqat ideal sharoitlarda amalga oshirilishi mumkin.

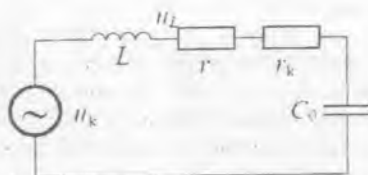
Boshqa usullar bilan hisoblangan yoki tajriba asosida olingan natijalarni nazariy usulda Menli va Rou teoremasi asosida aniqlangan chegaraviy qiymatlar bilan taqqoslash natijasida real parametrik tizimni ideal tizimga qanchalik yaqinligini topish mumkin.

Ma'lumki radiotexnik zanjirdagi reaktiv element ( $C$  va  $L$ )lar parametri qiymatini davriy shaklda o'zgartirilganda undagi energetik munosabatlar o'zgaradi. Bunda parametrik zanjirga davriy ravishda energiya kiritiladi yoki zanjirdan energiya chiqarib olinadi. Bu jarayonni parametrik zanjirga qarshilik  $r_k$  kiritish deb qarash mumkin. Bunda zanjirga energiya kiritilganda  $r_k < 0$ , ya'ni manfiy bo'ladi va zanjirdagi energiya yo'qotish ko'paysa, u holda  $r_k > 0$  bo'ladi. Ushbu davriy ravishda sig'imi o'zgaruvchi  $C(t)$  kondensator yoki induktivligi o'zgaruvchi  $L(t)$  parametrik zanjirni o'zgarimas  $C_0$  sig'imli kondensator yoki o'zgarimas  $L_0$  induktivlik va kiritiladigan qarshilik  $r_k$  dan iborat bo'lgan ekvivalent sxema orqali ifodalash mumkin.

21.2a-rasmda sig'imi davriy ravishda o'zgaruvchi kondensator  $C(t)$  li tebranish konturi va 21.2b-rasmda ushbu tebranish konturining ekvivalent sxemasi keltirilgan. 21.3-rasmda esa ushbu tebranish konturidagi jarayonlarni tushuntirishga tegishli vaqt diagrammalari keltirilgan.

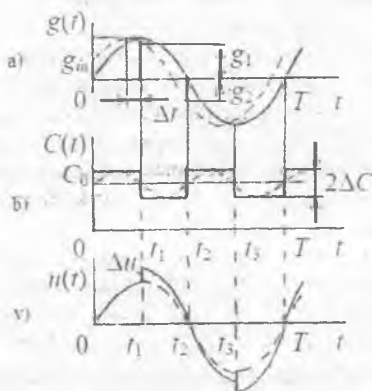


a)



b)

21.2-rasm. Sig'imi davriy ravishda o'zgaruvchi kondensatorli tebranish konturi (a), ushbu tebranish konturining ekvivalent sxemasi (b)



21.3-rasm. Tebranish konturidagi jarayonlarni tushuntirishga tegishli vaqt diagrammalari

Tebranish konturidagi energetik munosabatlar quyidagicha ifodalanadi: kondensatorlardagi tsplangan energiya  $E_c = CU^2/2 = q^2/(2C)$ , va kondensator sig'imining  $\Delta C$  ga o'zgarishi undagi energiyaning  $dE_c = -(q^2/(2C))dC$  ga o'zgarishiga olib keladi. kondensatordagi zaryad  $q(t) = q_m$  bo'lgan  $t = t_1$  vaqtida uning sig'imining  $2\Delta C$  ga kamayishi ushbu zanjirdagi energiyaning maksimal darajadagi qo'shimcha  $\Delta E_c = -(q_m^2/(2C)) \cdot (2\Delta C/C)$  olishiga va undagi



kuchlanishni  $\Delta u$  ga kattalashishiga sabab bo'ladi. Yarim davrdan so'ng  $t = t_1$  vaqtda kondensator sig'iminining yana bir bor  $2\Delta C$  ga kichiklashishi undagi energiyani va kuchlanishni yana  $\Delta E_c$  va  $\Delta u$  ga kattalashishiga olib keladi va ushbu jarayon  $f_k = 2f_n$  chastota bilan takrorlanadi.

Reaktiv element  $C(t)$  va  $L(t)$  sig'imi yoki induktivligini tebranish konturi rezonans chastotasi (kirish signali chastotasidan ikki marta katta chastota) bilan o'zgarish ish holati ( $\omega_k = 2\omega_0$ ) – sinxron ish holati deb ataladi. Bu ish holatida parametrik zanjirga kiritilayotgan qarshilik quyidagicha ifodalanadi:

$$r_k = -kmX \cos(2\varphi), \quad (21.2)$$

bunda,  $X = X_c = 1/(\omega_0 C_0)$  – parametrik kondensatorning kirish chastotasi  $\omega_0$  dagi qarshiligi;  $m = m_c = 2\Delta C / C_c$  – kondensator sig'iminining o'zgarish koeffitsienti;  $\varphi = \omega_0 t$  – faza boshlang'ich farqi,  $\Delta t$  – signalning vaqt bo'yicha farqlanishi (21.3b-rasm).

Agar kondensator  $C(t)$  sig'imi kamayishining eng katta tezligi kondensator zaryadining eng katta qiymatiga, ya'ni

$$\left. \frac{dC}{dt} \right|_{\text{qayt.} t=0} = \max < 0 \quad (21.3)$$

ga ega bo'ladi va  $\Delta t = 0$ ;  $\varphi = 0$  va kiritilayotgan qarshilik o'zining eng katta qiymatiga ega bo'ladi, ya'ni  $r_{k \max} = -kmX$  ga teng bo'ladi.

(21.2) ifodadagi  $k$  koeffitsienti reaktiv element  $C(t)$  ning parametrini o'zgarish qoniniyatiga bog'liq bo'lib, to'rtburchaksimon (sarkab o'zgaruvchi) va garmonik shakldagi o'zgarish qonuniyati uchun mos ravishda  $k_x = 2/\pi$ ;  $k_x = 1/2$  ga teng.

Agar  $\omega_k = 2\omega_0 - \Omega$  bo'lsa ( $\Omega \ll \omega_0$ ) energiya tebranish konturiga asinxron ish rejimida kiritilayotgan hisoblanadi. Bu ish holatida faza farqi  $\varphi$  (yoki  $\Delta t$ ) o'zgaruvchan, ya'ni  $\varphi = \Omega t$  bo'ladi. Shuning uchun asinxron ish holatida tebranish konturiga kiritilayotgan qarshilik quyidagicha ifodalanadi:

$$r_k(t) = kmX(\sin x/x) \cos(2\varphi + x + \Omega t), \quad (21.4)$$

bunda,  $x = \pi\Omega/\omega_0$  – vaqtga bog'liq ravishda  $\Omega$  chastota bilan o'zgaradi va tebranish konturiga kiritilayotgan qarshilik ham mos ravishda vaqt bo'yicha va davriy ravishda musbatdan manfiyga va aksincha manfiydan musbatga o'zgarib turadi.

Xususiyl holda  $\Omega = 0$  va  $x = 0$  bo'lganda (21.4) ifoda (21.2) ifoda ko'rinishini oladi.

## 21.2. Parametrik kuchaytirish

Agar chiqish kuchlanishi (21.2a-rasm) reaktiv elementlarning biridan olinsa, u holda rezonans chastotasi ( $\omega = \omega_r$ ,  $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$  va  $X = \rho$ ) da ushbu konturning uzatish koeffitsienti kattaligi ushbu zanjirga kiritilayotgan qarshilik qiymatiga va musbat yoki manfiyligiga bog'liq bo'ladi, ya'ni

$$K = U_{ch}/U_k = \frac{I\rho}{I(r+r_k)} = \frac{Q}{1+r_k/r} = Q_k. \quad (21.5)$$

Parametrik konturning oddiy tebranish konturiga nisbatan kuchaytirish koeffitsienti quyidagicha aniqlanadi:

$$K_k = \frac{K}{Q} = \frac{Q_r}{Q} = 1/(1+r_k/r). \quad (21.6)$$

(21.6) ifodaga kiritish qarshiligi  $r_k$  ning (21.1) va (21.4) formulalar orqali aniqlanadigan qiymatini qo'yib, tebranish konturining sinxron va asinxron ish holatlaridagi kuchaytirish koeffitsientini aniqlaymiz.

$$K_{k_{sin}} = (1 + kmQ \cos 2\varphi)^{-1}. \quad (21.7)$$

$$K_{k_{asin}} = (1 - kmQ(\sin x/x)\cos(2\varphi + x + \Omega t))^{-1}. \quad (21.8)$$

Asinxron ish rejimida kuchaytirishning asosiy kamchiligi bu uning kuchaytirish koeffitsientining  $\Omega$  chastota bilan vaqtga bog'liq ravishda o'zgarib turishi hisoblanadi.

Sinxron va asinxron ish holatidagi parametrik kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientlari ( $K_{k_{sin}}$  va  $K_{k_{asin}}$ )  $f_0$  va  $f_k$  chastotalari orasidagi fazalar farqi  $\varphi$  ga bog'liq ravishda parametrik zanjirga kiritilayotgan qarshilik qiymatiga bog'liq ravishda o'zgaradi. Shuning uchun parametrik kuchaytirgich faza tanlovchanlik xususiyatiga ega bo'lib, sinfazali ish holatida ( $\varphi=0$  va  $\omega_k = 2\omega_0$ ) uning kuchaytirish koeffitsienti o'zining eng katta (maksimal) qiymatiga ega bo'ladi, ya'ni

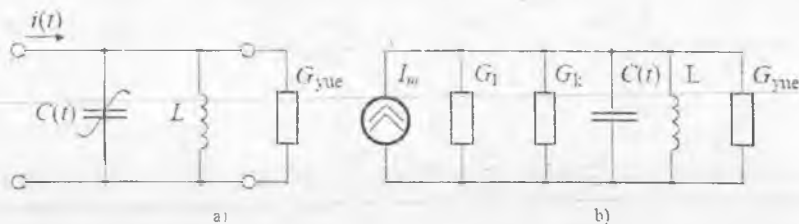
$$K_{k_{max}} = (1 - kmQ)^{-1} \quad (21.9)$$

bo'ladi.

Parametrik kuchaytirgich ish holati barqaror (o'z-o'zidan generatsiya ish holatiga o'tmasligi) bo'lishi uchun  $kmQ < 1$  sharti bajarilishi kerak. Ushbu shartning bajarilishi uchun reaktiv element parametrining o'zgarish koeffitsienti  $m < m_{kr} = (kQ)^{-1}$ . Bo'lishi talab etiladi.

21.4a-rasmda tok manbaiga  $G_r = 1/R_r$  o'tkazuvchanlik bilan ulangan parallel tebranish konturi sxemasi va 21.4b-rasmda esa ushbu konturning ekvivalent sxemasi kiritilgan, bunda  $G_{kr} = G_r + G_{yu}$  — ekvivalent yuklamaning o'tkazuvchanligi bo'lib, u tebranish konturi o'tkazuvchanligi  $G_r = 1/Z_r$  va tebranish konturi yuklamasi o'tkazuvchanligi  $G_{yu} = 1/R_{yu}$ , kiritilgan o'tkazuvchanlik  $G_k$  dan iborat bo'lib,

$$G_k = 1/R_k = r_k / \rho^2 \quad (21.10)$$



21.4-rasm. Tok manbaiga  $G_r = 1/R_r$  o'tkazuvchanlik bilan ulangan parallel tebranish konturi sxemasi (a) va ushbu konturning ekvivalent sxemasi (b)

Parametrik tebranish konturiga sinxron ish holatida kiritilayotgan o'tkazuvchanlik quyidagicha teng:

$$G_k = -km\omega_0 C_0 \cos(2\varphi). \quad (21.11)$$

Parametrik kuchaytirgich yuklamasidagi kuchlanish va unda ajralib chiqadigan quvvat quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$\begin{aligned} U_m &= I_m / (G_r + G_{yu} + G_k); \\ P_{in} &= 0,5 I_m^2 G_{yu} / (G_r + G_{yu} + G_k)^2. \end{aligned} \quad (21.12)$$

Agar reaktiv element  $C(t)$  sig'imi qiymati o'zgarmas bo'lsa, u holda yuklamadagi kuchlanish va undan chiqarib olish mumkin bo'lgan quvvat quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

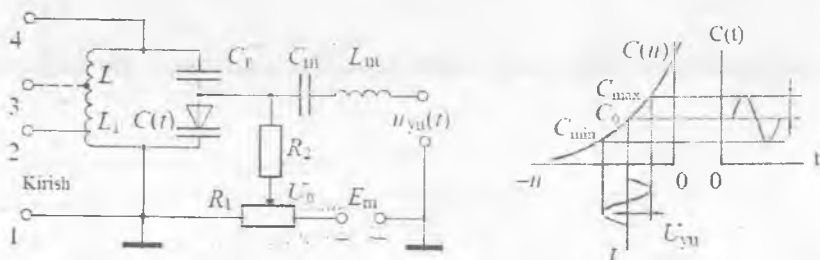
$$\begin{aligned} U_m &= I_m / (G_r + G_k); \\ P_{in} &= 0,5 I_m^2 G_{yu} / (G_r + G_{yu})^2. \end{aligned} \quad (21.13)$$

(21.12) va (21.13) ifodalar orqali parametrik kuchaytirgichning kuchlanish va quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsientlarini quyidagicha aniqlanadi:

$$K_{k_r} = U_m / U_n = \frac{G_r + G_{m_r}}{G_r + G_{m_r} + G_k};$$

$$K_{k_p} = U_m / U_n = \frac{(G_r + G_{m_r})^2}{(G_r + G_{m_r} + G_k)^2} \quad (21.14)$$

21.5-rasmda induktivlik  $L(t)$  va  $C(t)$  reaktiv element sifatida varikapdan foydalanishga asoslangan bir konturli parametrik kuchaytirgichning amaliyotda foydalaniladigan sxemasi misol shaklida keltirilgan.



21.5-rasm. Reaktiv element sifatida varikapdan foydalanishga asoslangan bir konturli parametrik kuchaytirgich sxemasi

Signal manbai ichki qarshiligi bilan parametrik konturning rezonans qarshiligini bir-biri bilan moslashtirish uchun u konturga qisman ulangan (1-2 kirish nuqtalari). Xuddi shu sababli chiqish kuchlanishi 1-4 nuqtalardan emas, 1-3 nuqtalarga ulanish orqali ajratib olinadi.

### 21.3. Parametrik generatsiyalash

Parametrik konturning generatsiyalash sharti umumiy holda undagi fizik jarayonlarni ifodalovchi o'zgaruvchan parametrlil nochiqli differensial tenglamani yechish orqali aniqlanadi.

Parametrik konturning o'z-o'zidan qo'zg'alish – generatsiyalash sharti quyidagilardan iborat:

$$r_k < 0 \text{ va } r_{k_{br}} = r. \quad (21.15)$$

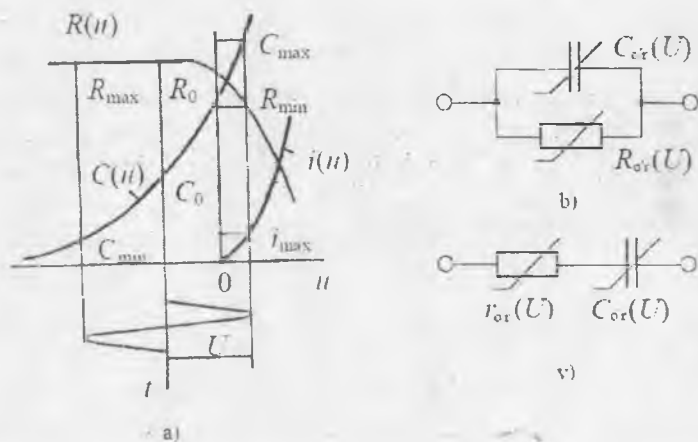
Har qanday avtogeneratorlardagidek parametrik generatorlarda ham tebraniyalar amplitudasining stasionar (turg'un, o'zgarmas) qiymatiga undagi nochiqli bog'lanishlarga asoslangan. Bunda parametrik konturdagi tebraniyalar amplitudasi o'tisli jarayoni davrida asta-sekin kattalashib, bu jarayon konturga

kiritilgan quvvat  $P_k$  ushbu konturdagi yo'qotilayotgan quvvat  $P_r$  ga teng bo'lguncha, yoki tebranish konturiga kiritilayotgan manfiy qarshilik  $r_k$  konturning yo'qotish qarshiligi  $r_r$  bilan tenglashguncha davom etadi

$$P_k = P_r, \quad r_k = r_r, \quad G_k = G_r. \quad (21.16)$$

Tebranish konturida o'zgaruvchan reaktiv kondensator sifatida varikapdan foydalanilganda, undagi tebranishlar amplitudasi o'zining o'zgarmas - stasionar qiymatiga ega bo'lishiga (erishishiga) asosan ikki: dissipativ va sozlanmaganlik hodisasi sabab bo'ladi.

Sozlanmaganlik hodisasi varikap  $C(u)$  xarakteristikasining nohiziqli bog'lanishi sababli hosil bo'ladi (21.6a-rasm). Generatsiyalanayotgan kuchlanish amplitudasining kattalashishi natijasida varikap  $p-n$  o'tishiga qo'yilgan kuchlanish amplitudasi kattalashadi va natijada varikapning sig'imi o'rtacha qiymati  $C_{or} = (C_{max} + C_{min})/2 > C_0$  kattalashadi, bu esa o'z navbatida konturning xarakteristik qarshiligi  $\rho$  ning va rezonans chastotasining kichiklashishiga sabab bo'ladi, konturga kiritilayotgan qarshilik qiymati kichiklashadi.



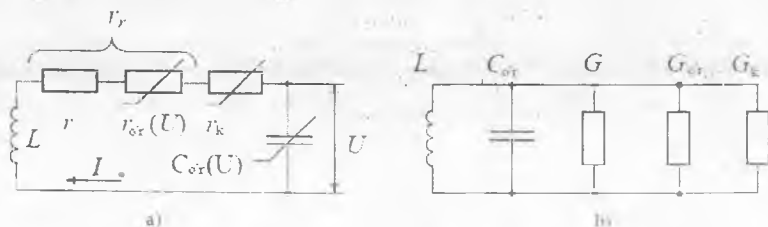
21.6-rasm. Sozlanmaganlik hodisasini tushuntirishga oid

Parametrik tebranish konturidagi kuchlanish qiymatining o'zgarmas - stasionar qiymatga erishishiga undagi dissipativ hodisasi, ya'ni varikap  $p-n$  o'tishi volt-ampere xarakteristikasi  $i(u)$  ning nohiziqiligi sabab bo'ladi (21.6a-rasm). Generatsiyalanayotgan tebranishlar amplitudasi kattalashgan sari

$I_{avr} = (i_{\max} - i_{\min})/2$  kattalashadi, o'rtacha qarshilik  $R_r(U) = (i_{\max} - i_{\min})/2$  kichiklashadi, natijada ketma-ket qarshilik o'rtacha qiymati  $r_{or}(U) = \rho^2 / R_{or}(U)$  kattalashadi va shu bilan birga yo'qotish qarshiligi natijaviy qiymati ham kattalashadi (21.7a-rasm)

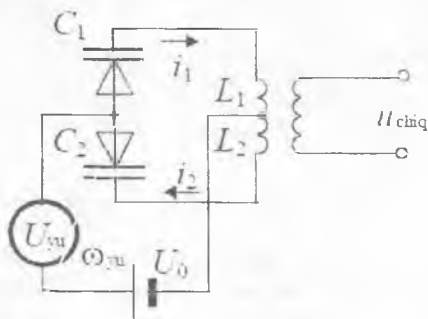
$$r_y = r + r_{or}(U). \quad (21.17)$$

Yuqoridagilarni e'tiborga olsak 21.7a-rasmdagi generatorning ekvivalent sxemasi  $r, r_{or}(U), r_k$  - aktiv qarshiliklardan tashkil topgan bo'ladi. Ushbu sxemadan o'tkazuvchanliklar orqali tasvirlangan ekvivalent sxemaga o'tish mumkin, bunda  $G = r/\rho^2, G_{or} = r_{or}(U)/\rho^2, G_k = r_k/\rho^2$  (21.7b-rasm).



21.7-rasm.  $r, r_{or}(U), r_k$  - aktiv qarshiliklardan tashkil topgan generatorning ekvivalent sxemasi

Amaliyotda foydalaniladigan parametrik generatorlar 21.7a va 21.7b-rasmlardagidan farq qiladi. 21.8-rasmda balanslashga asoslangan parametrik generatorning soddalashgan sxemasi keltirilgan bo'lib, uning chiqishida energiya kiritish chastotasili kuchlanishning bo'lmazligini ta'minlaydi.



21.8-rasm. Balanslashga asoslangan parametrik generatorning soddalashgan sxemasi

#### 21.4. Ko'p konturli parametrik sxemalarda quvvat balansi

21.8-rasmda kondensator  $C(u)$  parallel ravishda uchta tebranish konturi ulangan bo'lib, ulardan: birinchisi kuchaytirish signali manbaiga, ikkinchisi energiya kiritish manbaiga  $\omega_c$  va  $\omega_k$  chastotalarga sozlangan tegishli tor polosali filtrlar orqali ulangan. Uchinchisi esa, bu yuklama qarshiligi  $R_m$  va kombinasion chastota

$$\omega_{k,m} = m\omega_c + n\omega_k \quad (21.19)$$

ga sozlangan tor polosali filtrdan iborat. Bunda  $m$  va  $n$  — butun sonlar. Tokning kombinasion tashkil etuvchilari faqat ushbu konturdan o'tadi va yuklama  $R_m$  da ma'lum bir quvvat  $R_m$  ni ajratib olish imkoniyatini beradi.

Ushbu mustaqil parametrik tizim uchun energiya saqlanish qonuniga asosan

$$P_c + P_k + P_m = 0. \quad (21.20)$$

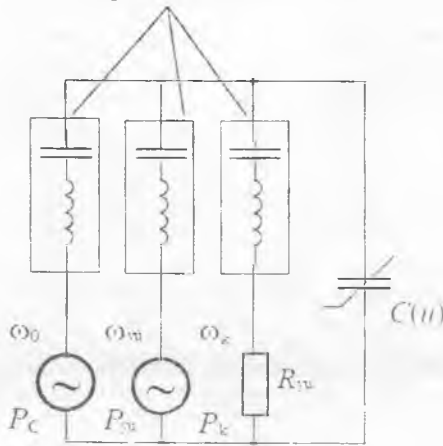
(21.20) tenglik  $f_k$  va  $f_c$  larning har qanday qiymatlari uchun faqat quyidagi shart bajarilgandagina o'rinli bo'ladi:

$$\begin{aligned} P_c / f_c + mP_m / (mf_c + nf_k) &= 0, \\ P_k / f_k + nP_m / (mf_c + nf_k) &= 0. \end{aligned} \quad (21.21)$$

(21.21) tenglama Menli va Rou tenglamasi deb ataladi va ko'p konturli tizimlarda quvvatlarning o'zaro tizim kirish signali va kiritish signali fazalari farqiga nisbatan sezuvchanlikka ega emas, ya'ni quvvatlar taqsimoti kirish signali va kiritish signali fazalari farqiga bog'liq emas.

21.9-rasmda kirish signali va chiqish signali ikki alohida-alohida konturlarda bo'lgani uchun bunday tizim ikki konturli tizim deb ataladi. Amalda ko'p konturli parametrik tizimlardan ham foydalaniladi, bunda bir necha kombinasion chastotalarga sozlangan konturlardan foydalaniladi.

## Tor polosali filtrlar



21.9-rasm. Ikki konturli tizim

### Nazorat savollari

1. Parametrik element qanday xususiyatga ega?
2. Reaktiv element varikapning  $C(u)$  xarakteristikasini va uning sig'imini vaqt bo'yicha o'zgarish diagrammasini chizing.
3. Parametrik tizimning sinxron va asinxron ish holatlariga ta'rif bering.
4. Parametrik tizimga energiya kiritish chastotasi nimaga teng?
5. Parametrik kondensatorga energiya kiritish, kondensatordagi kuchlanishning va to'liq qarshiligining sinxron o'zgarish vaqt diagrammasini chizing.
6. Parametrik tizimga energiya kiritilganda uning umumiy qarshiligi nima sababli o'zgaradi (kamiyadi)?
7. Parametrik tizim – kuchaytirish ish holatida bo'lishi unga kiritilayotgan qarshilik va yo'qotish qarshiligi qanday nisbatda bo'ladi?
8. Parametrik tizim generatsiyalashi uchun unga kiritilgan qarshilik, zanjirdagi yo'qotish qarshiligi bilan qanday nisbatda bo'lishi kerak?
9. Balans parametrik kuchaytirgich soddalashgan sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.
10. Ikki va ko'p konturli parametrik tizim sxemasini chizing va konturlar qanday chastotalarga sozlangan bo'lishi kerakligini ayting.
11. Kondensator  $C(u)$  dan foydalanilgan parametrik tizim ekvivalent sxemasini tushuntirib bering.



## 22. NOCHIZIQLI RADIOTEXNIK ZANJIRLARDA BIR NECHA SIGNALLARNING O'ZARO TA'SIRI

### 22.1. Kuchsiz signal sathini kuchli signal ta'sirida susayishi

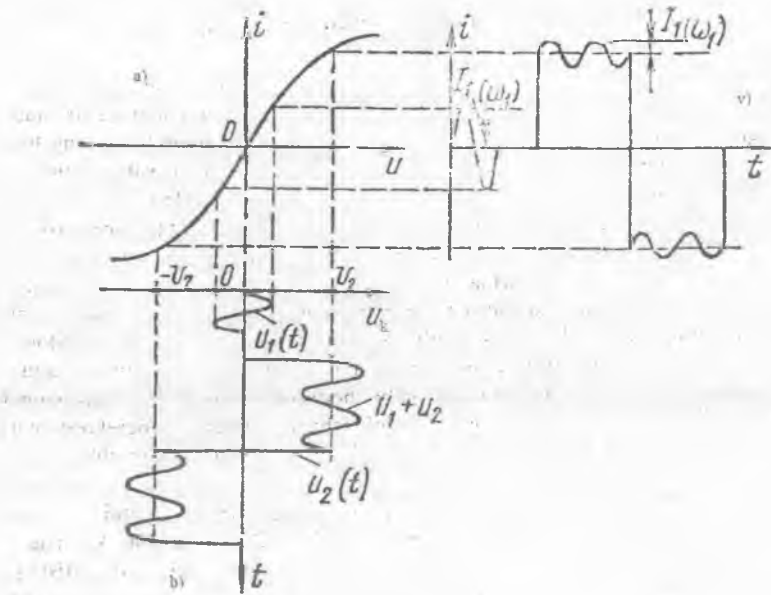
Ko'p hollarda nochiziqli elektr zanjirlar (modulyatorlar, detektorlar, kuchaytirgichlar va bosh.) kirishiga bir vaqtda bir necha signallar ta'sir etadi. Misol uchun, radiorele aloqa tizimi, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa tizimining turli kaskadlariga bir necha yuz, ming turli chastotalarda uzatiladigan xabar signallari ta'sir etishi; qabullash qurilmasi kirishiga foydali signal bilan birga xalaqit signallari ta'sir etishi mumkin. Nochiziqli elektr zanjirlarga nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin emasligi uchun uning kirishiga bir necha signal bir vaqtda berilganda ularning har biri ta'sirida hosil bo'luvchi har bir aks ta'sir signali sathi boshqa signallarning chastotasi va sathiga bog'liq bo'ladi. Natijada har bir kirish signalining shakli buzilishiga olib keladi. Ushbu buzilishlar miqdorini aniqlash, ularning sathini ruxsat etilganidan katta bo'lmashligini ta'minlash uchun ushbu buzilishlarni tahlil etish kerak. Ushbu hodisalar sirasiga: kuchsiz signal sathining kuchli signal ta'sirida nisbatan kichiklashishi; kesishgan (perekrestnaya) va intermodulyatsiya natijasida foydali signali shaklining buzilishi; amplituda-faza konvensiyasi kiradi.

Nochiziqli zanjirlarda kuchsiz signal sathining kuchli signal ta'sirida nisbatan susayishi 22.1-rasmida keltirilgan. VAXsi 22.1a-rasmida keltirilgan tanlovchan rezonans chastotasi  $\omega$ , bo'lgan kuchaytirish qurilmasi kirishiga amplitudasi uncha katta bo'lmagan  $u_k = u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t$  ( $\omega_1 = \omega_r$ ) kirish signali ta'sir etsin. Bu holda chiqish signali shakli kirish signali shaklidan farqlanmaydi va chiqish signalining amplitudasi nochiziqli element orqali o'tayotgan tok birinchi garmonikasi amplitudasi  $I_{1(\omega_1)}$  orqali aniqlanadi, ya'ni

$$U_{ch} = I_{1(\omega_1)} R_e = S_{o\tau} R_e I_1, \quad (22.1)$$

bunda,  $R_e$  – tebranish konturining rezonans chastotasi'dagi ekvivalent qarshiligi;  $S_{o\tau}$  – nochiziqli element toki birinchi garmonikasining o'rtacha qiylaligi. Kirish signali amplitudasining kichik qiymatlarida  $S_{o\tau}$  NE VAXsining ish nuqtasi'dagi qiylaligiga teng bo'ladi.

Endi NEZ kirishiga kuchsiz signal  $u_1(t)$  bilan birga amplitudasi nisbatan katta  $u_2(t)$  bo'lgan, chastotasi  $\omega_2$  kuchaytirgich o'tkazish polosidasidan tashqari'ga bo'lgan signal ta'sir etsin. Ushbu  $u_2(t)$  signal shaklini to'rtburchaksimon deb qabul qilamiz. 22.1b-rasmida  $u_1(t)$  va  $u_2(t)$  signallar, 22.1v-rasmida esa NE orqali o'tuvchi tok  $i(t)$  shakli – vaqt diagrammasi keltirilgan.



22.1-rasm. Kuchaytirish qurilmasiga ikki signal: katta va kichik amplitudali signalning ta'siri

Agar  $\omega_2$  chastotali signal garmonikalari va  $(K_1\omega_1 \pm K_2\omega_2)$  kombinasion chastotalar kuchaytirish qurilmasi chastota o'tkazish polosasidan tashqarida bo'lsa, u holda chiqish signali tokning  $I_1(\omega_1)$  komponentasi NE VAXsining  $u = \pm U_2$  qiymatiga mos keluvchi qiyaligi orqali aniqlanadi. Bunda  $U_2$  ning kattalashishi tok  $I_1(\omega_1)$  ning va  $U_{ch}$  amplitudasining kichiklashishiga olib keladi (susayishiga sabab bo'ladi), ya'ni kuchaytirish koeffitsienti  $K = U_{ch}/U_1$  kichiklashadi.

Yuqoridagi ish holatini NEVAXSi ikkinchi darajali ko'phad

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2$$

bilan approksimatsiyalangan holat uchun ko'rib chiqamiz ( $a_1 > 0, a_3 > 0$ ). Bunda NEZ kirishiga

$$u_k = U_1 + U_2 = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t \tag{22.2}$$

ko'rinishidagi signal ta'sir etadi.

Ushbu holat uchun  $I_1(\omega_1)$  tok birinchi garmonikasi amplitudasi va o'rtacha qiyaligi  $S_{o\gamma 1} = I_1(\omega_1)/U_1$  uchun quyidagi ifodalar o'rinli bo'ladi:

$$\left. \begin{aligned} I_{1(\omega_1)} &= U_1 \left( a_1 - \frac{3}{4} a_3 U_1^2 - \frac{3}{2} a_3 U_2^2 \right), \\ S_{o\tau 1} &= a_1 - \frac{3}{4} a_3 U_1^2 - \frac{3}{2} a_3 U_2^2. \end{aligned} \right\} \quad (22.3)$$

$U_1 \ll U_2$  holat uchun (22.1) va (22.3) ifodalar orqali chiqish signali amplitudasini aniqlaymiz:

$$U_{ch} = \left( a_1 - \frac{3}{2} a_3 U_2^2 \right) R_o U_1. \quad (22.4)$$

Ushbu (22.4) ifodadan ko'rinadiki, kuchli kirish signali amplitudasining kattalashishi, kuchsiz signal amplitudasining kichiklashishiga sabab bo'ladi.

## 22.2. Ko'chma buzilishlar

Ko'chma buzilish hodisasi NE kirishiga tashuvchi chastotasi turlicha ikki va undan ortiq modulyatsiyalangan signallar ta'sir etganda hosil bo'ladi. Bunda bir tashuvchi chastotasi modulyatsiyalangan past chastotali xabar signali boshqa tashuvchini ushbu past chastotali xabar signali bilan modulyatsiyalanishiga, modulyatsiyaning bir tashuvchidan ikkinchisiga ko'chishiga sabab bo'ladi. Bu hodisa ko'chma buzilish hodisasi deb ataladi. Ushbu holatni tahlil etish uchun yana 22.1-rasmdan foydalanamiz. Bunda birinchi signalni avvalgidek  $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$  deb va ikkinchi to'rtburchaksimon signal  $U_2$  ni amplitudasi modulyatsiyalangan signal  $u_2 = U_{20}(1 + m \cos \Omega_2 t)$  deb hisoblaymiz. Kirish signali  $u_k$  ning turli qiymatlarida NE VAXsi qiymatligi  $u = \pm U_2$  oralig'ida turlicha bo'ladi, bu esa tok  $I_{1(\omega_1)}$  amplitudasining o'zgarishiga sabab bo'ladi. Natijada  $I_{1(\omega_1)}$  va  $U_{ch}$  amplitudalari  $\Omega_2$  chastota bilan modulyatsiyalangan bo'ladi, ya'ni tashuvchisi va signal spektri birinchi signalga ajratilgan chastotalar polosasidan tashqarida bo'lgan ikkinchi signal  $u_2(t)$  ning modulyatsiya qonuni birinchi signal  $u_1$  ga ko'chadi.

Misol sifatida VAXsi  $n$ -chi darajali ko'phad bilan approksimatsiyalangan NEga ikki asinxron chastotali signallarning ta'sirini ko'rib chiqamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n. \quad (22.5)$$

Tokning  $I_{1(\omega_1)}$  chastotali tashkil etuvchilari (22.6) ko'phadning toq tashkil etuvchilari hamda  $(U_1^m + U_2^k)$  ning  $m$  qiymatli va  $k$  ning juft qiymatli darajalari va  $(U_1 + U_2)^{m+k}$  ning toq darajalari orqali aniqlanadi. Umuman olganda  $I_{1(\omega_1)}$  amplitudasi va birinchi garmonika bo'yicha o'rtacha qiymatlik  $S_{o\tau 1}$  nochiqliq element VAXning faqat toq tashkil etuvchilari orqali aniqlanadi.

NE kirishiga ikkita turli past chastotalar  $\Omega_1$  va  $\Omega_2$  bilan modulyatsiyalangan signallar berilganda, ya'ni  $u_1(t) = U_{\omega_1}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t)$  va  $u_2(t) = U_{\omega_2}(1 + m_2 \cos \Omega_2 t)$  bo'lsa, u holda

$$u_{ch} = a_1 R_e U_{\omega_1} \left\{ 1 + m_1 \cos \Omega_1 t + \frac{3 a_3}{4 a_1} [(1 + m_1 \cos \Omega_1 t)^3 U_{\omega_1}^2 + 3(1 + m_1 \cos \Omega_1 t)(1 + m_2 \cos \Omega_2 t)^2 U_{\omega_2}^2] \right\} \cos \omega_1 t. \quad (22.6)$$

Kuchaytirilayotgan  $u_1(t)$  signali o'rovchisi dastlabki modulyatsiyasi qonuni  $\Omega_1$ , kuchaytirish qurilmasi chiqishida  $n\Omega_1$  garmonikasi va ikkinchi signal  $u_2(t)$  ning o'rovchisi chastotasi  $\Omega_2$  ning  $2\Omega_2$ ,  $3\Omega_2$  garmonikalari hamda  $\Omega_1 \pm \Omega_2$  va  $\Omega_1 \pm 2\Omega_2$  chastotalar bilan modulyatsiyalangan, ya'ni dastlabki modulyatsiya qonuni buziladi. Kuchaytirilayotgan birinchi signal  $u_1(t)$  modulyatsiyalanmagan bo'lsa ( $m_1 = 0$ ), chiqish signali  $\Omega_2$  va  $2\Omega_2$  chastota bilan modulyatsiyalangan bo'ladi.

### 22.3. Intermodulyatsiya

Intermodulyatsiya hodisasi natijasida NE chiqish signali spektrida uning kirishiga turli  $f_1$ ,  $f_2$  va  $f_3$  chastotali signallar berilganda  $f = k_1 f_1 + k_2 f_2 + \dots + k_n f_n$  chastotali kombinasion tashkil etuvchilari hosil bo'ladi (bunda  $k_1, k_2, k_n$  - musbat va manfiy butun sonlar).

Intermodulyatsiya hodisasi ta'siridagi signal shaklining buzilishi, NE chiqishida hosil bo'lgan kombinasion chastotalardan bittasi yoki bir nechta asosiy signal uchun ajratilgan polosadan tashqarida bo'lgan bir yoki bir necha qo'shni kanallar signali uchun ajratilgan chastotalar polosasiga tushadi va ushbu qo'shni kanal signalini qabullashni qiyinlashtiradi.

Bir vaqtning o'zida bir xil amplitudali uchta burchak modulyatsiyali (ChM yoki FM) signalning NEga ta'sirini ko'rib chiqamiz.

$$u_k = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) = U_1 \sin[\omega_{10} t + \varphi_1(t)] + U_2 \sin[\omega_{20} t + \varphi_2(t)] + U_3 \sin[\omega_{30} t + \varphi_3(t)], \quad (22.7)$$

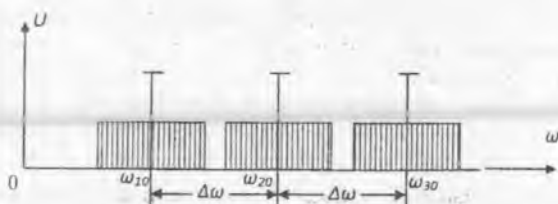
bunda,  $U = U_1 = U_2 = U_3$ ;

$$\varphi_1(t) = M_1 \sin \Omega_1 t, \quad \varphi_2(t) = M_2 \sin \Omega_2 t, \quad \varphi_3(t) = M_3 \sin \Omega_3 t;$$

$\omega_{20} - \omega_{10} = \omega_{30} - \omega_{20} = \Delta\omega$ , signal tashuvchilari orasidagi masofa  $\Delta\omega$  bir-biriga teng (22.2-rasm).

Agar NE VAXsini uchinchi darajali qisqartirilgan polinom bilan approksimatsiyalangan deb hisoblasak, u orqali o'tuvchi tokning 1 ÷ 3 garmonikalari va uchinchi tartibli kombinasion tashkil etuvchilari hosil bo'ladi. Uchinchi tartibli tok kombinasion tashkil etuvchilari quyidagilardan iborat bo'ladi:

$$2\omega_{20} - \omega_{30} = \omega_{10}, \quad \omega_{10} - \omega_{20} + \omega_{30} = \omega_{20}, \quad 2\omega_{20} - \omega_{10} = \omega_{30}.$$



22.2-rasm. Kirish signallarining o'zaro joylashishi

Shuning uchun burchak modulyatsiyali (ChM, FM) signallar interferensiyasi natijasida  $\omega_1, \omega_2$  va  $\omega_3$  chastotalarning  $\omega_{10}, \omega_{20}$  va  $\omega_{30}$  chastotalarga nisbatan o'zgarishi boshqa chastotalar diapazonlarida ham hosil bo'ladi.

(22.7) formulada keltirilgan uchta turli chastotali signalni VAXsi uchinchi darajali qisqartirilgan polinom bilan approksimatsiyalangan NEga ta'sirida o'z qali chastotasi  $\omega_{10}, \omega_{20}$  va  $\omega_{30}$  larga yaqin chastotalarga teng bo'lgan tok spektral tashkil etuvchilari hosil bo'ladi, ya'ni

$$\left. \begin{aligned} i_{(\omega_1)} &= \left( a_1 + \frac{3}{4} a_3 U^2 \right) U \sin(\omega_{10} t + \varphi_1) + \frac{3}{4} a_3 U^3 \sin(\omega_{10} t + 2\varphi_2 - \varphi_3); \\ i_{(\omega_2)} &= \left( a_1 + \frac{3}{4} a_3 U^2 \right) U \sin(\omega_{20} t + \varphi_2) + \frac{3}{2} a_3 U^3 \sin(\omega_{20} t + \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3); \\ i_{(\omega_3)} &= \left( a_1 + \frac{3}{4} a_3 U^2 \right) U \sin(\omega_{30} t + \varphi_3) + \frac{3}{4} a_3 U^3 \sin(\omega_{30} t + 2\varphi_2 - \varphi_1); \end{aligned} \right\} \quad (22.8)$$

Ushbu uchta alohida tashuvchili kanal signallari yuqori chastotali filtrlar yordamida bir-biridan ajratilganda, ushbu filtrlar chastota o'tkazish polosa-lari  $\Delta\omega_{o,p}$  ga (22.8) ifodada keltirilgan signalning birinchi qismi orqali birlamchi, NEdan o'tgungacha bo'lgan  $\omega_{10}, \omega_{20}$  va  $\omega_{30}$  signal spektr tashkil etuvchilari bilan birga, qo'shimcha boshqa qo'shni kanallardagi modulyatsiyalangan signa-lga tegishli spektr tashkil etuvchilari ham qo'shiladi.

Misol tariqasida NEdan o'tgan birinchi kanalga tegishli signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$i_{(\omega_1)} = I_1 \sin(\omega_{10} t + \varphi_1 + \beta_1), \quad (22.9)$$

bunda,  $I_1 = a_1 U \sqrt{1 + b^2 + 2b \cos(2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3)}$ ;

$$b = (3a_3/4a_1)U^2, \quad \text{tg}\beta_1 = b \sin(2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3) / [1 + b \cos(2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3)].$$

$i_{(\omega_1)}$  - o'rtacha chastotasi  $\omega_{10}$  ga teng bo'lgan amplitudasi va fazasi boshqa kanal signallari ta'sirida o'zgaruvchi signal.

Agar kirish FM yoki ChM signallarning modulyatsiya indeksleri  $M_1, M_2$  va  $M_3 \leq 1$  bo'lsa va NE VAXsini approssimatsiyalash koeffitsientlari nisbati  $a_3/a_1$  kichik, ya'ni VAX nohiziqiligi kichik bo'lsa ( $b \ll 1$ ),  $\beta_1 \approx b(2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3)$  bo'ladi, buning natijasida

$$i_{(\omega_1)} \cong a_1 U \sin[\omega_{10}t + \varphi_1 + b(2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3)]. \quad (22.10)$$

(22.10) ifodadan ko'rinadiki  $M \leq 1$  va  $b \ll 1$  bo'lganda  $\omega_{10}$  chastotali signal amplitudasi deyarli o'zgarmas saqlanadi, ammo fazasi (chastotasi) qo'shni kanallar orqali uzatilayotgan past chastotali xabar signali bilan qo'shimcha modulyatsiyalangan bo'ladi, ya'ni ko'chki faza modulyatsiyasi yuz beradi. Xuddi shu usulda, tashuvchisi chastotasi  $\omega_{20}$  va  $\omega_{30}$  bo'lgan qo'shni kanallarda ham qo'shimcha faza (chastota) modulyatsiyasi, ko'chki faza modulyatsiyasi yuz berishini aniqlash mumkin.

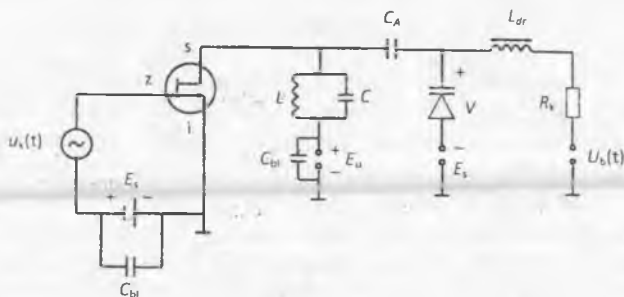
Nohiziqli holatda ishlovchi qurilmaga ko'p kanalli turli tashuvchilarga ega bo'lgan AM signal berilganda uning chiqishidagi tashuvchilari chastotasi  $\omega_{10}, \omega_{20}$  va  $\omega_{30}$  lar qo'shni kanallar past chastotali xabar signallari bilan qo'shimcha modulyatsiyalangan bo'ladi, ya'ni ko'chki AM modulyatsiyasi yuz beradi. Bu qo'shimcha modulyatsiya sathi qo'shni kanallar orqali uzatilayotgan signal sathiga va modulyatsiya chuqurligi  $M_i$  ga bog'liq bo'ladi.

Ko'chma modulyatsiya, ayniqsa ko'p kanalli aloqa tizimlari uchun havfli hisoblanadi. Shuning uchun ko'p kanalli signallarni kuchaytirish qurilmalarining amplituda xarakteristikalari yuqori darajada chiziqli bo'lishi talab etiladi.

#### 22.4. Amplituda-faza konvensiyasi

Amplitudasi modulyatsiyalangan signal amplitudasi o'zgarishini faza modulyatsiyasiga o'zgarish hodisasi amplituda-faza konvensiyasi (AFK) deb ataladi. AFK amplitudasi modulyatsiyalangan signalni kuchaytirish, chastota almashtirish, chastota kuchaytirgich va boshq. chiqishidagi signal fazasi uning kirishidagi signal amplitudasiga bog'liq bo'lgan qurilmalarda yuz beradi. AFK hodisasi, ayniqsa juda yuqori chastota diapazonida yuguruvchi to'liqin lampasi, klistron, Gann va ko'chkili-uchma diodlardan foydalanishga asoslangan yuqorida aytib o'tilgan qurilmalariga xosdir. AFK hodisasi turli fizik jarayonlar asosida yuzaga keladi: bir turi — bu signalning qurilma orqali o'tish to'liqin fazasi tezligi uning kirishidagi signal amplitudasiga bog'liqligi natijasi, ikkinchi turi esa — qurilma rezonans chastotasiga ta'sir etuvchi elektron asbob reaktiv o'tkazuvchanligining uning kirishidagi signal amplitudasi o'zgarishiga bog'liqligi natijasida yuz beradi.

AFK yuz berishini maydon tranzistoridan foydalanishga asoslangan rezonans kuchaytirgichning, yuqori chastota LC tebranish konturiga sig'imi boshqariladigan varikap  $V$  parallel ulangan holat uchun tahlil etamiz.



22.3-rasm. Yuklama LC konturi sig'imi boshqariladigan kuchaytirish qurilmasi sxemasi

Rezonansli kuchaytirish qurilmasi chiziqli rejimda ishlaganda uning kirishiga  $u_k(t) = U_k \cos \omega_1 t$  signal berilganda, uning chiqishida stok toki quyidagicha o'zgaradi:

$$i_s(t) = S_k U_k \cos \omega_1 t. \quad (22.11)$$

Unga mos ravishda, yuklama vazifasini bajaruvchi LC konturdagi chiqish kuchlanishi quyidagicha aniqlanadi:

$$u_{ch}(t) = S_k U_k Z_e \cos(\omega_1 t + \varphi). \quad (22.12)$$

bunda,  $Z_e$  – tebranish konturi ekvivalent qarshiligi,  $S_k$  – maydon tranzistori VAXsi chiziqli qismi qiyaligi,  $\varphi$  – kirish signali fazasining chiqish tebranish konturidagi fazasi siljishi.

Kirish signali amplitudasi o'zgarasa (faraz qilamiz, uning kirishiga AM signal berilgan bo'lsa), u holda  $U_{ch} = S_k U_k Z_e$  o'zgaradi, buning natijasida varikap  $V$  signalining o'rtacha qiymati o'zgaradi, bu esa o'z navbatida tebranish konturi rezonans chastotasi  $\omega_0$  ni uning kirishidagi signal chastotasi  $\omega_1$  ga nisbatan sozlanganligining buzilishiga olib keladi. Natijada,  $U_{ch}$  chiqish kuchlanishi amplitudasi kirish signali amplitudasiga mos ravishda o'zgaradi, shu bilan birga chiqish kuchlanishi fazasi ham o'zgaradi, modulyatsiyalangan bo'ladi.

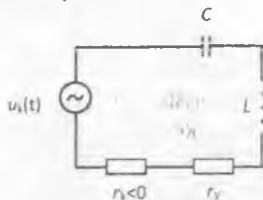
Agar ushbu kuchaytirish qurilmasi orqali amplitudasi turli signallarga ko'ra tasodifan o'zgaruvchan ChM yoki FM signal ta'sir etsa, u holda uning chiqishidagi ChM yoki FM signal qo'shimcha fazasi (chastotasi) zarali modulyatsiyalangan signal hosil bo'ladi va asosiy chastota (faza) modulyatsiyasining buzilishiga sabab bo'ladi. Shuning uchun ChM yoki FM signallarni kuchaytirishdan avval bu tur signallarni amplituda cheklagich (ACh) orqali o'tkazish, keraksiz AMni yo'qotish yoki kuchaytirish qurilmasi chiqish signali fazasi uning kirishidagi signal amplitudasiga bo'lmagan ish rejimida bo'lishini ta'minlash talab etiladi.

## 22.5. Regeneratsiya

Avval avtogeneratorlarning qo'zg'alish jarayonini tahlil etishda ta'kidlab o'tilganidek, tashqi teskari bog'lanish zanjirili generatorlar tebranish konturiga manfiy qarshilik  $r_k < 0$  kiritilgan radiotexnik zanjirga ekvivalent (teng kuchli) hisoblanadi. Kiritilayotgan manfiy qarshilik  $r_k$  tebranish konturi yo'qotish qarshiligi  $r_y$  dan katta bo'lsa, u holda  $r + r_k < 0$  bo'ladi, tebranish konturining aktiv qarshiligi manfiy bo'ladi. Tebranish konturiga kiritilayotgan qarshilik  $r_k$  ning qiymati tebranishlar hosil bo'lishi uchun yetarli bo'lgan  $r_{kr}$  – kritik qiymatdan oshganda manfiy qarshilik energiya manbai vazifasini bajaradi va avtotebranishlar jarayoni hosil bo'ladi.

Agar tebranish konturiga kiitilayotgan manfiy qarshilik  $r_k$  tebranish konturidagi yo'qotish qarshiligi  $r_y$  dan kichik bo'lsa ( $r_k < r_y$ ), bu tebranish konturida avtotebranishlar hosil bo'lishiga yetarli hisoblanmaydi, chunki konturga kiritilgan energiya undagi tebranishlarni so'nmasdan davom etishiga yetarli emas. Bunday tizimlar, radiotexnik zanjirlar  $|r_k| - |r_y| = \Delta r$  qancha kichik bo'lsa, u avtotebranish – generatsiya holatiga o'tishga shuncha yaqin bo'ladi. Shuning uchun bunday qurilma va tizimlarni avtotebranishga o'tish imkoniyati – potentsiali bor qurilma deb ataladi. Bunday qurilmalardan signallarni kuchaytirish qurilmalarining kuchaytirish koeffitsientlari va chastota tanlovchanliklarini oshirish uchun foydalanish mumkin.

Kuchaytirish qurilmasiga  $r_k = 0$  bo'lgan holatda kirish signali  $u_k(t)$  berilganda uning yuklamasi bo'lgan  $LC$  konturdagi tebranishlar ma'lum bir energiyaga ega bo'ladi. Tebranish konturiga manfiy qarshilik  $r_k$  kiritilsa, uning chiqishidagi tebranishlar energiyasi oshadi. Buni manfiy qarshilik tomonidan konturga qo'shimcha energiya kiritilishi yoki tebranish konturining aktiv yo'qotish qarshiligining kamayishi shaklida talqin etish mumkin.



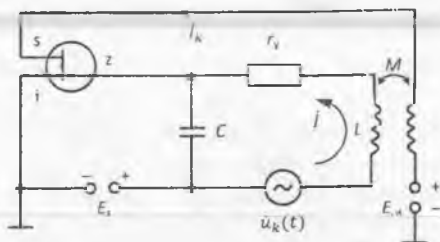
22.4-rasm.  $LC$  tebranish konturining ekvivalent sxemasi

Tebranish konturidagi yo'qotishlarni unga manfiy qarshilik kiritish yoki musbat teskari bog'lanish orqali kamaytirish (qoplash, kompensatsiya qilish) – regeneratsiya deb ataladi. Hamma regenerativ holatda ishlovchi qurilmalar teskari musbat bog'lanishning kattalashishi yoki manfiy qarshilik asbolyut qiymatining oshishi natijasida generatsiya – avtotebranishlar holatiga o'tishi mumkin.

22.5-rasmda regenerativ holatda ishlovchi kuchaytirish qurilmasining soddalashgan sxemasi keltirilgan. Bu qurilmada birlamchi  $LC$  kontur va ikkilamchi



kontur orasidagi induktiv aloqa qiymati  $M$  ushbu qurilma generatsiya ish holatiga o'tishi uchun talab etiladigan  $M_{kr}$  dan kichik, ya'ni  $M < M_{kr}$ . Bu qurilma krishidagi signalni  $u_k(t) = U_k \cos \omega t$  deb va chiqish kuchlanishi deb tebranish konturi kondensatori  $C$  dagi kuchlanishni nazarda tutamiz.



22.5-rasm. Regenerativ kuchaytirish qurilmasining soddalashgan sxemasi

Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning kvazichiziqli (chiziqsimon) usuldan foydalanib, tok va kuchlanishlarning birinchi garmonikalarini bir-biri bilan bog'lovchi kompleks tenglamani Kirxgof qonuni asosida tuzamiz.

$$i = (\dot{U}_k + \dot{U}_{TB}) / \left[ r + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right], \quad (22.13)$$

bunda,  $\dot{U}_{TB} = j\omega M \dot{I}_k$  – teskari musbat bog'lanish zanjiri orqali tebranish konturiga kiritilayotgan kuchlanish.

Kuchaytirish qurilmasi aktiv elementi – tranzistorning birinchi garmonika bo'yicha o'rtacha qiymaligi  $\dot{S}_{o\tau} = \dot{I}_k / \dot{U}_k$  deb hisoblaymiz va chiqish zanjirining tranzistor ish rejimiga ta'sirini e'tiborga olmaymiz. U holda

$$\dot{U}_{TB} = j\omega M \dot{S}_{o\tau} \dot{U}_k = \frac{M \dot{S}_{o\tau}}{C} \dot{I}. \quad (22.14)$$

(22.14) ni (22.13) ifodaga qo'yib, tenglamani  $\dot{I}$  ga nisbatan yechamiz va quyidagi natijani olamiz:

$$\dot{I} = \dot{U}_k / \left[ r - \frac{M \dot{S}_{o\tau}}{C} + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right]. \quad (22.15)$$

22.5-rasmdagi sxemada musbat teskari bog'lanishning kiritilishi, tebranish konturining umumiy aktiv qarshiligini o'zgarishiga olib keladi, ya'ni

$$r_{um} = r_y - \frac{M \dot{S}_{o\tau}}{C} = r_y + r_k. \quad (22.16)$$

Bu esa 22.5-rasmdagi sxema 22.4-rasmdagi sxemaga ekvivalent ekanligini tasdiqlaydi.

Regeneratsiya hodisasi yo'q bo'lganda ( $r_k = 0$ ), tebranish konturi aslligi  $Q = \rho/r_y$  bo'ladi va regeneratsiya ish holatida esa

$$Q_{natija} = \frac{\rho}{r_y + r_k} = \frac{Q}{\left(1 - \frac{|r_k|}{r_y}\right)} \quad (22.17)$$

bo'ladi va  $|r_k|$  ning  $r_y$  ga nisbatini oshirish orqali tebranish konturining aslligi  $Q$  ni bir necha marotaba kattalashtirish mumkin.

Tebranish konturining aslligi  $Q$  ning kattalashishi bilan birga kuchaytirish qurilmasining rezonans chastotasidagi kuchaytirish koeffitsienti ham kattalashadi, ya'ni

$$K_{rez} = \frac{U_{ch.}}{U_k} = Q \cdot P, \quad (22.18)$$

bunda,  $P = 1/\left(1 - \frac{|r_k|}{r_y}\right)$  – regeneratsiya koeffitsienti bo'lib, u tebranish konturi aslligining regeneratsiya ishi holatida necha marta kattalashishini ko'rsatadi.

Regeneratsiyadan kuchaytirish qurilmasi kuchaytirish koeffitsientini va uning chastota tanlovchanligini oshirishda foydalanish mumkin.

Kuchaytirish qurilmasi aktiv elementi VAXsini uchinchi darajali polinom  $i_k = SU_{TB} - a_3 U_{TB}^3$  bilan approksimatsiyalangan va tebranish konturidagi so'nishni uning ekvivalent qiymati

$$d_e = \frac{r_{um}}{\rho} = \frac{1}{Q \cdot P} = \frac{1}{Q_p}, \quad (22.19)$$

bunda,  $Q_p$  – regeneratsiyalangan kontur aslligi va  $S_{oT} = S - \frac{3}{4}a_3 U_{TB}^2$  ni e'tiborga o'sak, u holda

$$d_e = d_0 + (\gamma/4\omega_0)U_{TB}^2 \quad (22.20)$$

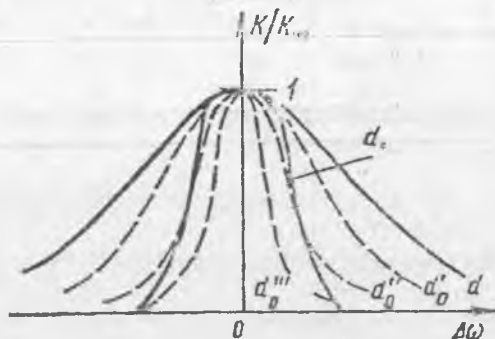
bo'ladi. Bunda  $d_0 = d - MS\omega_0$ ,  $d = r_y/\rho$ ,  $\gamma = 3a_3 M\omega_0^2$ .

(22.15) ifodadan va yuqorida keltirilgan belgilashlardan foydalanib tebranish konturi chastota xarakteristikasi uzatish koeffitsienti  $K = U_{TB}/U_k$  ni quyidagicha aniqlaymiz:

$$K = \frac{1}{\sqrt{d_e^2 + \varepsilon^2}}. \quad (22.21)$$

Tebranishlar kichik amplitudalarida  $(\gamma/4\omega_0)U_{TB}^2 \ll d_0$  bo'ladi va regeneratorni  $d_e = d_0$  so'nishli chiziqli ish rejimida ishlaydi deb hisoblash mumkin. Bu holda regeneratorning chastota xarakteristikasi so'nish koeffitsienti  $d_0$  bo'lgan kontur chastota xarakteristikasidan farqlanmaydi va rezonans chastotasida ( $\varepsilon = 0$  – chastota nisbiy nosozligi) uning uzatish koeffitsienti regeneratsiyalangan kontur aslligi  $Q_p = 1/d_0$  bo'ladi.

22.6-rasmda  $K/K_{rez} = F(\Delta\omega)$  ning so'nish koeffitsienti  $d_0$  regeneratsiya qilinmagan kontur va regeneratsiya qilingan turli ekvivalent so'nishli konturlar  $d_0''' < d_0'' < d_0'$  uchun keltirilgan. Regenerator ish rejimi nochiziqli bo'lganda, ya'ni kuchli musbat teskari bog'lanish ta'minlanganda  $(\gamma/4\omega_0)U_{TB}^2$  qiymati  $d_0$  qiymatiga yaqin bo'ladi va uni e'tiborga olish talab qilinadi.



22.6-rasm. Regeneratsiya koeffitsientining turli qiymatlari uchun  $K/K_{rez} = F(\Delta\omega)$  xarakteristikalari

Regeneratorning rezonans chastotasidagi kuchaytirish koeffitsienti quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$K_{rez} = \frac{1}{d_e} = \frac{1}{\left(d_0 + \frac{\gamma}{4\omega_0} U_{TB}^2\right)} \quad (22.22)$$

Regenerator kuchaytirish koeffitsienti kirish signali  $u_k(t)$  ning kichik amplitudali qiymatlari uchun katta, ya'ni kichik  $U_{TB}$  – teskari bog'lanish signallari uchun katta bo'ladi. Regenerator kuchsiz signallarga nisbatan katta sezgirlikka va tanlovchanlikka ega bo'lib, bu uning asosiy afzalligi hisoblanadi.

Tahlillar ushni ko'rsatadiki,  $d_e$  ning  $U_{TB}$  ga bog'liq ravishda o'zgarishi regeneratorning chastota xarakteristikasi shakliga ta'sir etadi. Tebranish konturining so'nish koeffitsienti  $d_e$  teskari bo'lanish kuchlanishi  $U_{TB}$  ga bog'liq bo'lib,  $d_e$  kichiklashgan sari va  $\Delta\omega \neq 0$  bo'lganda  $K/K_{rez}$  xarakteristikasi shakli  $U_{TB}$  ga bog'liq ravishda o'zgaradi.

Ushbu  $K(\Delta\omega) = F[d_e(U_{TB})]$  xarakteristika  $U_{TB}$  qiymati kattalashgan sari regenerator chastota xarakteristikasi regeneratsiyasiz kuchaytirgich chastota xarakteristikasiga nisbatan asta-sekin ideal – to'rtburchak shakliga yaqinlashadi.

Regeneratorlar regeneratsiya koeffitsienti  $P = 5 \div 10$  oralig'ida tanlanadi. Regeneratsiya koeffitsientining katta qiymatlarida uning barqaror ishlash holati yomonlashadi. Uning kuchaytirish koeffitsienti regenerator elektr manbai kuchlanishining o'zgarishiga qarab keskin o'zgaradi, natijada chiqish kuchlanishida zararli amplituda modulyatsiyasi hosil bo'ladi.

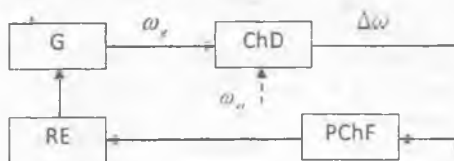
## 22.6. Signal chastotasini avtomatik sozlash

Bir qator radiotexnik qurilma va tizimlarning ularga qo'yilgan texnik vazifalarini talab darajasidagi ko'rsatkichlar bilan bajarish qobiliyati ularda foydalaniladigan xabar tashuvchi signal chastotasining qabullash qurilmasi geterodini (generatori) chastotasining chastota yoki faza shaxron detektorlarining modulyatsiya bo'lmagan holatda chiqish signalining nolga teng bo'lishini ta'minlovchi chastotaga sozlanganlikning turg'un (o'zgarimas, stabil) bo'lishiga bog'liq.

Yuqoridagi qurilmalarda chastotaning turg'unligini ta'minlash uchun odatda, ikki usuldan foydalaniladi:

- chastotani avtomatik ravishda chastota detektori chiqish kuchlanishi asosida sozlash;
- chastotani avtomatik ravishda faza detektori chiqish kuchlanishi asosida sozlash.

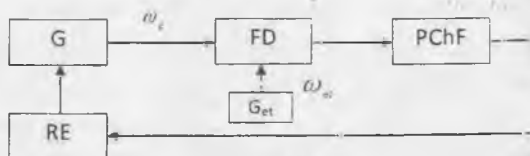
Bu usullardan foydalanilganda chastotasi avtomatik sozlanishi talab etilayotgan generatorning chastota  $\omega_g$  va etalon chastota generatorining chastotasi (odatda chastota detektori sozlangan, uning chiqish kuchlanishi nolga teng bo'lishini ta'minlovchi chastota)  $\omega_{et}$  orasidagi farq  $\Delta\omega = \omega_g - \omega_{et} \neq 0$  bo'lishi chastota farqlagich (chastota diskriminatori) chiqishida unga proporsional bo'lgan boshqarish kuchlanishi  $U_b = F(\Delta\omega)$  ni hosil qiladi. Bu kuchlanish generator tebranish chastotasini belgilovchi LC konturga parallel ulangan reaktiv element induktivligi yoki sig'imini o'zgartirish orqali  $\Delta\omega = 0$  bo'lishini ta'minlaydi (22.7-rasm).



22.7-rasm. Chastotani avtomatik ravishda chastota detektori chiqish kuchlanishi asosida sozlash

Bu usulda chastotani sozlash ma'lum bir  $\Delta\omega_x$  gacha aniqlikda bajariladi, bu chastotalarni farqlash qurilmasining sezgirligiga, ya'ni  $U_b = F(\Delta\omega)$  funksiyasining qiymatiga  $S_f$  ga bog'liq. Chunki boshqarish kuchlanishi qiymati  $U_b = S_f \Delta\omega$  ga teng. Shu bilan birga  $\Delta\omega_x$  reaktiv elementning ta'sirchanligi  $\Delta C = S_C U_b$  yoki  $\Delta L = S_L U_b$  ga bog'liq bo'lib, bunda  $S_C$  va  $S_L$  reaktiv elementlarning taniangan ish nuqtalaridagi sig'imning yoki induktivlikning o'zgarish qiymatini anglatadi. Natijada  $S_f$  va  $S_C(S_L)$  lar qiymati qancha katta bo'lsa, chastotani sozlash aniqligi shuncha yuqori bo'ladi.

Ikkinchi usuldan foydalanilganda generator tebranish chastotasi  $\omega_g$  avtomatik ravishda etalon chastota generatori  $\omega_{et}$  orasidagi farq  $\Delta\omega = \omega_g - \omega_{et} \neq 0$  bo'lmagan holatlarda ushbu signallar fazalarini farqlash qurilmasi – faza detektor chiqishidagi qiymati  $\Delta\varphi$  ga proporsional bo'lgan  $U_b = F(\Delta\varphi)$  orqali boshqariladi. FD chiqish kuchlanishi past chastotalar filtri (PChF) orqali sig'imi yoki induktivligi boshqariladigan reaktiv elementga ta'sir qiladi, u esa o'z navbatida chastotasi avtomatik sozlanish talab qilinadigan generator (G) ning tebranishlar chastotasi  $\omega_g$  ni belgilovchi LC konturga ta'sir qiladi va uning chastotasini etalon generator chastotasi  $\omega_{et}$  ga tenglashtiradi (22.8-rasm).



22.8-rasm. Chastotani avtomatik ravishda FD chiqish kuchlanishi orqali sozlash

Odatda reaktiv element sifatida sig'imi o'ymati kuchlanish orqali boshqariladigan element – varikapdan foydalaniladi. PChF har ikkala holatda ham FD chiqishidagi yuqori chastotali signallar REga ta'sir etmasligini ta'minlaydi.

Fazalar farqi orqali chastotani sozlash usuli chastotalarni farqlashga asoslangan usulga nisbatan yuqori aniqlikda (kam xatolik  $\Delta\omega_x$ ) chastotani avtomatik sozlash imkoniyatini beradi. Chastotani avtomatik sozlash usulini batafsilroq ko'rib chiqamiz (22.8-rasm).

Dastlabki holatda chastotasi sozlanadigan generator (ChSG) chastotasi  $\omega_g$  va etalon chastota generatori chastotasi  $\omega_{et}$  bir-biriga yaqin etib sozlanadi  $\Delta\omega = \omega_g - \omega_{et}$ . Chastotalar farqi  $\Delta\omega \neq 0$  bo'lmagan holatlarda FD chiqishida  $U_{FD}$  kuchlanish hosil bo'ladi. Bu kuchlanish PChFdan so'ng boshqaruvchi kuchlanish  $U_b$  sifatida RE sig'imini o'zgartiradi va ChSG chastotasi  $\omega_g$  ga o'zgartirish kiritish jarayoni boshlanadi. Bu jarayon  $\Delta\omega = \omega_{et} - \omega_g$  nolga intilguncha turg'un ish holati ta'minlanguncha davom etadi.

Chastotani fazaviy avtomatik sozlash (ChFAS) tizimidan na faqat chastota generatorlari chastotasi  $\omega_g$  ni  $\omega_{et}$  ga tenglashtirish, shu bilan birga ChM va FM signallarni tor polosali radiokanallari orqali qabullashni amalga oshirishda ularning filtrlari sozlanganlik chastotalarini boshqarishda, chastotalarni ko'paytirish va bo'lish qurilmalarida, ushbu chastotani sozlash va boshqarish hamda ko'paytirish va bo'lishga asoslanib turli kattalikdagi etalon chastotalarni olishni ta'minlovchi – chastotalar sintezator (ChS) larida keng foydalaniladi.

Ko'p hollarda ChFAS tizimida faza farqlovchi – diskriminator sifatida balans FDdan foydalaniladi (18.13-rasm). Uning detektorlash xarakteristikasi 18.13-rasmda keltirilgan. Biz tahlil etayotgan tizim uchun FD chiqishidagi kuchlanish

$$U_{FD} = U_m F(\Delta\varphi), \quad (22.23)$$

bunda,  $U_m$  -- FD chiqishidagi kuchlanishning eng katta qiymati bo'lib,  $F(\Delta\varphi)$  ning qiymati  $0 \div 1$  oralig'ida fazalar farqi  $\Delta\varphi$  ga bog'liq o'zgaradi.

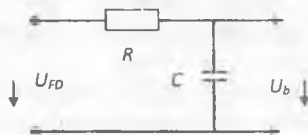
Agar FDga ta'sir etayotgan kuchlanishlardan biri ikkinchisidan juda kichik bo'lsa ( $U_2 \ll U_1$ ), u holda FDni tashkil etuvchi har bir bir taktli faza detektori chiqishidagi kuchlanishlar quyidagi ifodalarda orqali aniqlanadi:

$$U_{ch1} \approx K_d U_1 \left( 1 + \frac{U_2}{2U_1} \cos\varphi \right), \quad U_{ch2} \approx K_d U_1 \left( 1 - \frac{U_2}{2U_1} \cos\varphi \right), \quad (22.24)$$

bu ifodalarda  $U_m = K_d U_2$  ga teng va  $F(\Delta\varphi) = \cos\varphi$ . (22.24')

PChF sifatida RC filtdan foydalaniladi. ChFAS tizimida PChF xarakteristikasi sifatida  $K(p)$  – uzatish koeffisientining operator usulidan foydalaniladi va bu amalda kompleks uzatish koeffisienti  $K(j\omega) = U_b/U_{FD}$  ifodadagi  $j\omega$  ni  $p = \frac{d}{dt}$  bilan almashtirish orqali amalga oshiriladi.

ChFAS tizimida keng foydalaniladigan integrallovchi filtr 22.9-rasmda keltirilgan.



22.9-rasm. Integrallovchi filtr

Bu filtr chiqishidagi boshqarish kuchlanishi  $\dot{U}_b = \dot{U}_{FD}(1 + j\omega CR)$  ga teng. Shuning uchun

$$K(p) = 1/(1 + pT) \text{ bo'ladilar,} \quad (22.25)$$

bunda,  $T = RC$  – filtr vaqt doimiysi.

Chastotani boshqaruvchi (unga tuzatish kirituvchi) o'zining modulyatsion xarakteristikasi, ya'ni chastotaga o'zgartirish kiritish qiymatining unga kirishidagi  $U_b$  ga bog'liqligi  $\Delta\omega = F(U_b)$  orqali xarakterlanadi. Chiziqli qiyligi  $S_u$  bo'lgan modulyatsiyaon xarakteristika uchun

$$\omega - \omega_g = S_{ChB} U_b. \quad (22.26)$$

bunda,  $\omega$  – chastotasi sozlanayotgan generatorning u tahlil etilayotgan vaqtdagi qiymati.

Sozlanayotgan chastota generatori (SChG) va etalon generator (EG)lar tebranishlari fazalarining farqi  $\Delta\varphi$  uchun ChFAS differensial tenglamasi operator shaklida quyidagicha ifodalanadi:

$$p\Delta\varphi = \frac{d\Delta\varphi}{dt} = \omega_{et} - \omega_g. \quad (22.27)$$

$p(\Delta\varphi)$  uchun (22.27) ifodaning shaklini o'zgartirish

$$[p\Delta\varphi = \omega_{et} - \omega_0 - (\omega - \omega_0)]$$

va quyidagi bog'liqlikdan

$$U_b = K(p)U_{FD} = U_m K(p)F(\Delta\varphi),$$

hamda (22.26) formuladan foydalanib ChFAS tizimi uchun operator shaklidagi differensial tenglamani olamiz:

$$p\Delta\varphi + \Omega K(p)F(\Delta\varphi) = \omega_{et} - \omega_0. \quad (22.28)$$

(22.28) ifodada  $\Omega = S_{ChB} U_m$  bo'lib, u FD va ChS birgalikda chastotasi sozlanadigan generatorning chastotasini  $\omega_{et}$  ga yaqinlashtirish maksimal farqini belgilaydi.

(22.28) tenglama ChSG chastotasining u kuzatilayotgan vaqtdagi qiymati  $\omega_{et} - \omega$ , uning boshlang'ich farqlanishi  $\omega_{et} - \omega_g$  qiymatini unga tuzatish kiritilayotgan chastota  $\Omega K(p)F(\Delta\varphi)$  dan farqiga teng bo'ladi.

(22.28) ifodaning hamma tashkil etuvchilarini  $\Omega$  ga bo'lish, generatorlarning boshlang'ich nosozliklarini  $\gamma = (\omega_{et} - \omega_0)/\Omega$  ga bo'lish natijasida ChFAS tizimining qiymatlari o'lchamsiz (nisbiy) kattalik bo'lgan differensial tenglamani olamiz

$$p\Delta\varphi/\Omega + K(p)F(\Delta\varphi) = \gamma. \quad (22.29)$$

ChFAS tizimining sinxron ish holati deb, chastotasi sozlanayotgan generatorning chastotasi  $\omega = \omega_0$ ,  $p = 0$  va  $\Delta\varphi = \varphi_0 = const$  ish holatiga atiladi. Bu ish holatida FD chiqishida o'zgarmas kuchlanish  $U_{FD}$  va PChF uzatish

koefitsienti  $K(0) = 1$  bo'ladi. Shu asosda (22.29) ifoda sinxron ish holati uchun quyidagi ko'rinishni oladi:

$$F(\Delta\varphi^0) = \gamma. \quad (22.30)$$

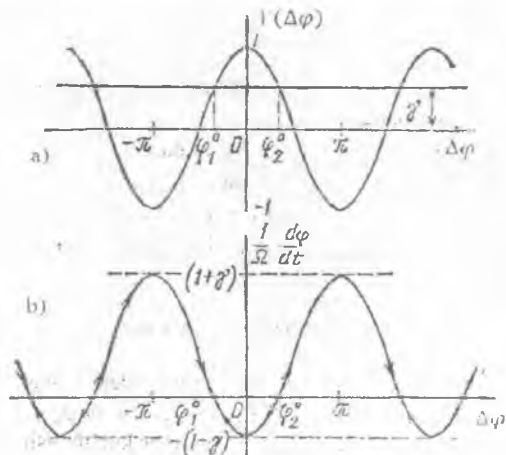
22.10-rasmda (22.30) tenglamaga mos keluvchi xarakteristika keltirilgan va  $\Delta\varphi^0$  – stasionar qiymatlari belgilangan.

$-\pi \leq \Delta\varphi \leq \pi$  – faza qiymatlari uchun ikkita yechimga ega bo'lamiz: birinchisi  $\Delta\varphi_1^0$  bo'lib, bunda  $\Delta\varphi_1^0 < 0$  va ikkinchisida  $\Delta\varphi_2^0 > 0$  bo'ladi.

(22.29) nochiqliq tenglama uchun uning turg'un ish holatini tadqiq etishni analitik usulda amalga oshirish mumkin. Bunda oddiy PChF tizimga kiritilmagan deb hisoblaymiz. U holda  $K(p) = 1$  bo'ladi va tizim birinchi darajali tenglama bilan ifodalanadi:

$$\frac{1}{\Omega} \frac{d\varphi}{dt} = \gamma - F(\Delta\varphi). \quad (22.31)$$

O'zgaruvchi argumentlar sifatida  $\varphi$  va  $\frac{1}{\Omega} \frac{d\varphi}{dt}$  larni qabul qilib chastotaning avtomatik sozlanish ish jarayonini fazalar yuzasi (maydoni)da ko'rib chiqamiz. Fazalar yuzasida nuqtalar xarakatini tasvirlovchi traektoriya (22.31) tenglamaga asosan quyidagicha o'zgaradi: agar  $F(\Delta\varphi) < \gamma$  va  $\frac{d\varphi}{dt} > 0$  bo'lsa, ya'ni vaqt o'tishi bilan faza  $\Delta\varphi$  kattalashadi, agar  $F(\Delta\varphi) > \gamma$  va  $\frac{d\varphi}{dt} < 0$  bo'lsa, u holda faza  $\Delta\varphi$  kichiklashadi. Ushbu tahlil natijasida  $\varphi_1^0$  – turg'un ish holatiga va  $\varphi_2^0$  – turg'un bo'lmagan ish holatiga to'g'ri keladi.

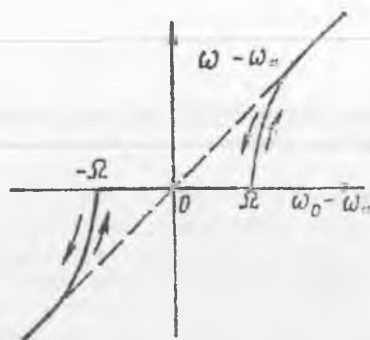


22.10-rasm. Faza yuzasida chastotaning sozlanish jarayoni



Turg'un – sinxron ish holatida faza  $\varphi_1^0$  ga teng bo'lishi kerak, bu esa o'z navbatida  $\gamma \leq 1$  yoki  $(\omega_{et} - \omega_0) \leq \Omega$  bo'lishini talab qiladi. Shuning uchun chastotasi  $\pm\Omega$  ning chegaraviy qiymati ChFAS tizimi sinxronlash polosasi deb ataladi. Ushbu  $\pm\Omega$  chastotalar polosasidan tashqarida bienie ish holati yuzaga keladi. Bu holatda  $U_{FD}$  va  $U_B$  kuchlanishlari EG va ChSG ishlab chiqarayotgan chastotalar farqiga teng chastota bilan o'zgaradi. Xuddi shu chastota bilan ChSG chastotasini o'zgartirish nosozlik chastotasi, ya'ni uning generatsiyalash chastotasi o'zgaradi.

22.11-rasmda chastota turg'un sozlangan ish holatida qoldiq  $\omega - \omega_{et} = \Delta\omega_q$  ning boshlang'ich nosozlik  $\Delta\omega$  ga bog'liqlik grafigi keltirilgan.



22.11-rasm. Chastota turg'un sozlanganligining dastlabki nosozlikka bog'liqligi

Chizmada uzoq-uzoq (punktir) chiziq ChFAS tizimi uzilgan holatga va uzluksiz siziq esa ChFAS tizimi ulangan holatni aks ettiradi.

Sinxronlash polosasi  $\pm\Omega$  oralig'ida, ya'ni  $-\Omega \leq \omega - \omega_{et} \leq +\Omega$  oralig'ida chastotasi sozlanayotgan generator ishlab chiqarayotgan tebranishlar chastotasi  $\omega_q = \omega_{et}$  bo'ladi.

ChFAS tizimida PChF (integrator) bor bo'lsa (22.9-rasm), u holda ChFAS tizimining ish holatini ifodalovchi differensial tenglamaning tartibi oshadi. Bu holda (22.2) va (22.31) ifodalardan quyidagi tenglamani olamiz:

$$(1 + pT) \frac{p\Delta\varphi}{\Omega} + F(\Delta\varphi) = pT\gamma + \gamma. \quad (22.32)$$

(22.32) ifodaga  $p = d/dt$ , o'lichamsiz o'zgaruvchilar  $\tau = t \sqrt{\frac{\Omega}{T}}$  va  $\frac{1}{\sqrt{\Omega T}} = 2\lambda$  ni kiritib va  $pT\gamma = 0$  ekanligini e'tiborga olib, ikkinchi darajali nochiziq differensial tenglamani olamiz:

$$\ddot{\varphi} + 2\lambda\dot{\varphi} + F(\Delta\varphi) = \gamma. \quad (22.33)$$

Stasionar ish holatida (22.33) tenglama (22.31) tenglama ko'rinishini oladi. Bu esa dastlabki stasionar (turg'un) yechimga olib keladi, u holda  $\varphi_1^0$  — turg'un ish holatiga va  $\varphi_2^0$  — turg'un bo'lmagan ish holatiga mos keladi. (22.33) tenglamaning tahlil sinxronlash polosasi chegaralarida gisterizis ish holatlari borligini ko'rsatadi. Sinxron ish holati  $|\gamma_3| < 1$  da, ya'ni chastotaga ega bo'lish (egallab olish) polosasi sinxron ishlash polosasidan  $\gamma = 1$ , generatsiyalanayotgan chastotani ushlab qolish polosasidan kichik bo'ladi. Sinxron generatsiyalash holatini dastlab egallab olish polosasining uni kelgusida ushlab qolish polosasidan kichikligi farqi PChF inersionligiga bog'liq.

## 22.7. Sinxronizatsiya

Tebranishlari chastotasi  $\omega_0$  bo'lgan avtogeneratorga chastotasi  $\omega_t$  bo'lgan tashqi signal ta'sir etganda avtogenerator tebranishlari chastotasi  $\omega_0$  tashqi signal chastotasi  $\omega_t$  ga teng bo'ladi, u bilan sinxron ravishda o'zgaradi. avtogenerator tashqi chastotaga egalik qiladi.

Tebranishlarni sinxronizatsiyalashdan turli radiotexnik tizimlarda, aloqa va o'lchov qurilmalarida, avtogenerator tebranish chastotasining turg'unligini ta'minlashda, raqamli sotali va oddiy raqamli telefon aloqasi tizimlarida keng foydalaniladi.

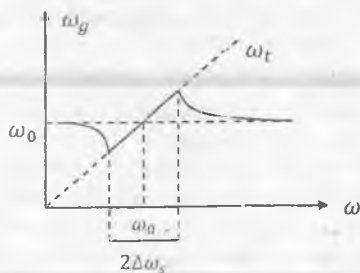
Hamma avtogeneratorlarni uning xususiy tebranish chastotasi  $\omega_0$  dan ma'lum bir  $2\Delta\omega_s$  ga farq qiluvchi chastotalar polosasida kengligi sinxronizatsiyalash mumkin. Ushbu  $2\Delta\omega_s$  chastotalar polosasi kengligi sinxronizatsiyalash polosasi yoki tashqi chastotani egallash polosasi deb ataladi. Agar avtogeneratorning boshlang'ich xususiy tebranish chastotasi  $\omega_0$  tashqi ta'sir signali chastotasidan farqi  $|\omega_0| - |\omega_g| = \Delta\omega$  dan katta bo'lsa, tizimda avtogenerator tebranish chastotasi  $\omega_g$ , majburiy tebranish chastotasi  $\omega_m$  ga teng bo'lgan tebranishlar bilan birga  $\omega_g$  va  $\omega_m$  chastotalar tepkisi (bieniesi)  $\Omega = |\omega_m - \omega_g|$  ga teng bo'lgan chastotalarda tebranishlar hosil bo'ladi.

22.12-rasmda avtogenerator tebranish chastotasining tashqi ta'sir signali chastotasiga bog'liqligi  $\omega_g = F(\omega_t)$  keltirilgan.

Agar  $|\omega_t - \omega_0| \leq \Delta\omega$ , ya'ni sinxronizatsiyalash polosasi chegaraviy qiymatidan kichik bo'lsa  $\omega_0 = \omega_t$  va  $\Omega = 0$  bo'ladi.

Sinxronizatsiyalash polosasi kengligi tashqi sinxronlash signali amplitudasiga bog'liq bo'lib, u kattalashgan sari sinxronlash polosasi kengayadi. Shuning bilan birga avtogenerator xususiy tebranishlari amplitudasiga ham bog'liq, u kichiklashgan sari sinxronlash polosasi kengligi kattalashib boradi va aksincha. Avtogenerator xususiy tebranishlari amplitudasini asosiy tebranish konturi  $L_k$  va u bilan induktiv bog'liqlik koeffitsientini kichiklashtirish natijasida amalga oshirish mumkin. Teskari musbat bog'lanish koeffitsienti avtogenerator o'z-o'zidan

qo'zg'atish uchun talab etiladigan induktiv bog'liqlik koeffisientidan qancha kam farq qilsa, sinxronizatsiyalash polosasi shuncha katta bo'ladi.



22.12.-rasm. Avtogenerator tebranish chastotasining tashqi ta'sir signali chastotasiga bog'liqligi

Avtogenerator tebranishlari amplitudasi uning yumshoq yoki qattiq ish holati tebranish xarakteristikalari  $I_1 = F(U_t)$  ning teskari bog'lanish xarakteristikasi bilan kesishgan nuqtasiga mos keluvchi absissasi qiymati  $U_k$  orqali aniqlanadi.

Agar tashqi ta'sir signali chastotasi  $\omega_t$  avtogeneratorning xususiy boshlang'ich tebranish chastotasidan  $\pm \Delta\omega_s$  ga farq qilsa, bunday sinxronizatsiyalash holatida birinchi garmonikada sinxronlash amalga oshadi.

Umuman olganda sinxronlash tashqi signal chastotasi  $\omega_t$  avtogenerator xususiy tebranish chastotaga nisbatan  $n/m$  nisbatida bo'lgan holatlarda ham amalga oshirilishi mumkin (bunda  $n$  va  $m$  uncha katta bo'lmagan butun sonlar).

Agar  $n \neq m$  bo'lsa, u holda sinxronlashni quyidagicha tushuntirish mumkin. Sinxronizatsiyalovchi tashqi signal chastotasi  $\omega_t = \frac{n}{m}(\omega_0 + \Delta\omega)$  va  $\Delta\omega \ll \omega_0$  bo'lsa, u holda tebranish chastotasi

$$\omega_k = m\omega_t - (n-1)\omega_0 = \omega_0 + n\Delta\omega$$

bo'lgan kombinatsion chastotali tebranish hosil bo'ladi va bu tebranishlar chastotasi  $\omega_0$  ga yaqin bo'ladi hamda  $\omega_g$  ni  $\omega_k$  ga yaqinlashishini ta'minlovchi sinxronizatsiya ish holati boshlanadi. Bu jarayon avtogenerator tebranish chastotasi  $\omega_g = \omega_k$  yoki  $\omega_g = n\omega - (n-1)\omega_0$  bo'lganda, ya'ni

$$\omega_g = \frac{m}{n}\omega_t$$

bo'lganda to'xtaydi.

Agar  $n = 1$  bo'lsa, tashqi ta'sir signali chastotasi  $\omega_t$  avtogenerator boshlang'ich xususiy tebranish chastotasi  $\omega_0$  dan  $m$  marta kichik bo'ladi. Sinxronizatsiya ish holatida avtogenerator tebranishlari chastotasi  $\omega_g = m\omega_t$  bo'ladi.

Avtogeneratorming bu sinxronlash ish hokti - garmonikalarda sinxronizatsiyalash deb ataladi va undan tashqi ta'sir signali chastotasini  $m$  ga ko'paytirish kerak bo'lgan hollarda foydalaniladi.

Agar  $m = 1$  bo'lsa, u holda avtogenerator xususiy boshlang'ich chastotasi  $\omega_0$  tashqi ta'sir signali chastotasi  $\omega_t$  dan  $n$  marta katta bo'ladi va sinxronizatsiyalashgan tebranishlar chastotasi  $\omega_g = \frac{\omega_t}{n}$  ga teng bo'ladi. Sinxronizatsiyalashning bu turi subgarmonikalarda sinxronizatsiyalash deb ataladi va undan tashqi ta'sir signali chastotasini  $n$  ga bo'lishda foydalaniladi.

Asosiy chastotada sinxronlash, garmonika va subgarmonikalarda sinxronlashda avtogenerator tebranishlari chastotasi  $\omega_g$  uning dastlabki xususiy tebranish chastotasi  $\omega_0$  ga juda yaqin bo'ladi. Sinxronlash polosasi  $2\Delta\omega_s$  kengligi  $n$  va  $m$  kattalashgan sari sezilarli darajada kichiklashadi.

Zamonaviy raqamli texnikaga asoslangan qurilmalarda chastotalarni ko'paytirish va bo'lish uchun ketma-ket ulangan triggerlar, teskari bog'lanishli surish registrlari va hisoblash elektr zanjirlaridan foydalaniladi. Raqamli qurilmalar alohida o'quv kursida o'rganiladi.

Raqamli aloqa tizimlarining amalda qo'llanilishi va elektron kommutatsiya tizimlaridan keng foydalanish bu qurilma va tizimlarning bir-biriga mutanosib teng tezliklarda sinxron ishlashini talab qiladi.

Elektr aloqa tizimlarida yuqorida keltirilgan tayanch avtogeneratorlari tebranish chastotasini sinxronlash, kirish signali chastotasini ko'paytirish va bo'lishdan tashqari yana bir qator vazifalarni bajaradi. Bular ishchi chastotalarni takt, faza, siklik va vaqt bo'yicha sinxronlashlardan iborat.

Takt bo'yicha sinxronizatsiyalash sinxronizatsiyalashning asosiy turi hisoblanadi. Bunda aloqa tarmog'idagi hamma tayanch chastota generatorlarining bir yagona chastotada ishlashini ta'minlash talab qilidani. Agar raqamli axborot uzatish tizimlarida signal uzatish tezligi uni qabullash tezligiga aniq mos kelsa, tizimda davriy surilishlar natijasida axborotni qisman, ba'zan esa umuman yo'qotilish holati yuz bermaydi.

Fazaviy sinxronizatsiyalash qabul qilinayotgan va generatsiya qilingan signal fazalarining bir-biriga mosligini ta'minlaydi. Odatda bunday sinxronlashdan alohida qurilma yoki uni ba'zi qismlarini sinxronlashda foydalaniladi. Misol uchun qaror qabul qilishda foydalaniladi. Misol uchun qaror qabul qilishda foydalaniladigan triggerlar optimal ish holatini ta'minlashda fazaviy sinxronlashdan foydalaniladi.

Siklik sinxronizatsiya yoki signal impulslari to'plami (kadr)larining siklik takrorlanish vaqtini belgilaydi, bu o'z navbatida signallarni ularning adresiga mos ravishda ajratishni yoki to'liq kadr signali tashkil etuvchilarini ajratishni ta'minlaydi

Vaqt bo'yicha sinxronizatsiyalash aloqa tizimidagi hamma qurilmalarning yagona vaqt etaloni asosida ishlashini ta'minlaydi. Odatda, buning uchun butun dunyo kelishilgan vaqt etalonidan foydalanib amalga oshiriladi. Bu esa butun dunyo miqyosida axborotlarni raqamli uzatishning talab darajasidagi sifat bilan ishlashining asosini tashkil qiladi.

## Nazorat savollari

1. Nochiziqli ish holatidagi funksional qismga bir vaqtning o'zida kuchli va kuchsiz signal ta'sir etganda chiqish signalida qanday o'zgarishlar yuzaga kelishi mumkin?

2. Ko'chma buzilishlar qanday funksional qism va ish holatlarida hosil bo'ladi?

3. Intermodulyatsiya deganda qanday jarayonni tushunasiz va u haqida chizmalar yordamida tushuncha bering.

4. Amplituda-faza konvensiyasi haqida tushuncha bering, u qanday hollarda hosil bo'ladi?

5. Regeneratsiya hodisasi haqida tushuncha bering.

6. Regeneratsiya kuchaytirish qurilmasiga qanday ta'sir ko'rsatadi?

7. Signal chastotasini avtomatik sozlash qanday amalga oshiriladi? Strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash holati haqida tushuncha bering.

8. Sinxronizatsiyalash haqida tushuncha bering. Undan qanday maqsadlarda foydalaniladi?

9. Takt, siklik sinxronlashlardan nima uchun foydalaniladi,

10. Fazani sinxronlashdan qanday maqsadlarda foydalaniladi va u qanday amalga oshiriladi?

## 23. TASODIFIY JARAYONLAR. SIGNALLARNING ENERGETIK SPEKTRI

### 23.1. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon

Xabar uzatilganda qabul qilish nuqtasida uning shakli avvaldan ma'lum emas, shuning uchun uni avvaldan ma'lum bir vaqt funksiyasi ko'rinishida tasvirlab bo'lmaydi. Xuddi shuningdek qabul qilish nuqtasida xalaqitning paydo bo'lish vaqti, uning qiymati avvaldan ma'lum emas, chunki xalaqitlar qaysi fizik jarayonlar natijasida hosil bo'lishini avvaldan aniq bilib bo'lmaydi, u tasodifiy ko'rsatkichlarga ega.

Shunday qilib, signallar va xalaqitlar matematik nuqtai nazardan tasodifiy jarayonlardir. Tasodifiy jarayon vaqtning tasodifiy funksiyasi bilan ifodalanadi, vaqtning har qanday qiymatida ham uning funksiyasi tasodifiy kattalikka ega. Umuman, argument har qanday kattalik bo'lishi mumkin, elektr signallar uchun argument vazifasini vaqt bajaradi.

Tasodifiy jarayon  $\zeta(t)$  tajriba yoki kuzatish natijasida qandaydir aniq  $\zeta_k(t)$  ko'rinish (shakl)ni oladi (23.1-rasm). Tajriba yoki kuzatish natijasida tasodifiy jarayon qabul qilgan ko'rinish – uning realizatsiyasi deb ataladi. Tajribalar yoki kuzatishlar natijasida tasodifiy jarayon qaul qilgan ko'rinishlarning jamlamasi – realizatsiya ansambli deb ataladi.

Tajribadan so'ng tasodifiy jarayon qabul qilgan ko'rinishlar endi tasodifiy emas, ammo bu tajribadan so'ng tasodifiy jarayon qanday ko'rinishda bo'lishini avvaldan bashorat etib bo'lmaydi, u tasodifiy ko'rinishni qabul qiladi.

Agar tasodifiy jarayon har-bir realizatsiyasini emas, realizatsiyalar ansambli asosida tasodifiy jarayonning ehtimollik tavsiflarini aniqlash mumkin.

Bunday tavsiflar tasodifiy jarayonning taqsimot qonunlari bo'lib, ularni tajriba asosida va nazariy hisoblash natijasida aniqlanadi. Taqsimot qonunlari ikki turli, bular: integral taqsimot qonuni va differensial taqsimot qonunlaridar.

Tasodifiy jarayon realizatsiyalari  $t_1$  vaqtda  $\zeta_1(t_1), \zeta_2(t_1), \zeta_3(t_1), \dots, \zeta_n(t_1)$  qiymatlarga ega bo'ladi (23.1-rasm). Tasodifiy jarayonning  $t_1$  vaqtdagi qiymati tasodifiy qiymatga ega bo'ladi.

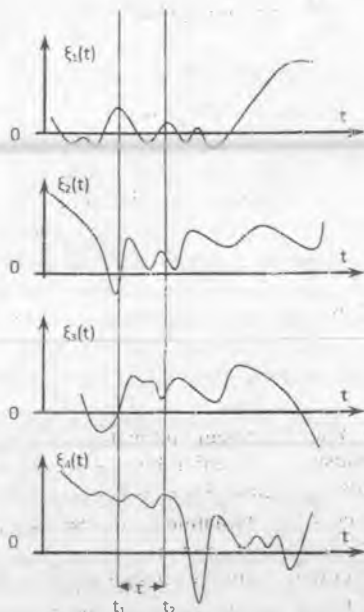
Bir o'lchamli integral taqsimot qonuni asosida tasodifiy jarayonning  $t_1$  vaqtdagi qiymati  $\zeta(t_1)$  berilgan  $x_1$  dan katta bo'lmisligi aniqlanadi, ya'ni

$$F_1(x_1, t_1) = P[\zeta(t_1) \leq x_1]. \quad (23.1)$$

(23.1) ifodaning xususiy hosilasi

$$\frac{\partial F_1(x_1, t_1)}{\partial x_1} = P_1(x_1, t_1) \quad (23.2)$$

tasodifiy jarayon  $\zeta_k(t)$  ning  $t=t_1$  vaqt uchun bir o'lchamli taqsimot qonunining zichligi deb ataladi.



23.1-rasm. Tasodifiy jarayonlarning realizatsiyalari

$F_1(x_1, t_1; x_2, t_2)$  tasodifiy jarayon  $\zeta_i(t)$  ning qiymati  $t_1$  vaqtda  $x_1$  dan va  $t_2$  vaqtda  $x_2$  dan kichik bo'lishi ikki o'lchamli integral taqsimot qonuni deb ataladi, ya'ni

$$F_2(x_1, t_1; x_2, t_2) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2]. \quad (23.3)$$

Ikki o'lchamli ehtimollik zichligi (23.4) ifodadan ikkinchi tartibli hosila olish orqali aniqlanadi

$$\frac{\partial^2 F_2(x_1, t_1; x_2, t_2)}{\partial x_1 \partial x_2} = P_2(x_1, t_1; x_2, t_2). \quad (23.4)$$

Olingan hosila tasodifiy jarayon  $\zeta(t)$  ning qiymati  $t_1$  vaqtda  $x_1 + dx_1$  va  $t_2$  vaqtda  $x_2 + dx_2$  orasida bo'lish ehtimolligini ifodalaydi.

Tasodifiy jarayonning eng to'liq tavsifi uning  $n$ -o'lchovli integral taqsimot qonuni bo'lib, u tasodifiy jarayonning  $n$ -ta istalgan ondagi qiymatlarining taqsimotini aniqlash imkoniyatini beradi, ya'ni

$$F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots, x_n, t_n) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2; \dots, \zeta(t_n) \leq x_n]. \quad (23.5)$$

$n$ -o'lchamli integral taqsimot qonuni ifodasi (23.5) dan olingan  $n$ -tartibli xususiy hosila

$$\frac{\partial^n F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots, x_n, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n} = P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots, x_n, t_n) \quad (23.6)$$

orqali  $n$ -o'lchamli ehtimollik zichligini aniqlash mumkin.

Agar tasodifiy jarayonning har qanday  $n$  ta vaqt  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$  lar uchun  $n$ -o'lchamli taqsimot qonuni ma'lum bo'lsa, bunday tasodifiy jarayon aniqlangan hisoblanadi. Agar tasodifiy jarayon  $\zeta(t)$  ning qiymatlari vaqt  $t$  ning har qanday qiymati uchun o'zaro bir-biriga bog'liq bo'lmasa, u holda

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots, x_n, t_n) = P_1(x_1, t_1)P_2(x_2, t_2) \dots P_n(x_n, t_n). \quad (23.7)$$

Demak, har qanday vaqtdagi qiymatlari bir-biriga bog'liq bo'lmagan tasodifiy jarayonning asosiy tavsifi uning bir o'lchamli taqsimot qonunidir.

Taqsimot qonunlari tasodifiy jarayonning eng to'liq tavsiflari hisoblanadi. Ammo ularni aniqlash uchun katta hajmdagi tajriba natijalariga ishlov berish talab etiladi. Bundan tashqari jarayonga bunday to'liq tavsif berish hamma vaqt ham talab etilmaydi. Ko'p hollarda amaliy ahamiyatga ega masalalarni hal qilishda tasodifiy jarayonning to'liq bo'lmasa ham soddaroq tavsiflarini bilish yetarli hisoblanadi.

Tasodifiy jarayonning shunday tavsiflari qatoriga uning o'rtacha qiymati va korrelyatsiya funksiyasi kiradi.

Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati (matematik kutilma qiymati) quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (23.8)$$

bunda  $\overline{x(t_1)}$  ustidagi to'g'ri chiziq tasodifiy jarayon o'rtacha qiymati uning bir necha realizatsiyalarining  $t_1$  vaqtdagi qiymatlari orqali topilganligini bildiradi. Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati atrofida uning boshqa qiymatlari guruhlanadi (to'planadi). O'rtacha qiymatning kvadrati quyidagicha aniqlanadi

$$\overline{x^2(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (23.9)$$



Dispersiya – tasodifiy jarayonning biror-bir realizatsiyasining  $t_1$  vaqtidagi qiymatini uning o'rtacha qiymatidan farqining o'rtacha kvadrati shaklida aniqlanadi, ya'ni

$$D[x(t_1)] = \overline{[x(t_1) - \bar{x}(t_1)]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t_1) - \bar{x}(t_1)]^2 dx_1 dx_2, \quad (23.10)$$

Dispersiya matematik nuqtai nazardan tasodifiy jarayon qiymatlarining o'zining o'rtacha qiymati atrofida tarqalganligini (yoyilganligini) bildiruvchi (baholovchi) kattalikdir. Agar  $\bar{x}(t) = 0$  bo'lsa, dispersiya o'rtacha qiymatga teng bo'ladi:

$$D[x(t_1)] = \overline{x^2(t_1)} = \sigma_x^2 \quad (23.11)$$

O'rtacha qiymat va dispersiya tasodifiy jarayonni alohida vaqtlardagi tavsiflaridir.

Agar tasodifiy jarayon sifatida signal nazarda tutilgan bo'lsa, u holda: tasodifiy jarayon o'rtacha qiymati qurilmaning ma'lum qismidagi kuchlanish (tok) o'rtacha qiymatini; o'rtacha qiymat kvadrati esa qarshiligi shartli 1 Om bo'lgan yuklamada ajralayotgan quvvatni; dispersiya esa signal quvvatining o'zgaruvchan qismini anglatadi.

Tasodifiy jarayonning  $t_1$  va  $t_2$  vaqtlardagi qiymatlari  $x(t_1)$  va  $x(t_2)$  orasidagi statistik bog'lanish uning korrelyatsiya funksiyasi orqali aniqlanadi. Bu bog'lanish  $x(t_1)$  va  $x(t_2)$  qiymatlarning o'rtacha qiymati shaklida aniqlanadi, ya'ni

$$B_{xx}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)x(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, t_1; x_2, t_2) dx_1 dx_2 \quad (23.12)$$

Ikki tasodifiy jarayon  $x(t_1)$  va  $x(t_2)$  ning  $t_1$  va  $t_2$  vaqt qiymatlari orasidagi statistik bog'lanish ularning o'zaro korrelyatsiya funksiyalari orqali ifodalanadi, ya'ni

$$B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xy P_2(x, t_1; y, t_2) dx dy \quad (23.13)$$

Agar  $x(t)$  va  $y(t)$  tasodifiy jarayonlar o'zaro bog'liq bo'lmasa, u holda 2-o'lichamli taqsimot qonuni 1-o'lichamli taqsimot qonunlari ko'paytmasi shaklini oladi, ya'ni

$$P_2(x, t_1; y, t_2) = P_1(x, t_1)P_1(y, t_2), \quad (23.14)$$

natijada  $B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)}$ ,  $\overline{x(t_1)} = \overline{y(t_2)} = 0$  va  $B_{xx}(t_1, t_2) = 0$  bo'ladi.

Agar ikki tasodifiy jarayon bir-biriga statistik bog'liq bo'lsa, u holda o'zaro korrelyatsiya funksiyasi noldan farqlanadi; teskarisi ham vaqt ham to'g'ri bo'lmaydi va qo'shimcha tahlil etishni talab qiladi.

Ba'zi hollarda korrelyatsiya koeffitsienti, nisbiy korrelyatsiya tushunchalaridan foydalanishga ehtiyoj seziladi.

Yagona tasodifiy jarayonning  $t_1$  va  $t_2$  vaqtlardagi oniy qiymatlari orasidagi bog'liqlik korrelyatsiya koeffitsienti  $t_2 - t_1 = \tau \neq 0$  dagi qiymatining, uning  $\tau = 0$  bo'lgandagi qiymati shaklida aniqlanadi

$$R_{xx}(t_1, t_2) = R_{xx}(\tau) = \frac{B_{xx}(t_1 - t_2)}{B_{xx}(0)} = \frac{B_{xx}(\tau)}{B_{xx}(0)} \quad (23.15)$$

$R_{xx}(\tau)$  odatda avtokorrelyatsiya koeffitsienti deb ataladi va uning qiymati +1 va -1 oralig'ida bo'ladi. Agar  $R_{xx} = 1$  bo'lsa to'liq bog'liqlik,  $R_{xx} = 0$  bo'lsa bog'liqlik yo'q,  $R_{xx} = -1$  bo'lsa bog'liqlik qarama-qarshi teskari bo'ladi.

Xuddi yuqoridagi singari  $x(t_1)$  va  $y(t_2)$  tasodifiy jarayon orasidagi bog'liqlik o'zaro korrelyatsiya koeffitsienti orqali baholanadi

$$R_{xy}(t_1, t_2) = R_{xy}(\tau) = \frac{B_{xy}(\tau)}{B_{xy}(0)} \quad (23.16)$$

O'zaro korrelyatsiya koeffitsienti  $R_{xy}(\tau)$  ham +1 va -1 oralig'ida bo'ladi. Bunda  $R_{xy} = 1$  ikki tasodifiy jarayon bir-biriga to'liq bog'liqligini,  $R_{xy} = 0$  ikki tasodifiy jarayon o'zaro bog'liq emasligini va  $R_{xy} = -1$  ikki tasodifiy jarayon o'zaro qarama-qarshi qiymatga ega ekanligini bildiradi.

Ba'zi tasodifiy jarayonlar, shu jumladan Normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi tasodifiy jarayonlar uchun o'rtacha qiymat va korrelyatsiya funksiyasi yetarli ma'lumot beruvchi tavsiflar hisoblanadi. Amalda uchraydigan ko'p tasodifiy jarayonlar stasionar jarayonlardir. Agar n-o'lchamli taqsimot qonuni n-ning har qanday qiymatida  $t, t_j$  qiymatlari farqiga oraliq'iga bog'liq va alohida-alohida qiymatlariga bog'liq bo'lmasa, bunday tasodifiy jarayonlar tor ma'nodagi stasionar tasodifiy jarayonlar deb ataladi, ya'ni

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = P_n(x_1, t_1 + \tau; x_2, t_2 + \tau; \dots; x_n, t_n + \tau). \quad (23.17)$$

Stasionar tasodifiy jarayonlarning ehtimollik tavsiflari kuzatish vaqti boshlanishiga bog'liq emas, faqat  $\Delta = t_i - t_j$  oraliqqa bog'liq.

Agar tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati

$$x(t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1 \quad (23.18)$$

vaqtga bog'liq bo'lmasa va uning korrelyatsiya funksiyasi faqat  $\Delta = t_i - t_j$  ga bog'liq bo'lsa bunday tasodifiy jarayon keng ma'noda stasionar tasodifiy jarayon deb ataladi, ya'ni

$$B_{xx}(t_1, t_2) = B_{xx}(t_2 - t_1) = B_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2. \quad (23.19)$$

Bundan buyon stasionar jarayon deganda, keng ma'nodagi stasionar jarayonni tushunish kerak.

Stasionar tasodifiy jarayonlar uchun amal ko'p hollarda ergodiklik teoremasini qo'llash mumkin. Bu teoreмага asosan tasodifiy jarayonlarning ansambli bo'yicha aniqlangan o'rtacha qiymati  $T \rightarrow \infty$  holatda vaqt bo'yicha qiymatlarni o'rtalashtirish natijasida olingan qiymati ehtimolligi birga yaqin darajada teng deb hisoblash bo'ladi, ya'ni

$$\bar{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x P(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \bar{x}(t); \quad (23.20)$$

$$\bar{x^2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 P(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \bar{x^2}(t); \quad (23.21)$$

$$B_{xx}(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau) dt = \overline{x(t)x(t+\tau)}. \quad (23.22)$$

Ergodiklik hossasi amaliyotda katta ahamiyatga ega. Bu hossa tasodifiy jarayon bir necha realizatsiyalarining o'rniga bitta realizatsiyasini yetarli darajadagi vaqt davomida kuzatib uning statistik tavsiflarini aniqlash imkoniyatini yaratadi. Misol uchun biror bir radiotexnik qurilma chiqishidagi shovqin xususiyatlarini aniqlash uchun bir necha bir hil qurilmadan foydalanish o'rniga, bitta qurilma chiqishidagi shovqinni ishonarli statistik natija olguncha kuzatib aniqlash mumkin.

Korrelyatsiya funksiyasining asosiy xossalari:

- ergodik jarayonning avtokorrelyatsiya funksiyasi juft funksiya, ya'ni  $B_{xx}(\tau) = B_{xx}(-\tau)$ ;

- ergodik jarayonning  $\tau=0$  bo'lgandagi korrelyatsiya funksiyasi ushbu jarayonning o'rtacha quvvatiga teng, ya'ni  $B_{xx}(0) = \overline{x^2(t)} = \sigma_x^2$ ;

- korrelyatsiya funksiyasining hech bir qiymati uning  $\tau=0$  bo'lgandagi qiymatidan katta bo'lmaydi, ya'ni  $B_{xx}(0) \geq B_{xx}(\tau)$ , chunki

$$[\overline{x(t)} - \overline{x(t+\tau)}]^2 = \overline{x^2(t)} - 2\overline{x(t)x(t+\tau)} + \overline{x^2(t+\tau)} = 2B_{xx}(0) - 2B_{xx}(\tau) \geq 0; \quad (23.23)$$

- korrelyatsiya funksiyasining nisbiy kattaligi (normirovka qilingan) moduli birdan katta bo'lmaydi, ya'ni  $|R_{xx}(\tau)| \leq 1$ ;

- agar tasodifiy jarayon avtokorrelyatsion funksiyasi  $\tau=0$  da  $B_{xx}(0) \neq 0$  va  $\tau > 0$  bo'lganda  $B_{xx}(\tau) = 0$  bo'lsa, u holda tasodifiy jarayonning  $x(t)$  va  $x(t+\tau)$  qiymatlari orasida bog'liqlik bo'lmaydi. Bunday tasodifiy jarayon to'loq (toza) tasodifiy jarayon hisoblanadi;

- agar ergodik tasodifiy jarayon tarkibida davriy takrorlanuvchi (determinant) tashkil etuvchisi bo'lmasa uning korrelyatsiya funksiyasi  $\tau \rightarrow \infty$  bo'lganda nolga intiladi, ya'ni  $x(t)$  va  $x(t+\tau)$  oralaridagi bog'liqlik asta-sekin kamayadi va  $\tau \rightarrow \infty$  da nolga yaqinlashadi.

- agar ergodik tasodifiy jarayon tarkibida doimiy takrorlanuvchi (determinant) tashkil etuvchisi bo'lsa, u holda  $\tau \rightarrow \infty$  bo'lganda yakuniy korrelyatsiya funksiya  $B_{xx}(\tau) = x_0^2$  bo'ladi, chunki

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} B_{xx}(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} [\zeta(t) + x_0][\zeta(t+\tau) + x_0] = x_0^2. \quad (23.24)$$

- davriy takrorlanuvchi jarayon avtokorrelyatsiya funksiyasi o'z davriga teng jarayon bo'ladi. Misol uchun  $x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k)$  bo'lsa, uning o'rtacha qiymati

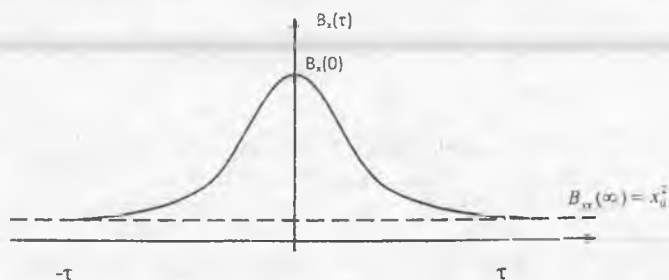
$$B_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_k A_n \cos(k\omega t + \varphi_k) \cos(n\omega t + \varphi_n) dt. \quad (23.25)$$

$n \neq k$  bo'lganda kosinuslar ko'paytmasidan olingan integral nolga teng bo'ladi va  $n = k \neq 0$  holat uchun bu integral  $\frac{1}{2} \cos k\omega \tau$  ga teng bo'ladi, natijada

$$B_{xx}(\tau) = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2} \cos k\omega \tau \quad (23.26)$$

bo'ladi.

23.2-rasmda ko'p holatlarda uchraydigan ergodik tasodifiy jarayon korrelyatsion funksiyasi xossalarini namoyish etuvchi chizma keltirilgan.

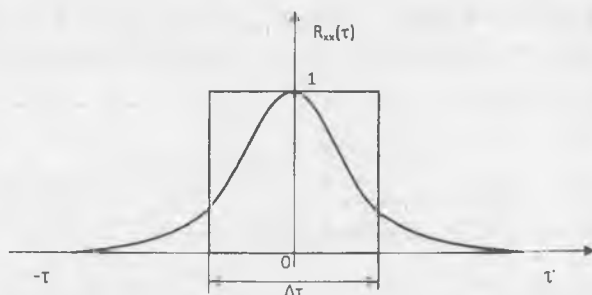


23.2-rasm. Tasodifiy jarayon va determinant signal korrelyatsion funksiyasi

Eslatib qo'yamiz, korrelyatsion funksiya birlamchi davriy jarayon garmonik tashkil etuvchilari fazalariga bog'liq emas.

Korrelyatsiya oraliq'i. Tarkibida determinant tashkil etuvchisi bo'lmagan tasodifiy jarayon uchun  $\Delta\tau$  ning shunday oraliq qiymatini ko'rsatishi mumkin, agar  $\tau > \Delta\tau$  bo'lsa, tasodifiy jarayonning  $x(t)$  va  $x(t+\tau)$  vaqtdagi qiymatlari orasidagi bog'liqlik kamayib boradi, uning bog'liqligi (korrelyatsiyasi) yo'q deb hisoblash mumkin.  $\Delta\tau$  ning ushbu qiymati korrelyatsiya (bog'liqlik) oraliq'i deb ataladi. Uni odatda korrelyatsiya funksiyasi chizig'i va absissa o'qi bilan chegaralangan yuzaga teng hamda balandligi birga teng to'g'ri to'rtburchak asosi kengligi orqali aniqlanadi (23.3-rasm).

$$\Delta\tau = \frac{1}{B_{xx}(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B_{xx}(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) d\tau. \quad (23.27)$$



23.3-rasm. Tasodifiy jarayon korrelyatsiya funksiyasi

### 23.2. Signal energetik spektri

Tasodifiy jarayonni ma'lum bir  $T$  vaqt davomida kuzatish natijasida uning shu qismiga tegishli amplituda spektrini aniqlash mumkin, ya'ni:

$$s(j\omega) = \int_{-T}^T s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (23.28)$$

Bu (23.28) funksiya tasodifiy bo'ladi, uni tasodifiy jarayonning  $t > T$  qismiga tadbiiq etib bo'lmaydi. Energetik spektr tushunchasini kiritamiz, natijada tasodifiy jarayon uchun uning spektr funksiyasi tasodifiy bo'lmashligiga erishamiz.

Ma'lumki stasionar tasodifiy jarayonlar korrelyatsiya funksiyasi uni tasodifiy jarayonning qaysi vaqtda aniqlanishiga bog'liq emas, ya'ni  $t_1$  va  $t_2$  larning alohida qiymatlariga bog'liq emas. Agar  $\tau = t_2 - t_1$  o'zgarishsiz saqlansa stasionar tasodifiy jarayon korrelyatsiya funksiyasi o'zgarmaydi. Shuning uchun signal energetik spektrini uning korrelyatsiya funksiyasi orqali aniqlash mumkin, ya'ni:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (23.29)$$

Fure teskari o'zgartirishi natijasida  $B(\tau)$  ni aniqlash mumkin, ya'ni:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (23.30)$$

(23.29) va (23.30) ifodalar bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari o'zgartirishlari orqali bog'langan bo'lib, ularni Viner-Xinchin formulalari deb ataladi.

Ma'lumki korrelyatsiya funksiyasi juft funksiya, ya'ni  $B(-\tau) = B(\tau)$ , shuni e'tiborga olgan holda (23.29) va (23.30) formulalarni quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$B(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau d\omega; \quad (23.31)$$

$$G(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) \cos \omega\tau d\tau. \quad (23.32)$$

(23.30) formuladan foydalanib  $G(\omega)$  funksiyaning fizik mazmunini aniqlash mumkin. Buning uchun  $\tau = 0$  deb hisoblaymiz, natijada quyidagiga erishamiz:

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P, \quad (23.33)$$

hunda  $P$  – tasodifiy jarayonning o'rtcha quvvati.

(23.33) formuladan ko'rinadiki  $G(\omega)$  funksiya tasodifiy jarayon quvvati spektrining zichligini ifodalaydi va Vv/Hz o'lchov birligiga ega bo'lib, har bir Hz polosaga mos keluvchi tasodifiy jarayon quvvatini baholaydi. Tasodifiy jarayonning berilgan  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  polosadagi umumiy quvvati  $G(\omega)$  dan  $\omega_1$  dan  $\omega_2$  gacha integral olish orqali aniqlanadi, ya'ni:

$$P_{\omega_1 \dots \omega_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (23.34)$$

Energetik spektrni tasodifiy jarayon amalga oshirilgan davomiyligi  $T$  bo'lgan qismi uchun quyidagicha aniqlash mumkin. Parvesal tengligi yordamida  $x(t)$  tasodifiy jarayonning  $T$  vaqt davomida ajralgan energiyasi

$$E_T = \int_0^T x^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |s_T(j\omega)|^2 d\omega. \quad (23.35)$$

Tasodifiy o'rtacha quvvati  $E_T/T$  orqali  $T \rightarrow \infty$  sharti uchun quyidagiga teng bo'ladi:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E_T}{T} = \frac{1}{\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} |s_T(j\omega)|^2 d\omega, \quad (23.36)$$

(23.34) va (23.36) ni taqqoslash natijasida  $G(\omega)$  (energetik spektr) va  $S(j\omega)$  (amplituda spektri) orasidagi bog'lanish ifodasini olamiz, ya'ni

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2|s(j\omega)|^2}{T}. \quad (23.37)$$

Energetik spektr tushunchasi tasodifiy jarayon realizatsiyasini o'rtacha tavsiflaydi. Agar tasodifiy jarayon energetik spektri  $G(\omega)$  past chastotalar diapazonida joylashgan bo'lsa, bu protsess spektri  $G(\omega)$  yuqori chastotalar diapazonida joylashgan tasodifiy jarayonga nisbatan sekinroq o'zgaruvchi bo'ladi. Tor polosali tasodifiy jarayonning energetik spektri  $\Delta\omega$  o'rtacha chastota  $\omega_0$  atrofida joylashgan bo'ladi va  $\Delta\omega \ll \omega_0$  bo'ladi. Bu tasodifiy jarayon avval ko'rib

o'tganimizdek amplitudasi va fazasi asta o'zgaruvchi o'rtacha chastotasi  $\omega_0$  ga teng bo'lgan garmonik tebranishni eslatadi.

Energetik spektr va korrelyatsiya funksiyasi bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari juft o'zgartirish orqali bog'langanligi uchun ularga nisbatan spektral tahlil teoremasini qo'llash mumkiin. Ushbu teoreмага asoslangan ba'zi natijalar 23.1-jadvalda keltirilgan. Bunda  $x=0$ ,  $x_1(t)$  va  $x_2(t)$  funksiyalar o'zaro bog'liq emas deb hisoblangan.

23.1-jadval.

$x(t)$	$B_x(\tau)$	$G(\omega)$
$x_1(t) + x_2(t)$	$B_1(\tau) + B_2(\tau)$	$G_1(\omega) + G_2(\omega)$
$x(ct)$	$B(c\tau)$	$\frac{1}{c} G\left(\frac{\omega}{c}\right)$
$x(t - t_0)$	$B(\tau)$	$G(\omega)$
$x(t)e^{-i\omega t}$	$B(\tau)e^{i\omega\tau}$	$G(\omega) + \Omega$
$x_1(t) x_2(t)$	$B_1(\tau) \cdot B_2(\tau)$	$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\nu) G_2(\omega - \nu) d\nu$

Energetik spektri  $G(\omega) = \frac{N_0}{2}$  chastotalar diapazoni  $-\infty < \omega < \infty$  da joylashgan tasodifiy jarayon "oq shovqin" turidagi fluktuasion xalaqitga tegishli bo'lib, bu spektr chastota  $\omega_0 = 0$  ga nisbatan simmetrik joylashgan, shuning uchun  $G(\omega)$  qiymati haqiqiy qiymati  $N_0$  dan ikki marta kichik qilib olingan.  $N_0$  - xalaqitning 1 Hz polosadagi quvvatiga to'g'ri keladi. Oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasi quyidagiga teng:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (23.38)$$

Tasodifiy jarayonlar uchun uning spektri kengligi  $\Delta f$  va korrelyatsiyasi oraliq'i  $\Delta\tau$  lar orasida umumiy bog'liqlik bor, ya'ni

$$\Delta f \cdot \Delta\tau \geq \mu \approx 1 \quad (23.39)$$

bunda,  $\mu$  - doimiy koeffsient bo'lib, taxminan birga teng.

Energetik spektr kengligi  $\Delta f$  korrelyatsiya oraliq'i  $\Delta\tau$  ga o'xshash ifoda orqali aniqlanadi:

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f = \frac{1}{G(\omega)} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega. \quad (23.40)$$



Korrelyatsiya funksiyasi  $B(\tau) = a^2 e^{-\alpha|\tau|}$  ifoda orqali aniqlanadigan jarayon energetik spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$G(\omega) = 2 \int_0^{\infty} a^2 e^{-\alpha\tau} \cos \omega\tau d\tau = \frac{2a^2\alpha}{\pi(\alpha^2 + \omega^2)}. \quad (23.41)$$

Jarayon quvvati  $B(0) = a^2$  bo'lib,  $\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) d\tau = \frac{2a^2}{\alpha}$  va korrelyatsiya oralig'i tarifiga asosan  $\Delta\tau = \frac{2}{\alpha}$ ; spektr doimiy tashkil etuvchisi quvvati  $G(0) = \frac{2a^2}{\pi\alpha}$  ga va umumiy quvvati  $P \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = 2a^2$ ; spektr kengligi  $\Delta\omega = \pi\alpha$ ,  $\Delta f = \frac{\alpha}{2}$  natijada  $\Delta f \cdot \Delta\tau = 1$ .

### 23.3. Fluktuasion xalaqitlar

Fluktuasion xalaqit stasionar tasodifiy jarayon bo'lib, ehtimollik normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Chunki fluktuasion xalaqit juda ko'p sonli bir-biri bilan bog'liq bo'lmagan tasodifiy kattaliklarning yig'indisidan iborat bo'lgani uchun ehtimollik nazariyasining markaziy chegaraviy teoremasiga asosan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

Bir o'lchamli zichlik ehtimollik taqsimoti ifodasi Gauss jarayoni uchun quyidagi ko'rinishga ega:

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(w-\bar{w})^2}{2\sigma^2}} \quad (23.42)$$

bunda,  $w$  – tasodifiy jarayon o'rtacha qiymati;  $\sigma^2$  – tasodifiy jarayon dispersiyasi.

Fluktuasion xalaqitlar uchun  $w$  ning musbat va manfiy qiymatlari bir hil ehtimollikka ega, shuning uchun  $\bar{w} = 0$ , dispersiya  $\sigma^2$  xalaqitning quvvati  $P$  ga teng, xalaqitning effektiv (samarali) qiymati  $Q_{\text{eff}} = \sqrt{P} = \sigma_n$ . Yuqoridagilarni e'tiborga olish natijasida xalaqit ehtimolligi zichligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{w^2}{2\sigma_n^2}} \quad (23.43)$$

Bunga mos ravishda ehtimollik taqsimoti integral funksiyasi quyidagicha bo'ladi:

$$F(u_0) = P(u \leq u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} [1 + \Phi(u_0)], \quad (23.44)$$

bunda,  $u = \frac{w}{\delta_n}$  – xalqitning nisbiy qiymati;

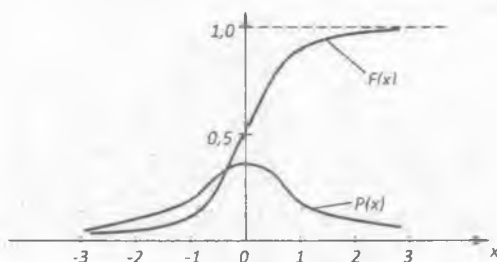
$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (23.45)$$

$\Phi(u)$  – ehtimollik integrali yoki Kramp funksiyasi deb ataladi. Kramp funksiyasi toq funksiya bo'lib  $\Phi(-u) = -\Phi(u)$ , bundan tashqari  $\Phi(\infty) = 1$  va  $\Phi(0) = 0$

23.4-rasmda Gauss jarayoni integral va differensial taqsimoti chizmalari keltirilgan.

Ehtimollik taqsimoti qonuni asosida xalqit qiymatining berilgan oraliqda bo'lish ehtimolligini aniqlash mumkin, misol uchun  $u_1$  va  $u_2$  oraliqda bo'lishini:

$$P\{u_1 < u < u_2\} = \int_{u_1}^{u_2} P(u) du. \quad (23.46)$$



23.4-rasm. Differensial va integral taqsimot qonunlari

(23.46) ifodadagi  $P(u)$  o'rniga (23.45) ni qo'yib quyidagini olamiz:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [\Phi(u_2) - \Phi(u_1)] \quad (23.47)$$

(23.47) ifodaga  $u_2 = \infty$  va  $u_1 = u_0$  ni qo'yib, xalaqitning berilgan  $u_0$  dan katta qiymatda bo'lish ehtimolligini ham aniqlash mumkin:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [\Phi(\infty) - \Phi(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - \Phi(u_0)] \quad (23.48)$$

(23.48) formula asosida hisoblashlar shuni ko'rsatadiki, xalaqitning berilgan  $u_0$  sathdan katta bo'lish ehtimolligi  $u_0$  kattalashgan sari undan tezroq kichiklashadi.

Xalaqit nisbiy sath  $u_0 = 1$  dan katta bo'lish ehtimolligi 0,16 ga;  $u_0 = 3$  dan katta bo'lish ehtimolligi  $13 \times 10^{-4}$ ; va nihoyat  $u_0 = 4$  nisbiy sathdan katta bo'lish ehtimolligi  $3,5 \times 10^{-5}$  ga teng. Bundan ko'rinib turibdiki, xalaqit o'zining effektiv (samarador) qiymatida 3 marta katta bo'lish ehtimolligi juda kam. Xalaqitning eng katta qiymati uning effektiv qiymatidan 3,5-4,5 marotaba katta, shuning uchun fluktuasion xalaqitni impulsimon xalaqitdan farqliroq tekis xalaqit deb ataladi. Chunki impulsimon xalaqitning eng katta qiymatining eng kichik qiymatiga nisbati juda katta ( $10^2 = 10^6$ ) bo'ladi.

Fluktuasion xalaqit tashkil etuvchilari bir-biri bilan statistik bog'lanishga ega bo'lmaganligi uchun bunday xalaqitlar "oq shovqin" xalaqitlar deb ataladi, chunki uning spektri oq rang spektriga o'xshash juda keng, nazariy nuqtai nazardan 0 dan  $\infty$  orasida joylashgan fluktuasion xalaqitlar avtokorrelyatsion funksiyalari koeffisienti  $R_{ij} = 0$  bo'ladi agar  $i \neq j$  bo'lsa va  $R_{ij} = 1$  bo'ladi agar  $i = j$  bo'lsa.

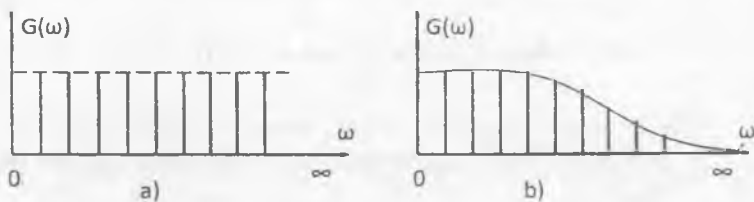
Fluktuasion xalaqit  $n$ -o'lchamli ehtimollik taqsimot qonuni quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P_n(w_1, w_2, w_3, \dots, w_n) = \prod_{k=1}^n P(w_k) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{n/2}} e^{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^n w_k^2} \quad (23.4'9)$$

"Oq shovqin" shaklidagi fluktuasion xalaqit energetik spektri hammasi chastotalar diapazonida bir hil sathga ega. Shuni ta'kidlash kerakki, "oq shovqin" tushunchasi ideallashtirilgan tushuncha bo'lib, haqiqatda chastota oshishi bilan uning energetik spektri sathi ham kamayib boradi (23.5-rasmi).

Xuddi shuningdek fluktuatsion xalaqit avtokorrelyatsion funksiyasi  $\Delta\tau \neq 0$  da ma'lum kattalikda bo'ladi, ya'ni  $\Delta\tau$  ning juda kichik ammo nolga teng bo'lmagan qiymatlari uchun  $R_{ij} \neq 0$  bo'ladi. Amalda ideallashtirilgan shakldan fluktuasion xalaqit korrelyatsiya oralig'i  $\Delta\tau$  radiotexnik qurilma yoki tizimda o'tish jarayoni davomiyligi  $\tau$  dan kichik bo'lganda, ya'ni  $\Delta\tau \ll \tau$  bo'lganda

foydalaniladi, yoki radiotexnik qurilma signal o'tkazish polosasida xalaqit spektral tashkil etuvchilari sathi o'zgarmas bo'lganda foydalaniladi.



23.5-rasm. a) Oq shovqinning energetik spektri, b) haqiqiy fluktuasion xalaqitning energetik spektri

Amaldagi aloqa qurilmalari va tizimlarida yuqoridagi shartlar odatda taxminan bajariladi, shuning uchun fluktuasion xalaqitlarni bu hollarda "oq shovqin" deb hisoblash mumkin.

Fluktuatsion tasodifiy jarayon spektri kengligi o'zining o'rtacha chastotasiga nisbatan juda kichik bo'lsa, bunday tasodifiy jarayon tor polosali deb ataladi. Bunday tasodifiy jarayon yuqori va oraliq chastotada ishlovchi radioqurilmalar chiqishida kuzatiladi. Agar tor polosali tasodifiy jarayon otisillograf ekranida ko'rilsa, u amplitudasi va fazasi asta-sekin tasodifiy o'zgaruvchi amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan tebranishlarni eslatadi. Bunda uning chastotasi tasodifiy jarayon spektri o'rtacha chastotasi atrofida asta-sekin o'zgaradi, amplitudasining o'zgarish tezligi esa tasodifiy jarayon spektri kengligiga bog'liq bo'ladi. Bunda spektri keng tasodifiy jarayon spektri tor tasodifiy jarayonga qaraganda tezroq o'zgaradi. Tor polosali qurilma yoki tizim chiqishidagi tasodifiy jarayon amplitudasi va fazasi asta-sekin o'zgarayotgan amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan tebranish ko'rinishida bo'ladi. Tor polosali tasodifiy jarayon quyidagi matematik formula bilan ifodalanadi:

$$w(t) = u(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (23.50)$$

bunda,  $\omega_0$  – o'rtacha chastota,  $u(t)$  va  $\varphi(t)$  tasodifiy jarayonning asta-sekin o'zgaruvchi o'rovchisi va fazasi.

Tasodifiy jarayonni (23.50 ifoda) trigonometrik yoyishlardan foydalanib quyidagi ko'rinishga keltirishimiz mumkin:

$$w(t) = u_1(t) \cos(\omega_0 t) + u_2(t) \sin(\omega_0 t), \quad (23.51)$$

bunda,  $u_1(t) = u(t) \cos \varphi(t)$  va  $u_2(t) = u(t) \sin \varphi(t)$  bo'lib, ularning har biri vaqt bo'yicha asta-sekin o'zgaruvchi funksiya hisoblanadi.

Tasodifiy jarayon o'rovchisi va fazasi quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$u(t) = \sqrt{u_1^2(t) + u_2^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{u_2(t)}{u_1(t)}. \quad (23.52)$$

Agar birlamchi tasodifiy jarayon normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunsa, u holda uning tashkil etuvchilari  $u_1$  va  $u_2$  lar ham o'rtacha qiymati nolga va dispersiyasi  $\sigma_n^2$  ga teng bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

Tasodifiy jarayonning  $u_1$  va  $u_2$  tashkil etuvchilari o'zaro bog'liq bo'lmaganliklari uchun ularning birgalikdagi ehtimollik zichligi kuzatilayotgan vaqt oniy qiymatlari  $u_1(t)$  va  $u_2(t)$  lar uchun bir o'lchamli ehtimollik zichliklari ko'paytmasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(u_1, u_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{u_1^2 + u_2^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (23.53)$$

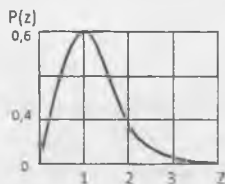
Tor polosali Gauss tasodifiy jarayon o'rovchisi ehtimolligi zichligi quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$P(U) = \frac{u}{\sigma_u^2} e^{-\frac{u^2}{2\sigma_u^2}}, \quad (u \geq 0). \quad (23.54)$$

Hisoblashlarda  $u$  o'rovchi o'rniga uning  $\sigma_u$  ga nisbati  $z = \frac{u}{\sigma_u}$  dan foydalanish qulay, (23.54) ifodaga  $z = \frac{u}{\sigma_u}$  va  $dz = \frac{du}{\sigma_u}$  kattaliklarni kiritib

$$P(z) = ze^{-\frac{z^2}{2}}, \quad (23.55)$$

ifodani olamiz. Bu ehtimollik taqsimoti Rele taqsimot qonuni deb ataladi (23.6-rasm).



23.6-rasm. Rele taqsimoti grafigi

Rele taqsimot qonunini bu tor polosali normal tasodifiy jarayon o'rovchisi qonuni bo'lib, u bir tomonlama taqsimotga ega. keng polosali fluktuatsion xalaqit esa ikki tomonlama normal ehtimollik qonuniga bo'ysunadi.

Tor polosali tasodifiy jarayon fazasi  $\varphi$  ning hamma qiymatlari uchun uning ehtimollik zichligi taqsimoti bir xil bo'ladi (23.7-rasm),

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (0 \leq \varphi \leq 2\pi). \quad (23.56)$$



23.7-rasm. Tor polosali tasodifiy jarayon tashkil etuvchilarining boshlang'ich fazalari taqsimoti

Ko'p hollarda garmonik shakldagi signal va xalaqit yig'indisi  $z(t) = s(t) + w(t)$  ning o'rovchisi va fazasi ehtimolligi taqsimotini aniqlash talab etiladi. Agar xalaqitni tor polosali deb hisoblasak, u holda

$$z(t) = s(t) + w(t) = (u_1 + A) \cos \omega_0 t + u_2 \sin \omega_0 t = u(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (23.57)$$

bo'lib, bunda

$$u(t) = \sqrt{(u_1 + A)^2 + u_2^2}; \quad \varphi(t) = \arctg \frac{u_2(t)}{u_1(t) + A}$$

Signal va xalaqit yig'indisining o'rovchisi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P(U) = \frac{1}{\sigma^2} B_0 \left( \frac{Au}{\sigma^2} \right) \frac{u^2 + A^2}{2\sigma^2 n} \quad (23.58)$$

bunda,  $B_0(x)$  – Bessel nolinchii tartibli modifikatsiyalangan funksiyasi,  $\sigma^2$  – xalaqit dispersiyasi. (23.58) ifoda Rele umulashgan ehtimollik taqsimot qonuni yoki Rays taqsimot qonuni deb ataladi. Signal amplitudasi  $A=0$  bo'lsa (23.58)

ifoda Rele taqsimot qonuniga aylanadi. Agar  $z = \frac{u}{\sigma_n}$  va  $a = \frac{A}{\sigma_n}$  deb belgilasak Rays taqsimotini quyidagi shaklga keltirish mumkin

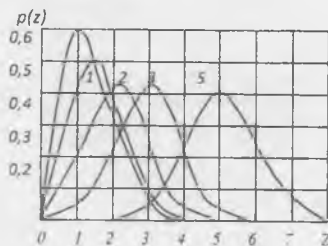
$$P(z) = ze^{-\frac{a^2+z^2}{2}} \times B_n(az). \quad (23.59)$$

23.8-rasmda bu taqsimotlarning  $a$  ning turli qiymatlari uchun grafiklari keltirilgan. Bunda  $a = \frac{A}{\sigma_n} = \frac{\sqrt{2P}}{P_n}$  bo'lib,  $P_s = \frac{A^2}{2}$  – signal quvvati va  $P_n = \sigma_n^2$  – xalaqit quvvati.

Signal va xalaqit yig'indisi fazalarning taqsimoti quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$P(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2\sigma_n^2}} + \frac{1}{2} \frac{A \cos \varphi}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \left[ 1 + \Phi \left( \frac{A \cos \varphi}{2\sigma_n^2} \right) \right] e^{-\frac{A^2 \sin^2 \varphi}{2\sigma_n^2}} \quad (23.60)$$

bunda,  $\Phi(x)$  – Kramp funksiyasi. (23.60) ifodadan  $A=0$  bo'lgan holda fazalarning bir tekis taqsimot qonuni kelib chiqadi.



23.8-rasm. Rele umumlashgan taqsimoti

### Nazorat savollari

1. Tasodifiy jarayon bir realizatsiyasi qanday ko'rinishda bo'ladi? Tasodifiy jarayon grafigini chizing.
2. Ehtimollik integral taqsimot qonuni grafigini chizing, bir o'lchamli integral taqsimot qonuni nimani anglatadi?

3. Ehtimollik differensial zichligi Konuni grafigini chizing. Bir on uchun differensial zichlik qonuni nimani anglatadi?
4. Tasodifiy jarayon asosiy parametrlarini aytib bering. O'rtacha qiymat va dispersiya nima?
5. Avtokorreksiya funksiyasi deganda nimani tushuniladi?
6. O'zaro korreksiya funksiyasi deganda nimani tushuniladi?
7. Korreksiya koeffisienti nima va u qanday oraliqda o'zgaradi?
8. Ergodiklik xossasi nima?
9. Vaqt bo'yicha o'rtacha qiymat formulasini yozing.
10. Normal taqsimot qonuni grafigini chizing.
11. Normal taqsimot qonuni umumiy formulasini yozing.
12. Funksional xalaqit qaysi tahmin qonuniga bo'ysunadi?
13. Qanday xalaqit «oq shovqin» shaklidagi xalaqit deb ataladi?
14. Tor polosali xalaqit nima? Uning matematik ifodasini keltiring va vaqt diagrammasini chizing.
15. Tor polosali xalaqit sinfaz va kvadratura tashkil etuvchilari amplitudasi qaysi qonunga bo'ysunadi?
16. Tor polosali xalaqit o'rovchisi qaysi qonunga bo'ysunadi?
17. Rele qonuni grafigini chizing.
18. Fluktuasion xalaqit fuzasi ehtimolligi qanday taqsimot qonuniga bo'ysunadi?



## 24. TASODIFIY SIGNALLARNI CHIZIQLI VA NOCHIZIQLI ZANJIRLARDAN O'TISHI

### 24.1. Signal va xalaqtlarning chiziqli tizimlar orqali o'tishi

Kompleks uzatish koefitsienti  $K(j\omega)$  va impuls aks ta'siri  $g(\tau)$  bo'lgan chiziqli tizimdan asosiy tavsiflari ma'lum bo'lgan tasodifiy  $x(t)$  ning o'tishini ko'rib chiqamiz.

Chiziqli tizimning kompleks uzatish koefitsienti  $K(j\omega)$  va impuls aks ta'siri  $g(\tau)$  bir-biri bilan to'g'ri va teskari Fure juft o'zgartirishi orqali bog'langan, ya'ni

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau; \quad (24.1)$$

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (24.2)$$

Chiziqli tizim kirishiga  $x(t)$  stasionar tasodifiy signal berilganda uning chiqishidagi  $y(t)$  tasodifiy signalning asosiy tavsiflarini aniqlash talab etiladi. Dyamel teoremasiga asosan

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)x(t-\tau) d\tau. \quad (24.3)$$

Chiziqli tizim chiqishidagi  $y(t)$  avtokorrelyatsion funksiyasini aniqlaymiz

$$\begin{aligned} B_{yy}(\tau) &= \overline{y(t_1)y(t_0)} = \int_0^{\infty} g(\tau_1)x(t_1-\tau_1) d\tau_1 \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_2)x(t_2-\tau_2) d\tau_2 = \\ &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)x(t_1-\tau_1)x(t_2-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \end{aligned} \quad (24.4)$$

bunda,  $\tau = t_2 - t_1$ .

Shunday qilib,  $B_{yy}(\tau)$  chiqishidagi tasodifiy signal avtokorrelyatsion funksiyasi  $t_1$  va  $t_2$  larning alohida qiymatlariga bog'liq emas, u ular orasidagi farq  $\tau = t_2 - t_1$  ga bog'liq. Chiziqli tizim chiqishidagi  $y(t)$  jarayon xuddi kirishdagidek stasionar tasodifiy jarayon bo'ladi va uning korrelyatsiya funksiyasi (24.4) formula orqali aniqlanadi.

Chiqishdagi signal  $y(t)$ , korrelyatsiya funksiyasining asosiy xossalariga asosan korrelyatsiya funksiyasi  $\tau = 0$  bo'lganda, ya'ni  $B_{yy}(0)$  bo'lganda tasodifiy jarayon quvvatiga teng bo'ladi:

$$B_{yy}(0) = \iint_{-\infty}^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)B(\tau_1 - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 = P_y. \quad (24.5)$$

Ushbu ifodadan chiqish quvvati  $P_u=B_{yy}(0)$  ni aniqlash uchun  $B_{xx}(0)=P_x$  ni bilish yetarli emas, kirish avto korrelyatsiya funksiyasi  $B_{xx}(\tau)$  ni to'liq bilish kerak.

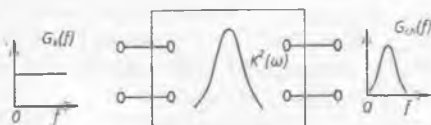
Chiqish signali  $y(t)$  ning energetik spektrini Vincer-Xinchin formulalari orqali aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} G_y(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)B_{xx}(\tau+\tau_1-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 \right] e^{-j\omega\tau}d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{xx}(\tau+\tau_1-\tau_2)e^{-j\omega(\tau+\tau_1-\tau_2)}d\tau \cdot \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau_1)e^{-j\omega\tau_1}d\tau_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau_2)e^{-j\omega\tau_2}d\tau_2 = \\ &= G_x(\omega) \cdot K(-j\omega) \cdot K(j\omega) = G_x(\omega) |K(j\omega)|^2, \end{aligned} \quad (24.6)$$

ya'ni

$$G_y(x) = G_x(\omega) |K(j\omega)|^2. \quad (24.7)$$

Olingan (24.7) ifodadan chiqish signali energetik spektri  $G_y(\omega)$  chiziqli tizimning faza tavsifiga bog'liq emas. Chiqish signali  $y(x)$  energetik spektri  $G_y(\omega)$  uning kirishidagi signal energetik spektri  $G_x(\omega)$  ni chiziqli tizim uzatish koefitsienti modulining kvadratik ko'paytmasiga teng.



24.1-rasm. Chiziqli elektr zanjiridan tasodifiy signallarning o'tishiga oid chizma

Misol tariqasida kompleks uzatish koefitsienti  $K(j\omega)$  chiziqli tizim kirishiga spektri bir tekis bo'lgan "oq shovqin"  $G_x(\omega) = N_0/2$  ning ta'sirini ko'rib chiqamiz. Chiziqli tizim chiqishidagi tasodifiy jarayon energetik spektri  $K(j\omega) = \frac{N_0}{2} |K(j\omega)|^2$  ga teng bo'ladi.  $G_y(\omega)$  spektri chiziqli tizim amplituda chastota tavsifining kvadrati shaklida bo'ladi. Chiziqli tizim chiqishidagi shovqin quvvati quyidagicha aniqlanadi:

$$P_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\omega) d\omega = \frac{N_0}{4\pi} |K(j\omega)|^2 \quad (24.8)$$

Chiziqli tizim uchun effektiv (samarador) signal o'tkazish tushunchasini kiritib, uni korrelyatsiya oralig'i va signal spektri effektiv (samarador) kengligini aniqlashga o'xshash usulini qo'llaymiz:

$$\Delta\omega_e = 2\pi\Delta f_e = \frac{\int_0^{\infty} K(j\omega)^2 d\omega}{|K(j\omega)|^2 \max} \quad (24.9)$$

Chiziqli tizim effektiv polosasidagi shovqin quvvatini (24.9) ifoda yordamida aniqlaymiz:

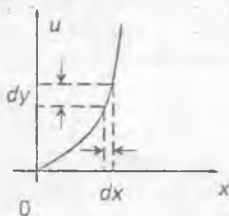
$$P_{shv} = N_0 \frac{\Delta\omega_e}{2\pi} |K(j\omega)|^2 \quad (24.10)$$

Umuman chiziqli tizim chiqishidagi tasodifiy jarayon signal va xalaqitning ehtimolligi taqsimoti qonuni uning kirishidagi taqsimoti qonunidan farqlanadi. Faqat bir holatda, agar kirishdagi tasodifiy jarayon normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunsa, u holda chiqishdagi tasodifiy jarayon ham normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi, ammo tasodifiy jarayon dispersiyasi (quvvati) va avtokorrelyatsiya funksiyasi o'zgaradi. Agar chiziqli tizim signal uzatish polosa unga ta'sir etayotgan tasodifiy jarayon spektriga nisbatan ancha tor bo'lsa, u holda chiziqdagi tasodifiy jarayon normallashadi, ya'ni normaltaqsimot qonuniga bo'ysunadi. Chunki bunda chiziqli tizim kirishiga ta'sir etgan tasodifiy jarayon alohida tashkil etuvchilari chiziqli tizimdagi o'tish jarayoni ta'sirida bir-biriga qisman qo'shib, yangi uzluksiz tasodifiy jarayon hosil qiladi. Ma'lumki, ko'p sonli tasodifiy qiymatlar yig'indisi ehtimollik nazariyasining markaziy intilish teoremasiga asosan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi (intiladi).

## 24.2. Tasodifiy signallarning nochiziqli tizimga ta'siri

Tasodifiy signal va xalaqlarning nochiziqli tizimlardan o'tishini tadqiqoti umuman olganda murakkab masala. Masalaning yechimi quyidagi hollarda ancha osonlashadi. Birinchidan nochiziqli tizim (NT) inersiyasiz, ya'ni uning chiqishidagi signal  $y(t)$  faqat huddi shu vaqtda kirishdagi signal  $x(t)$  oniy qiymati orqali aniqlanishi kerak bo'ladi. ikkinchidan NT bir qiymatli bog'lanishga ega bo'lishi kerak, kirish signalining biron-bir qiymatigi chiqish signalining faqat bitta yagona qiymati mos kelishi kerak (24.2-rasm). Nochiziqli qurilma uchun  $y = F(x)$  bog'liqlik va uning kirishidagi signal  $x(t)$  statistik xarakteristikalarini

berilgan deb hisoblaymiz. Nochiziqli qurilma chiqishida  $y(t)$  chiqishidagi jarayon statistik tavsiflarini aniqlash talab etiladi.



24.2-rasm. Nochiziqli elementdan tasodifiy signallar o'tishiga oid chizma

Kirish signali bir o'lchamli tavsiflari shu jumladan kirishdagi tasodifiy jarayon  $x$  ning ehtimolligi zichligi  $P(x)$  berilgan, chiqish signali  $y$  ning ehtimolligi zichligi  $P(y)$  ni aniqlash kerak.  $y = F(x)$  bir qiymatli bog'lanishga ega bo'lsa, u holda  $x = F(y)$  bo'ladi, bundan tashqari  $x$  ning  $(x_0 + dx)$  qiymati oraliqda bo'lsa  $u$  chiqish jarayoni  $(y_0 + dy)$  oraliqda bo'ladi. Demak bu jarayonlarning ehtimolligi zichligi bir-biriga teng bo'ladi, ya'ni  $P(y)dy = P(x)dx$  va chiqish signali ehtimolligi:

$$P(y) = P(x) \frac{dx}{dy} = p[F(y)]F'(y) \quad (24.11)$$

bo'ladi.

Ehtimollik zichligi manfiy bo'lmastligi uchun (24.11) ifodadagi xosilaning modulidan foydalaniladi.

NQ chiqishidagi tasodifiy jarayon ning o'rtacha qiymati (doimiy tashkil etuvchisi) quyidagicha aniqlanadi:

$$\bar{y} = \int_{-\infty}^{\infty} P(y)dy = \int_{-\infty}^{\infty} F(x)P(x)dx. \quad (24.12)$$

NQ chiqishidagi tasodifiy jarayon to'liq qiymati uning doimiy tashkil etuvchisining qarshiligi  $l$  Om bo'lgan yuklamada ajraladigin quvvati:

$$\bar{y}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 P(y)dy = \int_{-\infty}^{\infty} [F(x)]^2 P(x)dx. \quad (24.13)$$

va korrelyatsiya funksiyasi:

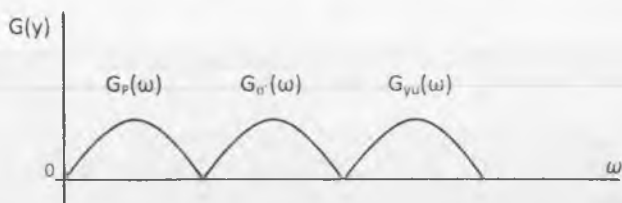
$$B_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(x_1)F(x_2)P(x_1, x_2)dx_1 dx_2, \quad (24.14)$$

shaklida aniqlanadi.

Chiqishidagi tasodifiy jarayon energetik spektri Viner-Xinchin ifodasi asosida tasodifiy jarayonning korrelyatsiya funksiyasi (24.14) orqali aniqlanadi, ya'ni

$$G_y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau) e^{-j\omega\tau} dt = \int_{-\infty}^{\infty} [F(x_1)F(x_2)P(x_1, x_2)dx_1dx_2] e^{-j\omega\tau} dt \quad (24.15)$$

Nochiziqli qurilma chiqishidagi signal spektri uning kirishidagi signal spektridan juda katta farq qiladi, chunki nochiziqli qurilmalarda chiqish spektri boyiydi, bunda kirish signali spektri tashkil etuvchilari garmonikalari va kombinasion tashkil etuvchilari paydo bo'ladi. Chiqish signali energetik spektri shartli ravishda uch guruhga bo'linadi (24.3-rasm), bular nisbatan past chastota, o'rtacha chastota va yuqori chastotasi tashkil etuvchilari.



24.3-rasm. Nochiziqli qurilma chiqishidagi tasodifiy signal energetik spektrlari

Agar nochiziqli qurilma tavsifi  $N$  va  $S$  signal bo'lsa, uning har bir qismi uchun chiqish jarayonlari alohida- alohida aniqlanadi. Agar kirish signali nochiziqli qurilma ikki turli qonuniyatga bo'ysunuvchi qismiga ta'sir etsa, u holda ularning asosiy qismi alohida aniqlanadi va chegaraviy qiymatlarning tahminiy tengligiga erishgan ularning aks ta'sirlari yig'indisi shaklida aniqlanadi, bu holda (24.11) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$P(y) = \sum_{k=1}^N P_k[F_k(y)] \frac{dF_k'(y)}{dy} \quad (24.16)$$

Bunda —nochiziqli qurilma tavsiflari alohida approksimatsiyalangan qismlari soni  $F_k'(y)$  funksiya  $F_k(y)$  funksiyaga teskari funksiya, ya'ni chiqish signali orqali kirish signallari ko'rsatkichlari aniqlanadi.

### Nazorat savollari

1. Tasodifiy signal energetik spektrining chiziqli radioelektron qurilma chiqishidagi ifodasini keltiring.
2. Chiziqli radioelektron qurilma chiqishidagi funksional xalaqit quvvatini aniqlash formulasini yozing.
3. Chiziqli radioelektron qurilma impuls aks ta'siri va kompleks uzatish koeffisienti oralg'ida qanday bog'lanish bor?
4. Chiziqli radioelektron qurilma effektiv o'tkazish polosasini aniqlash formulasini yozing.
5. Chiziqli radioelektron qurilma ga fluktuasion xalaqit ta'sir etsa, uning chiqishidagi signal qanday o'zgaradi?

## 25. RADIOSIGNALLARNI QABULLASHDA XALAQITBARDOSHLIK ASOSLARI

### 25.1. Xalaqitbardoshlik haqida asosiy tushunchalar

Ko'p hollarda qabul qilinadigan signallar uchun ularning tashuvchisi chastotasi  $f_0$  dan tashqari, modulyatsiya turi va kodlash turi ma'lum hisoblanadi. Signalga tashqi va ichki xalaqitlar ta'sir etganda uni to'g'ri qabul qilish ehtimolligini, xalaqitbardoshligini ta'minlash talab etiladi. Modulyatsiya va kodlash turidan qat'iy nazar signallar turli usullardan foydalanib qabul qilinishi mumkin. Signal qabul qilishning qaysi usullari xalaqitbardoshlik nuqtai nazaridan eng (ma'qul, mutanosib) optimal hisoblanadi? Bu savollarga V.A. Kotelnikov tomonidan yaratilgan xalaqitbardoshlik nazariyasidan javob topish mumkin.

Qabul qilish qurilmasi (tizimi) ning signalni ma'lum bir mutanosiblik (aniqlik) bilan qayta aks ettira olish imkoniyati (qobiliyati) uning xalaqitbardoshligi deb ataladi.

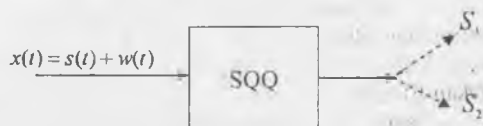
Aloqa tizimining to'liq xalaqitbardoshligini aniqlash ko'p hollarda murakkab bo'lgani uchun odatda uning ayrim qismlari: uzatish qismi, signal qabul qilish qurilmasi; kodlash va dekodlash yoki aloqa tizimining ma'lum ikki nuqtasi orasidagi qismlari xalaqitbardoshligi aniqlanadi.

Xalaqitbardoshlikning erishilishi mumkin bo'lgan eng katta chegaraviy qiymati Kotelnikov ifodasi bo'yicha potensial xalaqitbardoshlik deb ataladi.

Yaratilgan real aloqa qurilmalari xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikdan kichik, ammo unga qancha yaqin bo'lsa tizim yoki qurilma shuncha mukammal hisoblanadi.

Haqiqiy (real) xalaqitni potensial xalaqitbardoshlik bilan taqqoslash tizimi (qurilma)ni ma'lum modulyatsiya va kodlash usulidan foydalanganda qabul qilish qurilmasi kirishidagi signal/xalaqit nisbati berilganda uning xalaqitbardoshligini potensial xalaqitbardoshlikni ta'minlashga yaqinlashtirish qo'shimcha chora-tadbirlarini tanlash imkoniyatini beradi.

Ideal holatda agar signal qabullash qurilmasiga faqat foydali signal  $s(t)$  ta'sir etsa, ya'ni xalaqit  $w(t)=0$  bo'lsa unda qabul qilingan signal  $y(t)$  uzatilgan signal  $s(t)$  ga teng bo'ladi. Bunda qurilmadagi chiziqli va nochiziqli buzilishlar yo'q deb hisoblaymiz. Signal qabullash qurilmasi (SQQ) kirishiga raqamli ikki xil elementar signal  $s_1(t)$  yoki  $s_2(t)$  va xalaqit  $w(t)$  ta'sir etgan holatni ko'rib chiqamiz (25.1-rasm).



25.1-rasm. Umumlashtirilgan signal qabullash qurilmasi

SQQ qurilmasi kirishidagi  $x(t)$  signalga ishlov berish natijasida kirishdagi signalning uzatilishi kutilayotgan  $s_1(t)$  yoki  $s_2(t)$  signallardan qaysi biri kuzatilgan  $0 \leq t \leq T$  orasida uning kirishiga ta'sir etganligi haqidagi aposterior (signalni kuzatish va ishlov berish natijasida) ehtimolligini hisoblab beradi, ya'ni  $P(s_1/x)$  va  $P(s_2/x)$ .

Agar  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallarning shu jumladan xalaqitning statistik hossalari buzilgan bo'lsa, signal qabullash qurilmasi ularning aposterior taqsimot qonunlarini tahlil etib  $s_1(t)$  yoki  $s_2(t)$  signallardan biri uning kirishiga ta'sir etgani haqida ma'lum bir mezon asosida qaror qabul qiladi.

Masalan, o'rnatilgan – qabul qilingan mezon asosida uzatilgan xabarni eng yaxshi shaklda aks ettirishi kerak. Ushbu o'rnatilgan, tanlangan mezon asosida SQQ optimal qabul kilgich ma'lum usulda uzatilgan xabarni qabul qilishda eng yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi.

Agar qabul qilingan signallar  $n$  ta bo'lsa,  $x$ , yuza  $n$  ta qismga bo'linadi va har gal  $x$ , ning qiymati  $s$ , yuzadan biriga mos kelsa,  $s$ , signal SQQ kirishiga ta'sir etdi degan aposterior ehtimollik  $P(s/x)$  ma'lum bo'ladi. Bunda kanal orqali haqiqatda  $s$ , signal uzatilgan bo'lsa, u to'g'ri qabul qilingan hisoblanadi va xato qabul qilinganlik ehtimolligi  $P_x$  quyidagicha aniqlanadi:

$$P_x = \sum_{i=1}^n P(s_i/x) = 1 - P(s_1/x) \quad (25.1)$$

(25.1) ifodadan ko'rinadiki, signal  $s_i$  ning to'g'ri qabul qilinganligi maksimal qiymatiga xato qabul qilinganligi qiymatining eng kichik ehtimolligi mos keldi. Agar aloqa kanali bo'yicha faqat 2 xil signal  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  uzatilsa (1 yoki 0 raqamli signal), u holda (12.1) ifoda soddalashadi,

$$P_{x_{\min}} = P_{\min}(s_2/x) = 1 - P_{\max}(s_1/x) \quad (25.2)$$

Agar aloqa kanali kirishidagi va chiqishidagi signallar diskret (raqamli) bo'lsa, bunday kanal diskret yoki raqamli aloqa kanali deb ataladi. Aloqa kanali kirishidagi va chiqishidagi signal uzluksiz bo'lsa, bunday kanal uzluksiz kanal deb ataladi. Agar kirish yoki chiqish signallaridan biri diskret ikkinchisi uzluksiz bo'lsa bunday kanallar diskret-uzluksiz, uzluksiz-diskret yoki aralash signallar kanali deb ataladi.

Diskret (raqamli) aloqa kanali uchun kod kirish signallari  $a_i$  ( $i=1,2,\dots,m$ ) va chiqish signallari  $a_j$  ( $j=1,2,\dots,m$ ) signal uzatish tezligi  $V$  va  $a_i$  ni  $a_j$  ga o'tish ehtimolligi  $P_{ij}=P(a_j/a_i)$  ma'lum bo'lsa, bunday kanalning hossalari avvaldan ma'lum hisoblanadi. Umuman olganda kirish va chiqishdagi elementlar soni birbiridan farqlanishi ( $m_i \neq m_j$ ) mumkin.

Agar diskret (rakamli) kanal uchun  $a_i$  ni  $a_j$  ga almashib qolishi ehtimolligi  $P(a_j/a_i)$  vaqtga bog'liq bo'lmasa va ushbu elementar signaldan qanday elementar signal berilganligiga bog'liq bo'lmasa, xotirasiz bir turli kanal deb ataladi. Agar  $P(a_j/a_i)$  vaqtga bog'liq bo'lsa, bunday kanal bir turli bo'lmagan kanal deb ataladi va  $a_i$  ni  $a_j$  ga o'tish ehtimolligi, ushbu elementdan avval qaysi elementar signal

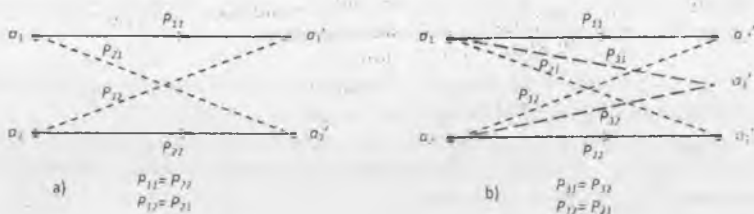


berilganligiga bog'liq bo'lsa, bunday kanal xotirali kanal deb ataladi. Bunday kanal matematik ifodasi Markov diskret ketma-ketligiga asoslangan bo'ladi.

Agar bir turli diskret kanalida kirish va chiqishlaridagi kod simvollarini (elementlar) soni bir hil bo'lib, ularning birining ikkinchisiga o'tish ehtimoligi  $P(a_j/a_i) = P_0 = \text{const}$ , bo'lsa bunday kanallar simmetrik kanal deb ataladi (25.2a-rasm).

Misol tariqasida ikkilik diskret kanalni keltiramiz.

Aloqa kanallari orasida kirish va chiqish kod signallari bir hil emaslarini ham uchraydi, bunda kirish alfaviti  $m < m'$  bo'lib, hamma  $N = m^m$  kodlar ikki guruhga bo'linadi  $N = N_p + N_T$ . Xabarlar uzatish uchun faqat  $N_p$  ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasidan foydalaniladi va qabul tomonda  $N_T$  taqiqlangan kodlar kombinatsiyasi paydo bo'lsa, xalaqitlar ta'siri natijasida bu kodlar kombinatsiyasi «o'chiriladi» ro'yxatga olinmaydi. Bunday aloqa kanallari «o'chirishli» kanallar deb ataladi (25.2b-rasm).



25.2-rasm. Ikkilik aloqa kanali ishlashining grafik tasviri: a) simmetrik kanal, b) nosimmetrik kanal

«O'chiruvchi» xususiyatli aloqa kanallarida dekoder  $N_T$  taqiqlangan kodlar kombinatsiyasini dekodlamaydi.

Agar aloqa kanalida xalaqitlar yo'q bo'lsa ( $w(t) = 0$ ), u holda kirish kodlar kombinatsiyasi o'ziga mos chiqish kodlar kombinatsiyasi hosil bo'lish ehtimoligi  $P(a_j/a_i) = 1$  bo'ladi. Bunday kodlar kombinatsiyasi dekoder tomonidan diskret xabar elementlaridan biri  $v_j$  ga aylantiriladi.

## 25.2. Signallarni optimal qabullash mezonlari

Qaror qabul qilish sxemalaridan qaysi biri optimalligini aniqlashda, ularning qaysi ma'noda (mezonlari) optimalligiga alohida e'tibor berish kerak. Qaror qabul qilish mezonlari turlicha bo'lib, u aloqa tizimiga qo'yilgan vazifa va uning ishlash sharoitiga bog'liq.

SQQ kirishiga foydali signallardan biri  $s_k(t)$  va ehtimollik qonuni ma'lum bo'lgan xalaqit  $w(t)$  additiv qo'shilgan deb, ya'ni

$$x(t) = s_k(t) + w(t), \quad (25.3)$$

deb hisoblaymiz. Signal  $s_k(t)$  ning uzatilish aprior ehtimolligi tasodifiy bo'lib  $P(s_k)$  ga teng. CQQ  $x(t)$  ga ishlov berish natijasida  $s_i$  signalni chiqaradi. Kirish signali tarkibida xalaqit  $w(t)$  bo'lgani uchun uning chiqishidagi signal  $s_i(t)$  aniq kirishidagi signal emas. SQQ kirishidagi  $x(t)$  ga ishlov berib  $x(t)$  ni uzatilishi mumkin bo'lgan signallardan biri ekanligi haqidagi aposterior ehtimollik taqsimotini  $P(s_i/x)$  ni hisoblab chiqadi. Ushbu ehtimollik taqsimoti qonuniga asoslanib, uzatilishi mumkin bo'lgan signaldan qaysi biri SQQ ga  $x(t) = s_i(t) + w(t)$  shaklida kelganligi haqida qaror qabul qilish kerak.

Diskret (raqamli) signallarni uzatishda Kotelnikov tamoyilidan keng foydalaniladi. Ushbu tamoyilga asosan qaror qabul qilish qurilmasi chiqishida aposterior ehtimolligi eng katta bo'lgan signal  $s_i(t)$  ro'yxatdan o'tadi (aks etadi),  $P(s_i/x) > P(s_j/x)$ ,  $i \neq j$  bo'lsa  $s_i(t)$  signal aks ettiriladi. Ushbu tamoyildan foydalanilgan xatolik to'liq ehtimolligi  $P_x$  eng kichik qiymatga erishadi, ya'ni  $P_x = P_{x_{min}}$  bo'ladi,

$$P_x = 1 - P(s_i/x). \quad (25.4)$$

(25.4) ifodadan ko'rinadiki aposterior ehtimollikning  $P_{max}(S_i/x)$  maksimal qiymatiga xatolikning minimal qiymati  $P_{x_{min}}$  to'g'ri keladi.

Agar SQQ tomonidan  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  signallarning uzatilish aprior ehtimolligi ma'lum bo'lsa,  $s_i(t)$  yoki  $s_j(t)$  signalni ro'yxatdan o'tkazish xatoligi yanada kamayadi. Bays formulasiga asosan

$$P(s_i/x) = \frac{P(s_i)P(s_i/x)}{P(s_i)} \rightarrow s_i, \quad (25.5)$$

(25.5) formulani quyidagi shaklda ham yozish mumkin:

$$P(s_i)P(s_i/x) > P(s_j)P(s_j/x) \rightarrow s_i, \quad (25.6)$$

yoki

$$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i, \quad (25.7)$$

(25.5), (25.6) yoki (25.7) tengsizliklar bajarilmagan holda  $s_j$  signali ro'yxatga olinadi (aks etadi).

$P(s_i/x)$  va  $P(s_j/x)$  lar  $x(t)$  ning  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  ga o'xshashlik funksiyalari deb ataladi. O'xshashlik funksiyasi qancha katta bo'lsa  $x(t)$  ning  $s_i(t)$  va  $s_j(t)$  ekanligi ehtimolligi shuncha katta bo'ladi, xatolik shuncha kichik bo'ladi.

$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \Lambda$  o'xshashlik nisbati deb ataladi va unga asosan Kotelnikov tamoyili asosida qaror qabul qilishda quyidagi ifodadan foydalanish mumkin:

$$\Lambda > \frac{P(s_1/x)}{P(s_2/x)} \rightarrow s_1 \quad (25.8)$$

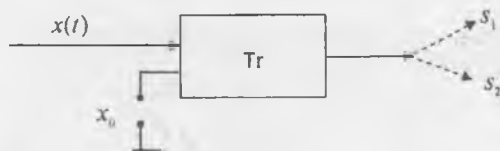
(25.8) shart bajarilsa, signal ro'yxatdan o'tadi. Agar turli signallarni uzatish aposterior ehtimolligi bir xil bo'lsa, ya'ni  $P(s_1) = P(s_2) = 1/m$ , bunda  $m$  – turli signallar soni, u holda qaror qabul qilish sharti (tamoyili) soddalashadi;

$$\Lambda > 1 \rightarrow s_1 \quad (25.9)$$

Shunday qilib, ideal kuzatuvchi tamoyili (sharti) o'xshashlik funksiyalarini taqqoslash bilan almashadi. Ushbu shart umumiyroq bo'lib, maksimal o'xshashlik tamoyili (kriteriy) deb ataladi.

### 25.3. Ikkilik aloqa kanallarida signallarni qabullashda statistik xatoliklar

Aloqa kanali orqali uzatiladigan  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallar, kodning ikki  $a_1$  va  $a_2$  elementar signallari 1 va 0 ga mos keladi deb hisoblaymiz. SQQ ko'rinishdagi signal  $x(t)$  ga ishlov berish natijasida  $s_1$  va  $s_2$  ni aks ettirish "bo'sag'a" usulida hal etiladi, bunda  $x < x_0$  bo'lsa  $s_1$  signal va  $x \geq x_0$  bo'lsa,  $s_2$  signal ro'yxatga olinadi (bunda  $x_0$  – trigger bo'sag'asi sath qiymati). 25.3-rasmda trigger (Tr) yordamida qaror qabul qilish qurilmasining chizmasi keltirilgan.



25.3-rasm. Qaror qabul qilish soddalashgan sxemasi

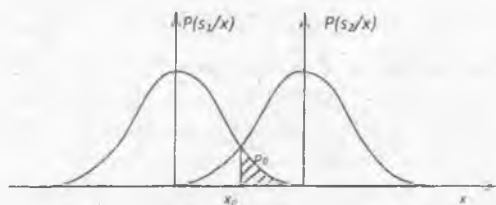
$x(t)$  signalni qabullashda 2 xil xatolik sodir bo'lishi mumkin:

1.  $s_1$  signal uzatilganda  $s_2$ ;
  2.  $s_2$  uzatilganda  $s_1$  signal ro'yxatdan o'tishi (aks etishi mumkin).
- Ushbu xatoliklarning sodir bo'lish ehtimolligi

$$P_{12} = P(s_1/s_2) = \int_{-\infty}^{x_0} P\left(\frac{s_1}{x}\right) dx; \quad (25.10)$$

$$P_{21} = P(s_2/s_1) = \int_{x_0}^{\infty} P\left(\frac{s_2}{x}\right) dx. \quad (25.11)$$

Ushbu (25.10) va (25.11) integrallar ehtimolliklar taqsimoti grafigining yuzasi shaklida hisoblanishi mumkin (25.4-rasm).



25.4-rasm. Integral ehtimolliklar taqsimoti

Birinchi va ikkinchi tur xatoliklar  $s_1$  va  $s_2$  signallarning uzatilish aprior ehtimolligini e'tiborga olish natijasida quyidagi ko'rinishni oladi.

$$P_I = P(s_2)P(s_1/s_2) = P_2P_{21}. \quad (25.12)$$

$$P_{II} = P(s_1)P(s_2/s_1) = P_1P_{12}. \quad (25.13)$$

Xato sodir bo'lish to'liq ehtimolligi

$$P_0 = P_I + P_{II} = P_1P_{12} + P_2P_{21}. \quad (25.14)$$

Agar  $s_1$  va  $s_2$  signallarning uzatilish aprior ehtimolliklari  $P_1 = P_2$  bo'lsa, u holda umumiy hatolik

$$P_0 = \frac{1}{2}(P_{12} + P_{21}). \quad (25.15)$$

Umumiy xatolik  $P_0$  aprior ehtimolliklar  $P_0 = P_1$  bo'lganda o'zining eng kichik qiymatiga erishadi, unda qaror qabul qilish sxemasidagi «bo'sag'a» sathi  $x_u$  ga teng bo'lishi kerak. Ushbu bo'sag'a sathida  $P_0 = P_{12} = P_{21}$ . 25.4-rasmda xatolik  $P_0$  shtrixlangan yuzaga teng. Qaror qabul qilish bo'sag'asining har qanday  $x \neq x_0$  qiymatida umumiy xatolik  $P_0$  oshadi.

Kotelnikov tamoyili (kriteriyasi) tabiiy soddaligiga qaramasdan quyidagi kamchiliklarga ega: hamma hollarda ham signal qabullash tomonda uzatilayotgan signallar aprior ehtimolliklari ma'lum emas; turli xatoliklar bir xil natijaga ega, bir xil yo'qotishlarga olib keladi deb qabul qilingan.

Bazi hollarda bunday tasavvur xatoliklarga olib keladi. Misol uchun: kanal orqali ma'lum bir raqamni uzatganda, raqamning qaysi bir elementi xato qabul qilingani turli darajadagi yo'qotishlarga olib keladi. Masalan: A manzildan B manzilga 1111 jo'natilsa quyidagi tur xatoliklar sodir bo'lishi mumkin: 0111, 1011, 1101 yoki 1110. Keltirilgan to'rt holatda  $x(t)$  ta'sirida 1 ning 0 ga almashishi turli qiymatlarga olib keladi. Xatolikning oqibati turlicha. Radiolokatsiyada va favqulodda holatlarda komandaning o'tkazib yuborilishi va yolg'on tayyorgarlik e'lon qilish.

Umuman, qaror qabul qilishda birinchi va ikkinchi tur xatoliklarning qanday oqibatlariga olib kelashini albatta e'tiborga olish kerak. Ushbu xatolik oqibatini maxsus koeffitsientlar kiritib e'tiborga olish maqsadga muvofiq bo'ladi. Birinchi va ikkinchi tur xatoliklarning bir-biriga muvofiqlashtiruvchi  $L_{12}$  va  $L_{21}$  koeffitsientlarni kiritib, kutiladigan oqibat (yo'qotish) yoki o'rtacha tavakkalni aniqlaymiz

$$r = L_{12}P_1 + L_{21}P_2 = L_{12}P_1P_{12} + L_{21}P_2P_{21}. \quad (25.16)$$

Qaysi bir qaror qabul qilish tamoyili eng kam o'rtacha yo'qotish yoki tavakkalni ta'minlasa shuni eng optimal hisoblanadi, minimal tavakkal tamoyili Bays (kriteriyalari) me'zonlari qatoriga kiradi.

Radiolokatsiya va gidrolokatsiyada Neyman-Pirson tamoyilidan foydalaniladi. Ushbu tamoyilni tanlashda ob'ektni (ideal) o'tkazib yuborish va yolg'ondan safarbarlik e'lon qilish oqibatida turlicha ekanligini e'tiborga olingan, bundan tashqari "ob'ekt" ning paydo bo'lishi ehtimolligi avvaldan (priori) noma'lum deb hisoblanadi.

Agar "ob'ektni" o'tkazib yuborish yomon oqibat'larga (yo'qotishlarga) olib kelsa, u holda yolg'on bezovta (safari) qilish ehtimolligi  $\beta_{ob}$  ni kiritch va qaror qabul qiluvchi sxema to'g'ri qabul qilish ehtimolligini maksimalashtiruvchi holatda ishlashini ta'minlash talab qilinishi kerak, ya'ni  $P_0$  - topish (aniqlash) ehtimolligini oshirish yoki "ob'ekt" topilmasini (aniqlanmay qolishi) ehtimolligini kamaytirishi kerak.

Neyman-Pirson tamoyili bo'yicha SQQ optimal deb hisoblash uchun, berilgan "yolg'on" safarbarlik ehtimolligida  $\beta_{ob}$  da, signal borligini aniqlashning eng katta ehtimolligini ta'minlashi kerak, ya'ni

$$P_{ob} = \int_{\lambda}^{\infty} P(x/0) dx = \beta_{ob} \quad \text{va} \quad P_{max} = 1 - P_{omladan} = 1 - \int_{\lambda}^{\infty} P(x/s) dx \quad (25.17)$$

Neyman-Pirson tamoyili quyidagi qaror qabul qilish tavsiya etadi: "Ob'ekt" quyidagi holda aniqlangan (topilgan) hisoblanadi:

$$\Lambda = \frac{P(x/s)}{P(x/0)} > \lambda, \quad (25.18)$$

bunda,  $\lambda$  – yolg'on safarbarlik ruxsat etilgan ehtimolligi orqali aniqlanuvchi kattalik.

#### 25.4. Diskret xabarlarni optimal qabullash

Diskret xabarlar manbai chiqishida  $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$  habarlarni  $P(u_1), P(u_2), P(u_3) \dots P(u_i)$  ehtimollik bilan paydo bo'ladi. Uzatish tomonida modulyatsiya natijasida ushbu xabarlar mos signallar  $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$  signallarga aylantiriladi, ularning uzatish qurilmasi chiqishida paydo bo'lish ehtimolligi  $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$  xabarlarning paydo bo'lish ehtimolligiga teng, ya'ni  $P(s_1), P(s_2), P(s_3) \dots P(s_i)$  bo'ladi. Bunda tabiiyki,  $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$  signallarning paydo bo'lish ehtimolligi xabarlarning paydo bo'lish aprior ehtimolligiga teng, ya'ni  $P(s_1)=P(u_1), P(s_2)=P(u_2) \dots P(s_i)=P(u_i)$  bo'ladi. Uzatish jarayonida signal  $s_i(t)$  ga xalaqit  $w(t)$  ta'sir etadi, natijada SQQ kirishiga  $x(t)=s_i(t)+w(t)$  shaklidagi foydali signallardan biriga additiv qo'shilgan  $G_x(\omega)=N_0/2$  spektori bo'yicha bir tekis tarqalgan quvvatga ega xalaqit ta'sir etadi.

Foydali signal  $s_i(t)$ , xalaqit  $w(t)$  va  $x(t)$  ma'lum bir oraliq,  $(0 < t < T)$  da mavjud bo'lganliklari uchun ularni ortogonal tashkil etuvchilarga alohida-alohida yoyish mumkin

$$s_i(t) = \sum_{e=1}^n s_{ie} \varphi_e(t), \quad (25.19)$$

$$w_1(t) = \sum_{e=1}^n w_{1e} \varphi_e(t), \quad (25.20)$$

$$x(t) = \sum_{e=1}^n x_{ie} \varphi_e(t). \quad (25.21)$$

bunda,

$$x_i = s_{ii} + w_i; \quad s_{ii} = \int_0^T s_i(t) \varphi_i(t) dt; \quad w_e = \int_0^T w(t) \varphi_e(t) dt. \quad (25.22)$$

SQQ kirishidagi xalaqit  $w(t)$  ehtimollik normal taqsimot qonuniga bo'ysungani uchun  $w(t)$  ning ortogonal tashkil etuvchilari Fure koeffitsientlari ham o'rtacha qiymati nolga teng bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va uning dispersiyasi  $D_i = w_i^2 = N_0/2$  ga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(w_i) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{w_i^2}{N_0}\right) \quad (25.23)$$

Signal va xalaqitning yig'indisi  $x_e$  ham signal o'rtacha qiymati  $s_{ie}$  bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va dispersiyasi xalaqit dispersiyasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(x_i / s_{it}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[ -\frac{(x_i - s_{it})^2}{N_0} \right] \quad (25.24)$$

Xalaqit  $w(t)$  tashkil etuvchilari  $w_c$  lar bir-biriga bog'liq bo'lmaganliklari uchun  $x_i$  ning ko'p o'lchamli ehtimollik shartli taqsimoti  $P(s_i/x)$  uning bir o'lchamli taqsimotlari (25.24) ko'paytmasiga teng bo'ladi.

$$P(s_i / x) = \prod_{i=1}^{l_i} P(s_{it} / x) = \pi N_0^{-n/2} \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{it})^2 \right] \quad (25.25)$$

Ushbu (25.25) ifodani Bays formulasi

$$\frac{P(s_i / x)}{P(s_j / x)} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i \quad (25.26)$$

ga kiritib Kotelnikov optimal SQQ sharti uchun quyidagi tengsizlikni olamiz

$$\frac{\prod(s_i / x)}{\prod(s_j / x)} = \frac{\exp \left[ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{it})^2 \right]}{\exp \left[ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{jt})^2 \right]} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (25.27)$$

(25.27) ifodani logarifmlash natijasida quyidagini olamiz

$$\sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{it})^2 - \sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{jt})^2 < N_0 \ln \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (25.28)$$

(25.19), (25.20) va (25.21) ifodalarni e'tiborga olib,

$$\sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{it}) \varphi_i(t) = x(t) - s_i(t), \quad (25.29)$$

$$\sum_{i=1}^{l_i} (x_i - s_{jt}) \varphi_i(t) = x(t) - s_j(t). \quad (25.30)$$

(25.29) va (25.30) ifodalarni kvadratga oshirish, vaqt bo'yicha o'rtalashtirish va  $\varphi_i(t)$  funksiyalarning ortogonalligini e'tiborga olsak, quyidagi ifodani olamiz

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt = \sum_{e=i_1}^{i_2} (x_i - s_{ii})^2. \quad (25.31)$$

Yuqoridagilarni e'tiborga olganda Kotelnikov optimal SQQ sharti quyidagi shaklga keladi.

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt = N_0 \frac{P(s_i)}{P(s_j)}. \quad (25.32)$$

(25.32) shart bajarilganda SQQ chiqishida  $s_i(t)$  signal, aks holda  $s_j(t)$  signal aks etadi.

Agar aloqa kanali orqali uzatilayotgan turli signallarning uzatilish aprior ehtimolliklari bir xil, ya'ni  $p(s_1) = p(s_2) = \dots = p(s_m) = \frac{1}{m}$  deb hisoblasak, Kotelnikov SQQ optimal sharti yanada soddalashadi.

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt, \quad i \neq j. \quad (25.33)$$

(25.33) shart bajarilganda SQQ chiqishida  $S_i(t)$  signal, aks holda  $S_j(t)$  signal aks etadi.

Shunday qilib uzatilayotgan signallarning uzatilish ehtimolliklari bir xil bo'lsa, optimal SQQ chiqishida qabul qilingan  $x(t) = s_m(t) + w(t)$  dan eng kam o'rtacha kvadratik farqlanuvchi signal  $S_i(t)$  aks etadi.

(25.33) tengsizlik kvadrat va qavslarni ochish natijasida quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T S_i^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) S_i(t) dt < \int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T S_j^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) S_j(t) dt. \quad (25.34)$$

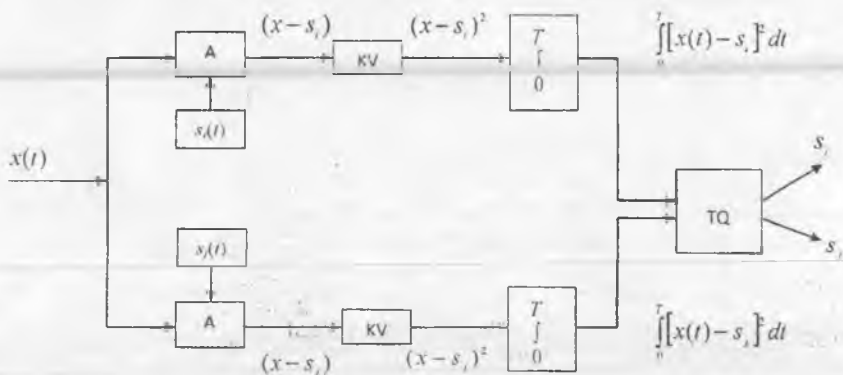
Agar uzatiladigan signallarning energiyasi bir xil bo'lsa, ya'ni  $\int_0^T S_i^2(t) dt = E_i$ ,  $\int_0^T S_j^2(t) dt = E_j$ ,  $E_i = E_j$  bo'lsa, u holda (25.32) ifoda yanada soddalashadi,

$$\int_0^T x(t) S_i(t) dt > \int_0^T x(t) S_j(t) dt, \quad (25.35)$$

Bu holda Kotelnikov optimal SQQ chiqishida qabul qilingan  $x(t) = s_m(t) + w(t)$  signal bilan eng katta o'zaro korreksiyaga ega bo'lgan, uzatilishi ehtimol bo'lgan signallardan biri aks etadi.

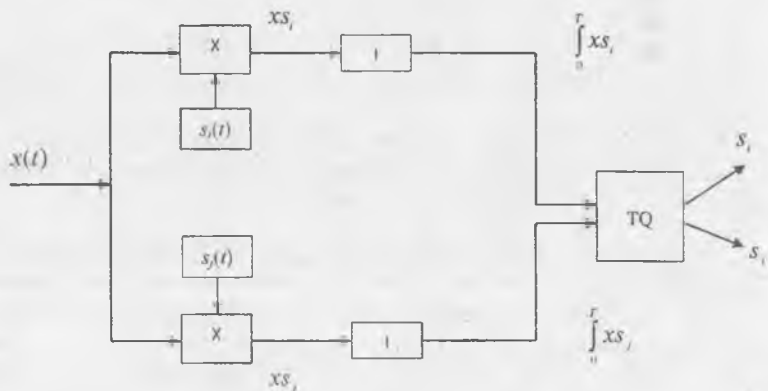


Aloqa kanali orqali  $S_1(t)$  va  $S_2(t)$  signali uzatilishi mo'ljallangan bo'lsa (25.33) ifodada keltirilgan algoritmnı bajarishga asoslangan Kotelnikov optimal SQQ quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi (25.5-rasm).



25.5-rasm. Kotelnikov optimal SQQ strukturaviy sxemasi: A – ayirish, KV – kvadratga oshirish, TQ – taqqoslash qurilmalari

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimi uchun (25.35) ifodada keltirilgan algoritmnı bajarishga asoslangan Kotelnikov optimal SQQ quyidagi ko'rinishga ega bo'ldi (25.6-rasm).



25.6-rasm. Kotelnikov korrelyatsion optimal SQQ strukturaviy sxemasi: X – ko'paytirgich, I – integrator, TQ – taqqoslash qurilmasi

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimida (25.33) ifodadagi qavsni ochib Kotelnikov optimali SQQ uchun quyidagi shartni olish mumkin

$$-2 \int_0^T x(t)S_1(t)dt + \int_0^T S_1^2(t)dt < -2 \int_0^T x(t)S_2(t)dt + \int_0^T S_2^2(t)dt, \quad (25.36)$$

yoki

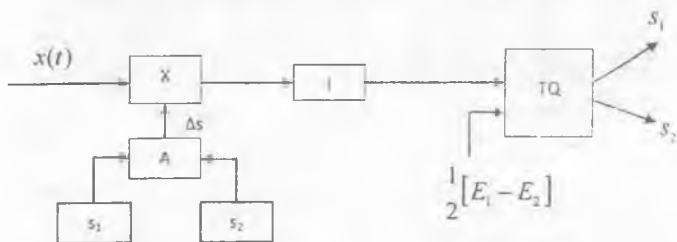
$$\int_0^T x(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt > \frac{1}{2}[E_1 - E_2], \quad (25.37)$$

bunda  $E_1$  va  $E_2$  signallar  $S_1(t)$  va  $S_2(t)$  energiyalari.

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimi uchun optimal SQQ (25.36) algoritmi asosida amalga oshirilsa quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi (25.7-rasm).

Bu algoritmi amalga oshirilganda TQ integrator chiqishidagi qiymatni  $S_1(t)$  va  $S_2(t)$  signallar energiyalari farqining yarmiga teng sath bilan taqqoslash natijasida qaror qabul qiladi. Agar signallar energiyasi bir xil bo'lsa, unda TQ taqqoslash bo'sag'asi nolga teng bo'ladi, optimal SQQ strukturaviy sxemasi yanada soddalashadi (25.8-rasm).

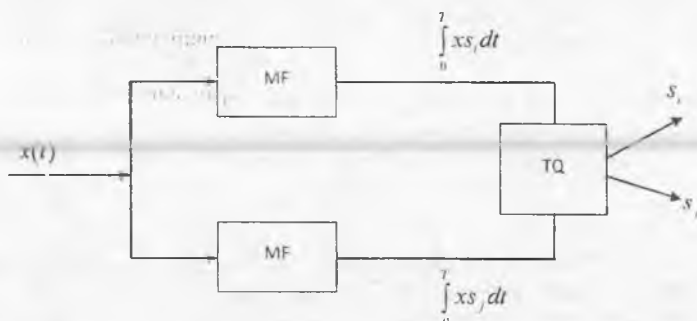
$$\int_0^T x(t)S_1(t)dt < \int_0^T x(t)S_2(t)dt. \quad (25.38)$$



25.7-rasm. Signallarni farqlashga asoslangan optimal SQQ strukturaviy sxemasi: X – ko'paytirgich, I – integrallash, TQ – taqqoslash, A – ayirish qurilmalari

Shunday qilib, optimal SQQ oddiy korrelyatsion kogerent qabul qilishga ekvivalent ekan.

Optimal SQQni moslashgan (optimal) triggerlar yordamida ham amalga oshirish mumkin, bunda xar bir  $S_1(t)$  va  $S_2(t)$  signal bilan moslashgan, impuls aks ta'sirlari  $q_1(t) = C_{S_1}(T-t)$  va  $q_2(t) = C_{S_2}(T-t)$  bo'lgan MF<sub>1</sub> va MF<sub>2</sub> lardan va TQdan iborat bo'ladi (12.8-rasm).



25.8-rasm. Moslashgan filtrlar yordamida optimal SQQ strukturaviy sxemasi

Agar kanal orqali  $m$  ta turli signal  $s_m(t)$  uzatilishi rejalashtirilgan bo'lsa, optimal SQQ shunga mos ravishda  $m$  ta kanalli korrelyatorlardan yoki  $m$  ta moslashgan filtrlardan iborat bo'ladi. Bunday optimal SQQ chiqishida qaysi bir korrelyator chiqishida boshqalarga nisbatan eng katta qiymat, ya'ni o'zaro korrelyatsiya natijasi hosil bo'lsa, yoki moslashgan  $m$  filtrlarning qaysi biri chiqishida eng katta kuchlanish paydo bo'lsa shu signal ro'yxatdan o'tadi. Odatdagi raqamli tizimlarda 2 xil  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signal (0 va 1) AM, ChM, NFM signallar yordamida uzatiladi, natijada optimal SQQ ikki kanalli bo'ladi.

### 25.5. Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolik ehtimolligi

Ikkilik signallarni kogerent qabullashda hatolikni aniqlaymiz. Bu xatolik optimal qabullashdagi xatolikka teng bo'ladi. Ushbu xatolik eng kichik minimal bo'lib, ushbu signal uzatish modulyatsiya turi uchun potensial xalaqitbardoshlikni baholaydi. Real SQQ xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikka teng bo'lishi mumkin, ammo undan katta bo'lmaydi.

SQQ kirishida  $s_1(t)$  signal  $P(s_1)$  va  $s_2(t)$  signal  $P(s_2)$  ehtimollik bilan paydo bo'lsa, u holda xatolik  $s_1(t)$  uzatilganda SQQ ning chiqishida  $s_2(t)$  yoki aksincha  $s_2(t)$  uzatilganda  $s_1(t)$  xatolik yuz berishdan iborat bo'ladi. Bu hol uchun Kotelnikov mezonini asosida ishlovchi optimal SQQ algoritmi quyidagidan iborat:

$$\int_0^T [x(t) - s_1(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_2(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2}. \quad (25.39)$$

Bu ifoda  $x(t) = s(t) + w(t)$  ligini e'tiborga olsak, quyidagi ko'rinishni oladi

$$\int_0^T w^2(t) dt - \int_0^T [s_1(t) - s_2(t) + w(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{2}, \quad (25.40)$$

yoki

$$\int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] < \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt. \quad (25.41)$$

(25.41) ifodaning bir qismini  $w(t)$ ,  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  larni ortogonal qatarga yoyishdan foydalanib quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$\zeta(t) = \int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] = \sum_l w_l (s_{1l} - s_{2l}). \quad (25.42)$$

Xalaqit  $w(t)$  ning har bir koeffitsienti  $w_l$  o'rtacha qiymati nolga teng normal taqsimot qonuniga bo'ysungani uchun (25.42) ifodaga o'ng tomonidagi yig'indi ham normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi,  $\zeta$  ning o'rtacha qiymati nolga teng bo'ladi, dispersiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$D\zeta = \bar{\zeta}^2 = \sum_l w_l^2 (s_{1l} - s_{2l})^2 = \frac{1}{2} N_0 \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt = \sigma_\zeta^2. \quad (25.43)$$

Tasodifiy kattalik  $\zeta$  ning ehtimolligi zichligi

$$P(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right) \quad (25.44)$$

(25.41) ifodaga muvofiq agar  $s_1(t)$  aloqa kanali orqali uzatilgan bo'lsa, quyidagi shart bajarilganda sodir bo'ladi:

$$\zeta < A = \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt \quad (25.45)$$

$s_1(t)$  signal o'rniga  $s_2(t)$  signalning ro'yxatga olinishi xatolik

$$P_{12} = P(\zeta < A) = \int_{-\infty}^A P(\zeta) d\zeta = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \int_{-\infty}^A \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right) d\zeta. \quad (25.46)$$

Xalaqitning nisbiy kattaligi  $U = \frac{S}{\sigma}$  tushunchasini kiritib  $P_{12}$  xatolik uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{12} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{A}{\sigma}}^{\frac{A}{\sigma_2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \left[ 1 + \Phi\left(\frac{A}{\sigma_2}\right) \right] \quad (25.47)$$

bunda

$$\frac{A}{\sigma_2} = \frac{\frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}{\sqrt{\frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}} \quad (25.48)$$

(25.48) ifodani quyidagi belgilashlarni kiritib, uni ancha sodda shaklga keltiramiz:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2N_0} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt, \quad (25.49)$$

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_1}{P_2}, \quad (25.50)$$

$$P_{12} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{12})] \quad (25.51)$$

(25.51) ifoda orqali  $s_1(t)$  signal o'rniga  $s_2(t)$  signal ro'yxatga o'tishi  $P_{12}$  aniqlanadi va aksincha  $s_2(t)$  o'rniga  $s_1(t)$  ro'yxatga olinish ehtimolligi  $P_{21}$  quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{21} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{21})] \quad (25.52)$$

bunda,

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_2}{P_1}. \quad (25.53)$$

Ikililik aloqa kanalidagi umumiy xatolik

$$P_0 = P_1 P_{12} + P_2 P_{21}, \quad (25.54)$$

yoki

$$P_0 = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha_{12})] + \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha_{21})] \quad (25.55)$$

Yuqorida olingan (25.55) ifodadan shunday xulosa chiqarish mumkin, ikkilik signallarni optimal qabullashdagi potensial xalaqitbardoshlik  $\alpha^2$  ga va  $\frac{P_2}{P_1}$  ga bog'liq bo'lib, bulardan birinchisi  $\alpha^2$  signal energiyasi farqining xalaqit qiymati  $N_0$  nisbati orqali aniqlanadi; ikkinchisi  $\frac{P_2}{P_1}$  xabarlarni uzatilish ehtimolligi statistik xususiyatlariga bog'liq.

Agar  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallarning uzatilish aprior ehtimolligi  $P_1 = P_2 = 0,5$  bo'lsa, ikkilik kanalidagi hatolik quyidagicha aniqlanadi:

$$P_0 = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha)] \quad (25.56)$$

Xalaqit qiymati kichik bo'lsa (25.50) va (25.53) formuladagi ikkinchi hadni e'tiborga olmasa bo'ladi, bunda (25.54) formula (25.56) formula ko'rinishini oladi. Bu holda xatolik ehtimolligi  $P_1$  va  $P_2$  aprior ehtimolliklarga deyarli bog'liq bo'lmaydi. Xalaqit qiymati  $N_0$  kattalashgan sari  $\alpha$  koeffisient kichik bo'ladi va xatolik  $P_0$  ehtimolligi signallar uzatilish aprior ehtimolligi  $P_1$  va  $P_2$  ga bog'liqligi sezilarli bo'ladi va asta-sekin kattalashib boradi.

Shunday qilib, agar  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallarning uzatilish aprior ehtimolligi  $P_1 = P_2 = 0,5$  bo'lsa, signal qabul qilishdagi umumiy xatolik  $\alpha$  koeffisientiga va xalaqitning energetik spektri quvvati  $N_0$  ga bog'liq bo'ladi.

## 25.6. Optimal signal qabullash xalaqitbardoshligining modulyatsiya turiga bog'liqligi

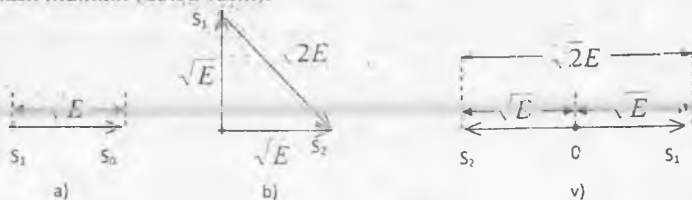
### 25.6.1. Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallar yordamida xabarlar uzatilganda signal lardan biri  $s_1(t) = 0$ , ikkinchisi esa quyidagicha ifodalanadi:

$$s_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (25.57)$$

bunda,  $U_0$  – signal amplitudasi,  $\omega$  – chastotasi va  $\varphi_0$  – boshlang'ich fazasi.

Ikki o'ldamli yuzada AMP signalni vektor ko'rinishida quyidagicha tasvirlash mumkin (25.9a-rasm).



25.9-rasm. AMP, ChMP va FMP signallarning vektor shaklida ko'rinishlari

AMP signalning ekvivalent energiyasi quyidagicha teng:

$$E_{t,AM} = E \int_0^T s_0^2(t) dt. \quad (25.58)$$

Agar  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallarning uzatilish ehtimolligi  $P_1 = P_2 = 0,5$  bo'lsa hato qabul qilish ehtimolligi quyidagicha aniqlanadi

$$P_{o,AM} = 1 - \Phi \left[ \sqrt{\frac{E_p}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[ \sqrt{\frac{q^2}{2}} \right]. \quad (25.59)$$

bunda,  $q^2 = \frac{E_p}{N_0}$  – optimal SQQ kirishidagi signal energiyasini xalaqit quvvati spektr zichligiga nisbati.

### 25.6.2. Chastotasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

AMP signallardan farqliroq chastotasi manipulyatsiyalangan ChMP signal aktiv pazali signal deb ataladi va quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), & u_0 \\ s_1(t) &= U_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_1), & 0 < t \leq T. \end{aligned} \quad (25.60)$$

Odatda ChMP signallar  $s_0(t)$  va  $s_1(t)$  o'zaro ortogonal qilib tanlanadi, ya'ni ularning skalyar ko'paytmasi nolga teng bo'ladi, ya'ni

$$(s_0, s_1) = \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = 0. \quad (25.61)$$

Agar  $\omega_0 = 2\pi k_0 / T$  va  $\omega_1 = 2\pi k_1 / T$  (bunda  $k_1$  va  $k_2$  butun sonlar) bo'lsa,  $\varphi_1$  va  $\varphi_2$  lar har qanday kattalikka ega bo'lishi mumkin. Bunday signallar ortogonal bo'ladi, chunki har bir elementar signal davomiyligi  $T$  ga teng garmonik signalning to'liq  $k$  ta davri joylashadi, ya'ni

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) dt = \\ &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \{ \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1] + \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1] \} dt = \\ &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \left\{ \cos \left[ 2\pi \frac{k_0 + k_1}{T} t + \varphi_0 + \varphi_1 \right] + \cos \left[ 2\pi \frac{k_0 - k_1}{T} t + \varphi_0 - \varphi_1 \right] \right\} dt = 0. \end{aligned} \quad (25.62)$$

$s_1(t)$  va  $s_0(t)$  signallarning ekvivalent energiyasini aniqlaymiz:

$$E_E = \int_0^T [s_0(t) - s_1(t)]^2 dt = \int_0^T s_0^2(t) dt + \int_0^T s_1^2(t) dt - 2 \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = E_0 + E_1 = 2E. \quad (25.63)$$

Chunki ohirgi integral  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  signallar o'zaro ortogonal bo'lgani uchun nolga teng bo'ladi. Ikki o'lchamli yuzada  $s_0(t)$  va  $s_1(t)$  signallarni bir-biriga perpendikulyar ikki vektor shaklida tasvirlash mumkin (25.9b-rasm). ChMp signalning potentsial xalaqitbardoshligi quyidagiga teng:

$$P_{\text{ChMp}} = 1 - \Phi \left[ \sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi(\sqrt{q^2}). \quad (25.64)$$

### 25.6.3. Fazasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

ChMp signallar singari fazasi manipulyatsiyalangan (FMP) signallar ham aktiv pauzali signallardan hisoblanadi. Oddiy FMP signallar fazasi uzatilayotgan xabar kodlariga mos ravishda (1 yoki 0) fazasi  $180^\circ$  ga o'zgaradi.

FMP signal analitik ifodasi (0;T) oraliqda quyidagi funksiyalardan biriga teng bo'ladi:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), \\ s_1(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi + \pi) = -U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi). \end{aligned} \quad (25.65)$$



(25.65) ifodadan va 25.9v-rasmdan  $s_0(t)$ ,  $s_1(t)$  signallar bir-biriga qarshiligi tasdiqlanadi, ya'ni  $s_0(t) = -s_1(t)$ . Bunday signallar qarama-qarshi signallar deb ataladi.

AMp, ChMp va FMp signallar vaqt diagrammalarini taqqoslash shuni ko'rsatadiki, ularning energiyasi bir xil bo'lganda, ular orasidagi masofa FMp uchun maksimal (eng katta) bo'ladi. Shuning uchun aloqa kanalidan uzatilayotgan signallar energiyasi bir xil va ularga ta'sir etayotgan fluktuasion xalaqit quvvati bir hil bo'lgan holda, FMp signal boshqa modulyatsiya turlariga qaraganda yuqori xalaqitbardoshlikka ega bo'lishi tabiiy. FMp signal ekvivalent energiyasini aniqlaymiz

$$E_{FMp} = \int_0^T [s_0(t) + s_1(t)]^2 dt = 4 \int_0^T s_0^2(t) dt = 4E. \quad (25.66)$$

Diskret xabar FMp signallar yordamida uzatilganda potensial xalaqitbardoshlik quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{FM} = 1 - \Phi \left[ \sqrt{\frac{4E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[ \sqrt{2q^2} \right] \quad (25.67)$$

AMp, ChMp va FMp signallarning xalaqitbardoshligini taqqoslash shuni ko'rsatadiki, bular orasida ChMp signal o'rta o'rinni egallaydi. ChMp ortogonal signallardan FMp qarama-qarshi signallarga o'tish uning energiyasi 2 marta oshiradi va AMp signalga o'tish aksincha ikki marotaba kamaytiradi.

FMp signal yuqori xalaqitbardoshligini amalda ta'minlash uchun koherent qabul usulini ta'minlashni talab qiladi, buning uchun qabul qilinayotgan  $s_1(t)$  va  $s_0(t)$  signallar bilan fazasi mos keluvchi etalon (tayanch) signalini MQQda bo'lishini ta'minlash kerak bo'ladi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki qabul qilinadigan FMp signal tarkibida tashuvchi chastotasi  $f_0$  ga teng spektr tashkil etuvchisi yo'q, shuning uchun undan tayanch signalini shakllan tirishda foydalanib bo'lmaydi.

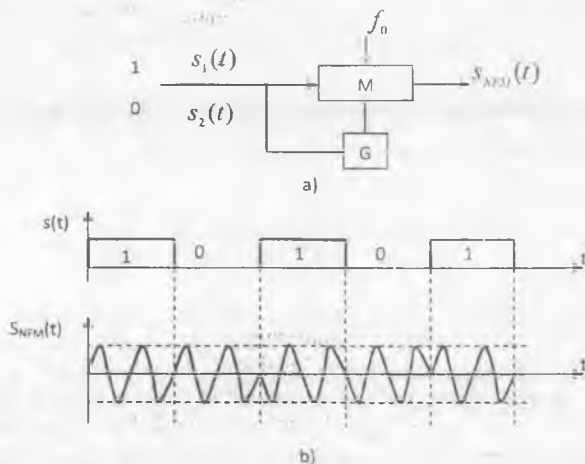
Zamonaviy aloqa tizimlarida FMp signallardan foydalanilmaydi, chunki uni qabul qilishda yana bir necha nuqammlar paydo bo'ladi. Oddiy FMp signal o'rniga fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan NFMP signallardan foydalaniladi.

#### 25.6.4. Fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

NFMP signal oddiy FMp signallarga hos bo'lgan teskari ishlatish hodisasini to'liq yo'qotish imkoniyatini beradi. Bunda uzatilayotgan xabar signali fazasining o'zgarishi undan avval uzatilgan elementar signal 1 yoki 0 ligiga bog'liq. Signal fazasi "0" bilan manipulyatsiya qilinganda uning fazasi avvalgisidek o'zgarishsiz qoladi va "1" bilan manipulyatsiya amalga oshirilganda signal fazasi  $180^\circ$  ga

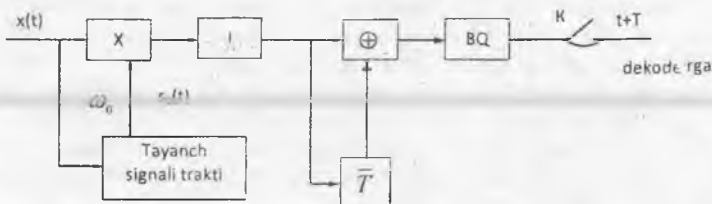
o'zgaradi. Ushbu manipulyatsiyani amalga oshirish qurilmasi strukturaviy sxemasi va signallar vaqt diagrammalari 25.10-rasmda keltirilgan.

NFMp ni kodlash va FMP deb qarash mumkin. NFMp da kodlar kombinatsiyasidagi elementar simvollar quyidagi qoida asosida qo'shimcha kodlashdan o'tadi:  $a_k = (0,1)$ ,  $k = 1,2,\dots$  kodlar  $a'_k = a_{k-1}$  ga, agar  $a_k = 0$  bo'lsa va  $a_k = 1 - a_{k-1}$  ga agar  $a_k = 1$  bo'lsa. Bunda dastlabki  $a_0$  simvol xabar tashimaydi, u qo'shimcha jarayonini boshlash uchun kerak. Ushbu tadbirdan keyin oddiy FMP amalga oshiriladi, bunda manipulyatsiyalovchi elementar signallar vazifasini qo'shimcha kodlangan elementar signallar  $a'_k$  lar bajaradi.



25.10-rasm. a) NFMp signal olish qurilmasining strukturaviy sxemasi, b) kirish signali  $s(t)$  va  $s_{NFM}(t)$  signallar vaqt diagrammalari

To'liq ma'lum NFMp signallar qabullash qurilmasi FMP signallarni kogerent optimal qabullashga o'xshash shaklda amalga oshiriladi. Bunday NFMp signallar qaror qabullash qurilmasi kirishiga berilishidan avval teskari qayta ishlash jarayonidan o'tadi, ya'ni  $a_1, a_2, \dots, a_k$  ketma-ketlik 2-modul bo'yicha avvalgi simvol bilan taqqoslash asosida hosil bo'ladi ( $a'_k = a_k \oplus a_{k-1}$ ,  $\oplus$  - ikki moduli asosiy qo'shish amalini anglatadi). Teskari qayta ishlov berish bitta avvalgi  $T$ -vaqtga kechiktirilgan elementar signalni  $a_{k-1}$  ni hozirda kirishdagi simvol  $a_k$  bilan taqqoslash asosida amalga oshiriladi. Taqqoslanayotgan elementar signallar bir-biriga mos bo'lsa "0" simvoli qayd etiladi va aks holda "1" simvoli qayd etiladi. Ushbu asosda ishlovchi SQQ taqqoslash usulida qabullash usuli deb ataladi. NFMp signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi 25.11-rasmda keltirilgan.



25.11-rasm. NFMp signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi

Rasmda: X – ko‘paytirgich. I – integrator,  $\bar{T}$  - signalni kechiktirgich,  $\oplus$  – ikki modul bo‘yicha qo‘shish, BQ – bo‘sag‘aviy qurilma, K – kalit ( $t=T$  da dekoderga ulanadi).

Tayanch signali  $s_0(t)$  kirish signal chastotasini ikkiga ko‘paytirish, filtrlash va ikkiga bo‘lish asosida Pistolkors usulida amalga oshiriladi. NFM signallarni bu usulda qabullashda “1” ni “0” ga va aksincha uzatilayotgan kod elementar tashkili etuvchilaridan faqat bittasi xato qayd etilishiga olib keladi, keyingilari to‘g‘ri qayd etiladi. NFMp ni oddiy FMP bilan taqqoslash 25.12-rasmda keltirilgan. Bu rasmda strelka (mil) yuqoriga yo‘nalgan holat “0” ga va strelka (mil) pastga yo‘nalgan bo‘lsa “1” ga mos keladi. Rasmdagi \* belgisi elementar signal fazasi 180° ga o‘zgarib FMP xato qabullash boshlangan vaqtga to‘g‘ri keladi. NFMp da esa faqat bitta elementar simvol hato qayd etiladi, keyingilari to‘g‘ri qayd etiladi.

	NFMp	FMP
Axborot $a_k$	0111001010	0111001010
Qo‘shimcha kodlangan simvol $a_k$	00101110011	
Signal fazasi	↑↑↓↓↓↓↓↓↑↑↓↓	↑↑↓↓↑↑↓↓↑↑↑
Qabulda signal fazasi	* ↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑	* ↑↑↓↓↑↑↓↓↑↑↓
Qabul qilingan simvollar $a_k$	0110001010	0110110101

25.12-rasm. NFMp signalni FMP signalga aylantirishga oid chizma

NFMp signalga aditiv fluktuasion xalaqit ta‘sir etganda uning potentsial xalaqitbardoshligini aniqlaymiz

Bunda xatolik  $a_k$  – elementar signal hato va  $a_{k-1}$  – elementar signal to‘g‘ri qabul qilingan holda hosil bo‘ladi, yoki aksincha holda sodir bo‘ladi. Uzatilayotgan elementar simvollar xalaqit ta‘sirida bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan holda xato yoki o‘g‘ri qabul qilinadi, ya‘ni  $P_{FM}(1-P_{FM})$ , bunda  $P_{FM}$  – FM signalning xato qabullanish ehtimolligi. Natijada NFMp potentsial xalaqitbardoshligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{NFM} = 2P_{FM}(1 - P_{FM}) = 2\left[1 - \Phi\left(\sqrt{2q_k^2}\right)\right] \left[1 - \Phi\left(\sqrt{2q_k^2}\right)\right] \approx 2P_{FM} \quad (25.68)$$

NFMp signal potensial xalaqitbardoshligi oddiy FMP xalaqitbardoshligidan taxminan 2 marta kichikroq, ammo xalaqitbardoshlikning kamayishi oddiy FMP signallarni qabullashdagi teskari ishlash hodisasi yuz bermaydi.

Diskret xabarlarni uzatishda xabar har bir diskret elementiga bir necha elementar signallar kombinatsiyasidan iborat bo'lgan kodlar kombinatsiyasi bilan almashadi. Agar kodlar kombinatsiyalaridagi  $m$ -ta elementar signallar bir-biriga bog'liqlik bo'lmasa, u holda kod kombinatsiyasining to'g'ri qabul qilinishi ehtimolligi quyidagi ifoda orfali aniqlanadi

$$P_{XKK} = 1 - (1 - P_X)^m, \quad (25.69)$$

bunda  $P_X$  — elementar signalni xato qabul qilish ehtimolligi.

Shuni alohida ta'kidlash lozimki, xalaqitbardoshlik signal energiyasining xalaqit quvvati spektri zichligiga nisbati bog'liqlik bo'lib, signal shakliga bog'liqlik emas. Agar xalaqit energetik spektri chastota bo'yicha bir tekis taqsimlanan bo'lmasa signal spektri, ya'ni uning shaklini o'zgartirib xalaqitbardoshlikni oshirish mumkin.

### 25.7. Diskret xabarlarni nokogerent qabullash

Nokogerent qabullash SQQ kirishida foydali signalning boshlang'ich fazasi avvaldan noma'lum bo'lganda qo'llanadi. Bundan tashqari signal  $s(t)$  fazasi parametrlari vaqt bo'yicha o'zgarib turuvchi kanaldan o'tganda tasodifiy shaklda o'zgaradi va uni aniqlash sezilarli qiyinchiliklarga olib keladi, ba'zan esa signal  $s(t)$  doimiy parametrlil kanallari orqali uzatilan holatda SQQ sxemasini soddalash maqsadida nokogerent qabullash usulidan foydalaniladi.

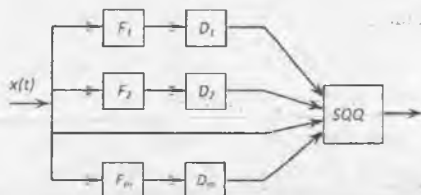
Optimal nokogerent SQQ da kirish signali  $x(t)$  ning funksiyasi moduli (o'rovchisi) hisoblanadi, ya'ni

$$y_k = \left| \int_0^T x(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right| \quad (25.70)$$

aniqlanadi, va  $y_k$  qaysi bir uzatilishi mumkin bo'lgan  $s_k(t)$  signal bilan  $t = t_0$  vaqtda eng katta qiymatga erishsa shu signal qayd etiladi. Agar  $s_1(t)$  signali uzatilgan bo'lsa, xatolik  $y_1 < y_k$  (bunda  $k \neq 1$ ) bo'lgan holatda sodir bo'ladi, ya'ni

$$\left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right| < \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_1^*(t) dt \right|, \quad (k \neq 1, k = 2, 3, \dots, m) \quad (25.71)$$

(25.71) shartni amalga oshiruvchi SQQ strukturaviy sxemasi 25.13-rasmda keltirilgan. Bu SQQ m-ta moslashgan filtrdan, amplituda detektoridan va taqqoslash qurilmasidan iborat. Har bir moslashgan filtr (MF) chiqishida kirish signali  $x(t)$  va uzatilishi mumkin bo'lgan foydali signallar  $s_k(t)$  orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasiga proporsional chiqish kuchlanishi hosil bo'ladi va amplituda detektori AD ushbu kuchlanishning o'rovchisini ajratadi.



25.13-rasm. m-signallarni nokogerent qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi

(25.71) ma'lumki, signallarni nokogerent qabullashda ma'lum bir  $T$  vaqtida  $x(t)$  va  $s_k(t)$  signal moduli hisoblanadi, ya'ni

$$y_k^2 = \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|^2 = \left[ 2 \int_0^T x(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[ 2 \int_0^T x(t) s_k^*(t) dt \right]^2 \quad (25.72)$$

Agar  $s_k(t)$  signal uzatilgan bo'lsa,  $x(t) = s_k(t) + w(t)$  bo'ladi va natijada (25.71) quyidagi ko'rinishni oladi:

$$y_k^2 = \left| 2 \int_0^T [s_k(t) + w(t)] s_k^*(t) dt \right|^2 + \left| 2 \int_0^T [s_k(t) + w(t)] s_k^*(t) dt \right|^2 = 4 \left| \int_0^T s_k(t) s_k^*(t) dt + \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt \right|^2 \quad (25.73)$$

$s_k(t)$  signallarning uzatilish ehtimolliklari bir hil, bir hil energiyaga ega va ular o'zaro kuchaygan darajada o'zaro ortogonal (ya'ni signallardan birini uning kompleks moslashganigiga almashganda ham ortogonallik hususiyati saqlansa) bo'lsa, u holda

$$y_k^2 = \left[ 2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[ 2 \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt \right]^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2, \quad (25.74)$$

$$y_1^2 = (2E + \zeta_1)^2 + \eta_1^2;$$

$$\text{bunda, } \zeta_k = 2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt, \quad \eta_k = 2 \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt.$$

Tasodifiy kattaliklar  $\zeta_k$  va  $\eta_k$  o'rtacha qiymati nolga, dispersiyasi  $\sigma^2 = \sigma_\zeta^2 = \sigma_\eta^2$  ( $\sigma^2 = 2N_0E$ ) bo'lgan ehtimolligi normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Yuqoridagilarga asosan  $y_k^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2$  ham o'rtacha qiymati nolga teng, dispersiyasi  $\sigma_y^2 = \sigma_\zeta^2 + \sigma_\eta^2 = 2N_0E$  ga teng normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va quyidagicha ifodalanadi:

$$P(y_k) = \frac{y_k}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_k^2}{4N_0E}\right) \quad (25.75)$$

Tasodifiy kattalik  $y_1^2$  ni ikki vektor yig'indisi deb tasavvur etish mumkin, bulardan biri uzunligi  $L = 2E$  bo'lib, ikkinchi bir-biriga bog'liq bo'lmagan normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi dispersiyasi  $\sigma_1^2 = 2N_0E$  ga teng vektordir. Shuning uchun  $y_1^2$  Rele umumlashgan taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

$$P(y_1) = \frac{y_1}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_1^2 + L^2}{4N_0E}\right) J_0\left(\frac{y_1 L}{2N_0E}\right) \quad (25.76)$$

$y_k$  qiymat, signal  $s(t) = 0$  bo'lsa, SQQ kirishidagi xalaqit o'rovchisiga mos keladi. Xalaqit Gauss qonuniga bo'ysungani uchun  $y_k^2$  Rele taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Tasodifiy kattalik  $y_1$  signal  $s_1(t)$  va xalaqit  $w(t)$  larning yig'indisi o'rovchisi bo'lganligi uchun Rele umumlashgan taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

Endi nokogerent SQQ dagi xatolik ehtimolligini aniqlaymiz, u umumiy holda quyidagiga teng:

$$P_{\text{XNKG}} = 1 - P(y_1 > y_2, y_3 < y_m). \quad (25.77)$$

Ikkilik (binar) aloqa kanali uchun  $m=2$

$$P_{\text{XNKG}} = 1 - P(y_1 > y_2) = P(y_2 > y_1). \quad (25.78)$$

$s_1(t)$  signalning xato qabul qilinishi ehtimolligini hisoblash uchun  $y_1$  ning ma'lum bir qiymati uchun  $y_2 > y_1$  ning ehtimolligini aniqlaymiz. Bu ehtimollik quyidagi integral bilan aniqlanadi:

$$I(y_1) = \int_{y_1}^{\infty} P(y_2) dy_2. \quad (25.79)$$

$I(y_1)$  – qiymati  $y_1$  ga bog‘liq bo‘lib, uning qiymatini, ya’ni to‘liq xatolik qiymatini  $y_1$  ning hamma qiymatlarini  $P(y_1)$  zichlik taqsimotini e’tiborga olgan holda aniqlanadi. Shunday qilib,

$$P_{\text{XNKGI}} = P(y_2 > y_1) = \int I(y_1)P(y_1)dy_1 = \int_{y_1}^{\infty} P(y_1)dy_1 \cdot \int_{y_1}^{\infty} P(y_2)dy_2. \quad (25.80)$$

(25.80) ifodaga  $P(y_1)$  va  $P(y_2)$  ifodalari (25.74), (25.75) larni kiritib va integrallash natijasida optimal nokogerent qabulda xatolik ehtimolligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{\text{XZ}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}}, \quad \text{b unda } q_0 = \frac{E}{N_0}. \quad (25.81)$$

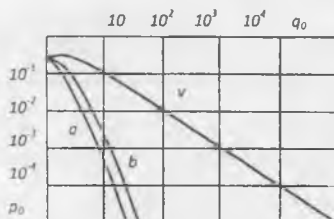
$M$  ta signal uzatilishi mumkin bo‘lgan aloqa kanalida signalni optimal nokogerent qabullash xatoligi quyidagiga teng bo‘ladi:

$$P_{\text{XNKGI}} \approx \frac{m-1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}}. \quad (25.82)$$

$M$  pozitsiyali (turli) signallarni optimal kogerent qabullashdagi xatolikni, ushbu signallarni nokogerent optimal qabullash natijalarini taqqoslash shuni ko‘rsatadiki, bu xatoliklar ikkilik kanaldagi hatolik uchun quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi.

$$P_{\text{AM}} \approx (m-1)P_{\text{XZ}}. \quad (25.83)$$

25.14-rasmda ikkilik signallarni optimal kogerent qabullash va optimal nokogerent qabullashdagi xatoliklar ehtimolliklari chizmasi keltirilgan.



25.14-rasm. Ikkilik signallarni optimal kogerent va optimal nokogerent qabullashdagi hatoliklar ehtimolliklari chizmasi

Ushbu bog'lanishlarni tahlili optimal nokogerent qabuldagi xatolik ehtimolligi optimal kogerent qabullashdagi xatolik ehtimolligidan ko'p farq qilmaydi. Bu farq  $q < 1$  kichik va signal nooptimal qabul qilinganda katta bo'ladi.

### 25.8. Uzlüksiz signallarni optimal qabullash

Uzlüksiz xabar  $u(t)$  vaqt bo'yicha uzluksiz o'zgaradi va qabullash qurilmalari kirish signallari uchun dinamik diapazoni oralig'ida tasodifiy qiymatlarga ega bo'ladi. Bunday xabar signallari telefon kanallari orqali xabar uzatishda, radioeshittirishda, televideniyada va shunga o'xshash hollarga to'g'ri keladi.

Aloqa kanali orqali  $u(t)$  xabar yuqori chastotali modulyatsiyalangan signal  $s(u,t)$  yordamida uzatiladi. Bunda signalning informasion parametri uzatilayotgan xabar  $u(t)$  ga mos ravishda vaqt fuksiyasi sifatida o'zgarib boradi.

SQQ kirishiga  $x(t) = s(u,t) + w(t)$  ta'sir etadi. Vazifa ushbu  $x(t)$  ga ishlov berib, birlamchi xabar  $u(t)$  ni iloji boricha katta aniqlik bilan qayta tiklash, aks ettirishdan iborat. SQQ  $x(t)$  ga ishlov berish natijasida  $P(s/x)$  o'zining kirishdagi signalning  $s(u,t)$  aposterior o'xshashligi ehtimolligi taqsimoti zichligini hisoblab boradi.

Optimal SQQ hisoblangan  $P(s/x)$  aposterior ehtimollik zichligi taqsimoti asosida chiqishida  $u(t)$  ni aks ettiradi.

Beys formulasiga asosan ushbu  $P(s/x)$  aposterior ehtimollik quyidagicha aniqlanadi

$$P(s/x) = kP(s)P(x/s) \quad (25.84)$$

bunda,  $k$  — koeffitsient  $\int_s P(x/s) = 1$  sharti orqali aniqlandi, bu koeffitsient aloqa tizimi turiga va bajaradigan vazifasiga bog'liq.

Uzatiladigan xabar  $u(t)$  ning qiymatlarini shartli ravishda +1 va -1 oralig'ida bir xil tekis taqsimlangan deb hisoblasak, u holda signal  $s(u,t)$  ning turli qiymatlari aprior ehtimolligi  $P(s) = \text{const}$  bo'ladi.

Diskret signallarni optimal qabullash shartidan foydalanib (25.84) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$P(s/x) = kP(s) \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - s(u,t)]^2 dt \right\}. \quad (25.85)$$

$P(s/x)$  ning aposterior ehtimolligi eng kata qiymatiga  $u(t)$  ning uzatilgan xabar  $u(t)$  dan eng kam farqlanadigan qiymati mos keladi, ya'ni

$$\Delta^2 = \int_0^T [x(t) - s(u,t)]^2 dt. \quad (25.86)$$



Shunday qilib, optimal SQQ o'zining chiqishida  $u(t)$  ning shunday qiymatini aks ettirishi kerakki uning qiymati  $u(t)$  dan o'rtacha kvadratik farqlanishi  $\Delta^2$  eng kichik bo'lishi kerak. Xalaqit  $w(t)=0$  bo'lsa SQQ xabarni buzilishlarsiz aks ettirish kerak, ya'ni  $x(t)=s(u,t)$  bo'lsa,  $v(t)=u(t)$  va o'rtacha kvadratik xatolik  $\Delta^2=0$  bo'ladi.

Kirish signalining optimal filtrlash va detektorlash  $x(t)$  dan uzatilgan xabar  $u(t)$  haqida maksimal ma'lumot olish imkonini beradi. Optimal filtrlı SQQ strukturaviy sxemasi 25.15-rasmida keltirilgan.



25.15-rasm. Uzluksiz signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi: OF – optimal filtr, D – detektor

Ushbu SQQdagi optimal filtr uzluksiz signallarni optimal filtrlashda aniqlangan ifoda orqali aniqlanadi, ya'ni

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (25.87)$$

bunda xatolik o'rtacha kvadratik qiymati

$$\bar{\Delta}_{min}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega \quad (25.88)$$

(25.87) formuladagi shartni bajaruvchi filtrni amalga oshirish murakkab masala, chunki foydali signal spektri ( $G_s(\omega)$ ) xabar mazmuniga qarab vaqt bo'yicha o'zgaruvchan bo'ladi, bundan tashqari hamma modulyatsiyalangan signallar tabiatan nostasionar tasodifiy jarayondirlar. Shuning uchun uzluksiz signallarni optimal qabullashning boshqa usullarini ko'rib chiqishga to'g'ri keladi.

(25.84) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz:

$$P(s/x) = kP(s) \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt\right\} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt\right\} \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t) dt\right\} \quad (25.89)$$

Ushbu (25.89) formulada birinchi had qiymatini «k» ga kiritish mumkin, ikkinchi had  $x(t)$  ga umuman bog'liq emas, uni bir qismini aprior ehtimollik shaklida qarash mumkin. Ko'p hollarda (25.89) formula ikkinchi tashkil etuvchi ( $\exp(-E/N_0)$ ) koeflissent «k» qiymatida hisobga olinadi ( $E$  – signal energiyasi).

Yuqorida keltirilganlar asosida (25.89) ifoda quyidagi ixcham shaklni oladi.

$$P(s/x) = kP(s) \exp[h(u)], \quad (25.90)$$

bunda

$$h(u) = \frac{2}{N_0} \int_{\Lambda_0}^T x(t)s(u,t) dt. \quad (25.91)$$

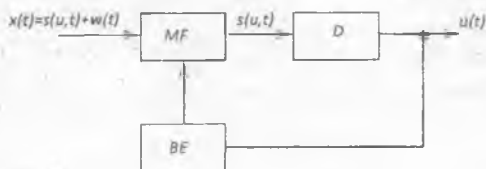
(25.90) va (25.91) ifodalardan ko'rinadiki SQQ uzatiladigan signal aprior ehtimolligi  $P(s)$  va kirish signali  $x(t)$  ning uzatilishi kuzatilayotgan signal  $s(u,t)$  o'zaro korrelyatsiyasining ko'paytmasi shaklida aposterior ehtimollik  $P(s/x)$  ni aniqlaydi, ushbu SQQ korrelyatsiya hisoblashga asoslangan bo'ladi.  $h(u)$  funktsiya uzatilayotgan signal  $s(u,t)$  aniq bo'lsa, oson hisoblanadi. Bu amal korrelyator yoki moslashgan filtr yordamida bajariladi.

Uzluksiz xabarlarini uzatishda signal  $s(u,t)$  ning qiymatlari aniq bo'lmaydi. Ammo ushbu signal haqida ba'zi ma'lumotlar avvaldan (aprior) ma'lum deb hisoblaymiz. Masalan: signal tashuvchi, modulyatsiya turi, spektr kengligi va boshqalar ko'p hollarda avvaldan ma'lum bo'ladi. Natijada SQQ yordamida  $s(u,t)$  signalning bahosini aniqlash va ushbu baholash orqali  $h(u)$  funktsiyani aniqlash mumkin,

$$h(u) = \frac{2}{N_0} \int_{\Lambda_0}^T x(t)s(u,t) dt. \quad (25.92)$$

$h(u)$  funktsiyani kuzatuvchi filtr yoki kuzatuvchi korrelyator yordamida hisoblash mumkin (25.16 va 25.17-rasmlar).

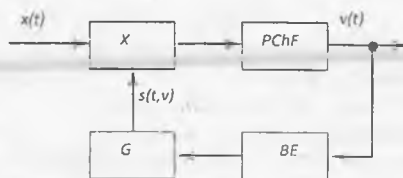
Ushbu sxemalarning asosiy uzatilgan  $u(t)$  xabarning bahosi  $v(t)$  ni chiqaruvchi axborot kanalidan tashqari, yana teskari bog'lanish kanali bor bo'lib, uning yordamida  $s(u,t)$  tayanch signali shakllantiriladi (25.17-rasmi) yoki filtr parametrlari o'zgartiriladi (25.16-rasm).



25.16-rasm. Moslashgan kuzatuvchi filtrlı SQQ strukturaviy sxemasi

25.16-rasmda keltirilgan SQQda boshqaruvchi element (BE) yordamida moslangan filtr parametrlari kutilayotgan uzluksiz signal  $s(u,t)$  bilan moslashganligini ta'minlaydi. 25.17-rasmda BE yordamida tayanch tashuvchi signalini shakllantirayotgan generator (G) modulyatsiyalanayotgan parametri o'zgartiriladi. Masalan, qabul qilinayotgan signal chastotasi modulyatsiyalangan bo'lsa tayanch generatori chastotasi, vaqt bo'yicha modulyatsiyalangan (VBM)

signallarni qabullashda vaqt bo'yicha siljishi  $s(u,t)$  ga mos ravishda o'zgarib boradi. 25.17-rasmdagi past chastotalar filtri integrator vazifasini bajaradi, uning ko'rsatgichlari uzatilayotgan xabar  $u(t)$  spektri chastotalari asosida tanlanadi.



25.17-rasm. Kuzatuvchi korrelyatsion SQQ strukturaviy sxemasi:  
 X – ko'paytirgich. G – tayanch signallar generatori. BE – boshqaruv  
 elementi, PChF – past chastotalar filtri

25.17-rasmda keltirilgan SQQ kirish signali modulyatsiyalangan parametrini kuzatishga asoslanganligi uchun uning strukturaviy sxemasi qabul qilinadigan signal modulyatsiyasi turiga bog'liq emas. Kuzatish orqali SQQ xalaqitbardoshligi optimal SQQda ta'minlanishi mumkin bo'lgan potensial xalaqitbardoshlikka yaqin bo'ladi.

Odatda xalaqit  $w(t)$  ta'sirida qabul qilinayotgan signal  $s(u,t)$  sathi va fazasi uzluksiz o'zgarib turadi, shu jumladan xalaqit  $w(t)$  ning qiymati ham o'zgaruvchan bo'lishi mumkin. Bu holda SQQda signal sathini avtomatik boshqarish va fazani avtomatik sozlash kabi qo'shimcha jarayonlar amalga oshirilishi kerak. Agar xalaqit qiymati  $N_0$  noma'lum bo'lsa, yoki vaqt bo'yicha tasodifiy o'zgarib tursa, u holda SQQ xalaqit sathini muntazam o'lchab, kuzatib boruvchi va uning ta'sirini kamaytirishni amalga oshiruvchi qismlari ham bo'lishi kerak. Masalan, xalaqit  $w(t)$  spektri ma'lum bir polosada bo'lsa, uni maxsus filtr (rejektor) yordamida umumiy spektrdan olib tashlash kerak, agar xalaqit impulssimon bo'lsa, u holda signalning impulssimon xalaqit ta'sir etadigan qismi aks ettirmasligi chora-tadbirlarini amalga oshirish kerak.

Umuman uzluksiz signallarni optimal qabullash uchun ularning informasion parametrlarini va xalaqit parametrlarini doimiy ravishda kuzatish kerak. Bunda qabul qilinayotgan signal  $x(t)$  ning qancha ko'p parametrlari kuzatilish imkoniyati bo'lsa uni amalga oshirish kerak, bunday SQQ moslanib boruvchi adaptiv signal qabullash qurilmasi deb ataladi. Adaptiv SQQ xalaqitbardoshligi boshqa tur SQQ xalaqitbardoshligidan yuqori bo'ladi.

Shunday qilib, uzluksiz signallarni optimal qabullash qurilmasi chiqishidagi signal  $v(t)$  uzatilgan xabar  $u(t)$  dan eng kam farqlanishini ta'minlaydi. Foydali signal  $s(u,t)$  uzatilayotgan  $u(t)$  ga nochiziqli bog'liq bo'lgani uchun, optimal SQQ – nochiziqli SQQ yoki nochiziqli filtr bo'lish kerak. Nochiziqli SQQga yuqorida strukturaviy sxemasi keltirilgan kuzatuvchi qabullash qurilmasi misol bo'la oladi. Demak, optimal qabullash nazariyasini optimal nochiziqli filtrlash nazariyasi deb qarash mumkin.

Hozirda optimal noxhiziqli filtrlash umumiy nazariyasiga asosan kirish signali normal taqsimot qonuniga bo'ysungan hol uchun yaratilgan bo'lib, undan uzatilgan xabarni yuqori xalaqitbardoshlik bilan qabullash foydalaniladi.

### Nazorat savollari

1. Xalaqitbardoshlik nima?
2. Aprior va aposterior ehtimollik nima?
3. Simmetrik kanal deb qanday kanallarga aytiladi?
4. Bir tarkibli kanal deb qanday kanalga aytiladi?
5. Ideal qaror qabul qilish mezonini deb nimaga aytiladi?
6. Bays formulasini yozing va uni sharhlab bering.
7. O'xshashlik funksiyasi nima?
8. Ikkilik kanalda qanday xatoliklar sodir bo'ladi?
9. Ikkilik kanalda umumiy xatolik nimaga teng?
10. Ideal signal qabullash qurilmasi nima?
11. Optimal signal qabullash qurilmasi deb qanday qurilma tushuniladi?
12. Kotelnikov optimal  $SQQ$  strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.
13. Ikkilik signal uchun optimal korrelyatsion  $SQQ$  strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.
14. Ikkilik signallarni moslashgan filtrlar yordamida optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.
15.  $AM_p$ ,  $ChM_p$  va  $FM_p$  signallar optimal qabul qilinganda xalaqitbardoshlik qanday aniqlanadi va kirish signalining qaysi ko'rsatkichlariga bog'liq?
16. Nisbiy  $FM_p$  signalning oddiy  $FM_p$  signaldan farqi nimada?
17.  $NFM_p$  signalni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini yozib bering.
18.  $AM_p$ ,  $ChM_p$  va  $FM_p$  signallar xalaqitbardoshliklari o'zaro qanday munosabatda?
19.  $M$ -kanalli optimal  $SQQ$  strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini aytib bering.
20. Uzlüksiz signallarni optimal qabullash deganda nimani tushunasiz?
21. Uzlüksiz signallarni moslashgan kuzatuvchi filtr yordamida optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini aytib bering.
22. Uzlüksiz signallarni korrelyatsion kuzatish usulida qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini aytib bering.

## 26. SIGNALLARNI AJRATISH NAZARIYASI ASOSLARI

### 26.1. Ko'p kanalli aloqa

Zamonaviy telekommunikatsiya tizimlari va tarmoqlarini qurish shuni ko'rsatadiki, ushbu tizimlarning eng ko'p mablag' sarflanishini talab qiladigan qismi aloqa liniyalaridir. Bular, kabelli, optik tolali, sotali mobil aloqa, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa, radiorele liniyalari, troposfera aloqa liniyalari va boshqalar. Shuning uchun aloqa liniyalaridan foydalanish samaradorligini oshirish uchun ularning har biri orqali bir emas, bir nechta (yuzlab, minglab) xabarlarini bir vaqtning o'zida uzatishni ta'minlash kerak. Albatta ko'p kanalli xabar uzatishni ta'minlash uchun aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyati u orqali uzatilishi talab etiladigan  $N$  ta axborot manbaining vaqt birligida ishlab chiqarayotgan axborotlari yig'indisidan katta bo'lishi, ya'ni  $C \geq \sum_{k=1}^N H_k$  bo'lishi shart, bunda  $H_k$  – axborot manbai  $k$  ning axborot ishlab chiqarish imkoniyati.

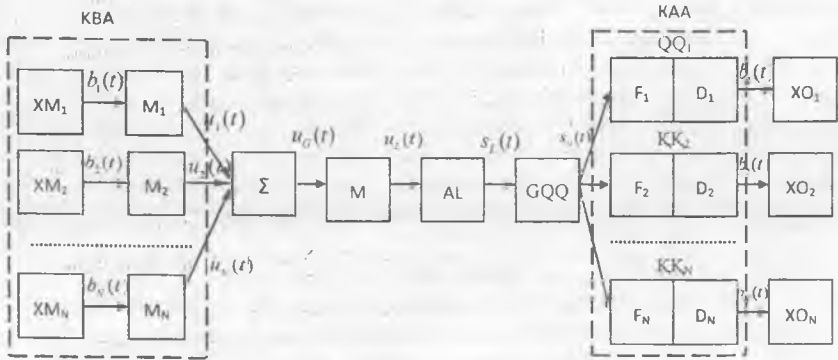
Ko'p kanalli aloqa tizimlari analog va raqamli bo'lishi mumkin. Ko'p kanalli analog aloqa tizimlarini unifikatsiyalash maqsadida asos qilib standart telefon kanali – tonal chastota kanali qabul qilingan bo'lib, u 300–3400 Hz kenglikdagi spektrga ega bo'lgan xabarlarini uzatishni ta'minlaydi. Ko'p kanalli raqamli aloqa kanallarida 64 kbit/sek tezlikda xabar uzatishga mo'ljallangan kanallar qabul qilingan. Ko'p kanalli analog aloqa 12 ga karrali kanallarni birlashtirish asosida shakllantiriladi. Raqamli ko'p kanalli aloqa tizimlari qabul qilingan ierarxiya (bosqich) tartibiga qarab shakllantiriladi. Yevropa mamlakatlari ierarxiyasiga mos qilib birlamchi ko'p kanalli raqamli uzatish tizimi IKM-30 qabul qilingan bo'lib, u orqali signal guruhini uzatish tezligi 2048 kbit/s. Bizda yevropa ierarxiyasidan foydalaniladi.

Ko'p kanalli xabar uzatish strukturaviy sxemasi 26.1-rasmda keltirilgan. Bunda xabar manbalari chiqishidagi nisbatan past chastotali  $b_1(t)$ ,  $b_2(t)$ , ...  $b_i(t)$ ,  $b_n(t)$  signallar xususiy modulyatorlar  $M_1$ ,  $M_2$ , ...  $M_i$ ,  $M_n$  yordamida xususiy signallar  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , ...  $u_i(t)$ ,  $u_n(t)$  ga aylantiriladi. Xususiy kanal signallari guruxlash (yig'ish) qurilmasi yordamida guruh signali  $u_G(t)$  ga aylantiriladi,

$$u_G(t) = \sum_{m=1}^N u_m(t). \quad (26.1)$$

Va nihoyat guruh signali  $u_G(t)$  ajratilgan chastotalar diapazoniga guru x uzatkichi modulyatori  $M$  yordamida liniya signal:  $u_l(t)$  ga aylantiriladi va aloqa liniyasi (AL) kirishiga beriladi. Hozircha, masalani osonlashtirish uchun aloqa kanali (AK) da xalaqitlar yo'q va kanalda signallar shakli buzilmaydi deb hisoblaymiz. U holda qabul qilingan signal  $s(t) = Ku_l(t)$  ga teng bo'ladi, bunda  $K$  – aloqa kanalining uzatish koeffitsienti, hozircha  $K=1$  deb hisoblaymiz. Signal

qabul qilish tomonida liniyadagi signal  $s_i(t)$  gurux qabullash qurilmasi (GQQ) chiqishida  $s_L(t) = KU_G(t)$  ga aylantiriladi, so'ngra xususiy qabullash qurilmalari (QQ) gurux signali  $KU_G(t)$  dan xar bir kanalga tegishli  $s_i(t) = KU_i(t)$  larni ajratadi va ularni detektorlash natijasida  $u_1(t), u_2(t), \dots, u_i(t), u_N(t)$  signallar har bir xabar oluvchiga yetkazib beriladi.



26.1-rasm. Ko'p kanalli xabar uzatish tizimi strukturaviy sxemasi

Kanal uzatkichi va birlashtirish qurilmasi bilan birga kanallarni birlashtirish apparaturasi (KBA) deb ataladi. Guruh uzatkichi (GU), aloqa liniyasi (AL) va guruh signallarini qabullash qurilmasi (SQQ) birlikda guruh uzatish trakti (GUT) deb ataladi. Kanallarni birlashtirish apparaturasi (KBA) va guruh uzatish trakti hamda guruh ajratish apparatlari majmuasi ko'p kanalli aloqa tizimini (KKAT) tashkil etadi. KKATning xususiy SQQ kanali guruh signali  $s_G(t)$  dan o'ziga tegishli signal  $b_i(t)$  ni ajratib oladi va tegishli  $u_i(t)$  larni xabar oluvchilarga yetkazib beradi. Ushbu jarayonlarni amalga oshiruvchi xususiy SQQlari majmuasi kanallarni ajratish apparaturasi (KAA) deb ataladi.

Endi ko'p kanalli aloqa tizimlari orqali bir-biriga bog'liq bo'lmagan holatda axborot uzatish uchun foydalaniladigan signallarga qo'yiladigan talablarni ko'rib chiqamiz. Signal ajratish qurilmasi bir necha kanal signallarini bir-biridan farqlashi uchun ularning har biriga xos belgilari bo'lishi kerak. Sinusoidal tashuvchilarni modulyatsiyalashda ularning chastotasi, fazasi va amplitudasi; impulslar ketma-ketligini modulyatsiyalashda uning vaqt bo'yicha holati, davomiyligi yoki shakli uning asosiy belgilari hisoblanishi mumkin. Yuqoridagi belgilarga mos ravishda sigallarni ajratish: chastota, vaqt, faza va shakl va boshqalar bo'yicha ajratishga asoslanadi.

Masalan, guruh signallari umumiy trakti orqali N xususiy kanallar sigallarini uzatish talab etilsin. Guruh signallari umumiy trakti har bir  $i$ -kanal signali  $u_i(t)$  ni uzatish uchun yaroqli deb hisoblasak, u holda

$$u_i(t) = C_i \Psi_i(t), \quad (26.2)$$

bunda,  $\Psi_i(t)$  – tashuvchi funksiyasi,  $C_i$  – uzatilayotgan xabarni aks ettiruvchi koeffitsient.

Hamma kanal signallari (guruh signali) uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$u_i(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t) = \sum_{i=1}^N C_i \Psi_i. \quad (26.3)$$

Guruh signali liniya signaliga aylantiriladi va uzatish trakti kirishiga beriladi. SQQ tomonida  $s_i(t)$  signal qayta guruh signali  $s_g(t)$  ga aylantiriladi. SQQ tomonida  $N$  ta kanal signallarini bir-biridan ajratish uchun  $N$  ta ajratish qurilmasi kerak bo'ladi, bunda har bir  $k$ -chi ajratish qurilmasi faqat o'ziga tegishli  $k$ -chi kanal signalini ajratib olishi kerak.

SQQ bajaradigan vazifani ajratish tadbirini  $\Pi_k$  bilan belgilaymiz. Ideal holatda  $k$ -chi SQQ chiqishida faqat shu kanalga tegishli signal ajralishi kerak, qolgan signallardan ta'sirlanmasligi kerak. Bundan tashqari SQQ tadbiri chiziqli holda amalga oshishi kerak, ya'ni u bir-biriga bog'lanmaganlik prinsipiga (superpozitsiya) bo'ysunishi shart:

$$\Pi_k(s_i + s_k) = \Pi_k(s_i) + \Pi_k(s_k). \quad (26.4)$$

Signal ajratish tadbiri (prinsipi)ni matematik shaklida ifodalash mumkin. SQQsining  $k$ -chi kanali chiqishidagi aks ta'siri  $s'_k(t)$  unga guruh signali  $s_g(t)$  ta'siri natijasida hosil bo'ladi:

$$\Pi_k\{s_g(t)\} = s'_k(t) \quad (26.5)$$

Har bir  $k$ -kanal SQQ kirishiga bir vaqtda hamma  $N$ -kanal signallari ta'sir etadi. SQQ faqat o'ziga tegishli  $s_k(t)$  ga sezgir bo'lishi uchun quyidagi shart bajarilishi kerak:

$$s'_k(t) = \Pi_k\left\{\sum_{i=1}^N s_i(t)\right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_k\{s_i(t)\} = \begin{cases} s_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (25.6)$$

Yoki hamma  $i$  va  $k$  lar uchun

$$\Pi_i\{s_i(t)\} = \begin{cases} s'_i(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (26.7)$$

(26.2) ifodani (26.7) ifodaga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$\Pi_k\{c, \Psi_i(t)\} = \begin{cases} c_k \Psi_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (26.8)$$

Natijada  $s'_k(t) = c_k \Psi_k(t)$ .

Olingan natijani ajratish qurilmasining  $s(t)$  aks ta'siri boshqa shaklda bo'lishi ham mumkin. asosiysi bu kattalik uzatilayotgan signal bilan bir qiymatli bog'liq bo'lishi talab etiladi. Xususiy holda  $s_k(t)$  signalga aks ta'sir  $c_k$  bilan bir qiymatli bog'langan kattalik  $\gamma$  bo'lishi mumkin.

$$s_k(t) = \Pi_k\{s_G(t)\} = \Pi_k\left\{\sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t)\right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_k\{c_i \Psi_i(t)\} = \gamma, \quad (26.9)$$

yoki

$$\Pi_k\{c, \Psi_i(t)\} = \begin{cases} \gamma_i, & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (26.10)$$

(26.7) va (26.9) ifodalardan quyidagi hulosani chiqarish mumkin. SQQ signal  $s_k(t)$  ga nisbatan tanlovchanlik xususiyatiga ega. (26.7) va (26.9) ifodalardagi matematik amallar chiziqli elektr zanjirlar asosida amalga oshadi. shuning uchun unga tegishli nazariya chiziqli ajratish nazariyasi deb ataladi.

Biz ideal ajratish holatini ko'rib chiqdik. amalda signallarni ajratishda o'tish xalaqitlari paydo bo'ladi.

**Signallarni chiziqli ajratish sharti.** Chiziqli ajratish operatori  $\Pi_k$  ni guruh signali  $s_G(t)$  ga ta'sirini skalyar ko'paytma shaklida ifodalash mumkin:

$$\Pi_k\{s_G(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} s_G(\tau) \eta_k(t, \tau) d\tau, \quad (26.11)$$

bunda,  $\eta_k(t, \tau)$  – operator  $\Pi_k$  ga mos bo'lgan miqdor (vazn) koeffitsienti. (26.4) ifodadagi signalni chiziqli qurilmalar yordamida ajratishning asosiy sharti ularning o'zaro chiziqli bog'lanmagan bo'lishi hisoblanadi. Bu quyidagi tenglik sharti bajarilgan holatda ro'y beradi, ya'ni hamma koeffitsientlar bir vaqtda nolga teng bo'lganda,

$$c_1 \Psi_1(t) + c_2 \Psi_2(t) + \dots + c_k \Psi_k(t) + c_N \Psi_N(t) = 0. \quad (26.12)$$

Haqiqatdan ham (26.7) va (26.9) ifodalar SQQning tanlovchanligi va ajratilishi sharti bo'ib, quyidagi shart bajarilganda amalga oshadi:

$$\Pi_k\{\Psi_i(t)\} = \gamma_{ik}, \quad i, k = 1, 2, \dots, N. \quad (26.13)$$



bunda,  $\gamma_{ik}$  - ajratish qurilmasining  $s_i(t)$  signalga aks ta'siri bo'lib,  $\gamma_{ii} = 0$  bo'ladi, agar  $i \neq k$  va  $\gamma_{kk} \neq 0$ .

$\Pi_c$  operatori bilan (26.12) ifodaning har ikkala tomoniga ta'sir etib va (26.9) ifodani e'tiborga olib, quyidagiga erishamiz:

$$\Pi_c \left\{ \sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N c_i \Pi_c \{ \Psi_i(t) \} = c_i \gamma_{ik} = 0. \quad (26.14)$$

Aloqa kanalida xalaqlar bo'lmasa, har qanday chiziqli bog'lanishda bo'lmagan signallar to'plami ko'p kanalli aloqa tizimida foydalanish uchun yaroqli. Ammo hamma real aloqa kanallarida hamma vaqt xalaqlar bor, shuning uchun boshqa har qanday signallarga qaraganda o'zaro ortogonal signallar yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi. Bu holda kanal signallarini ajratuvchi chiqishidagi signal vektori, kanal signaliga mos keladi, va bunday ajratuvchi (tanlovchi) qurilmalar oddiy bo'ladi.

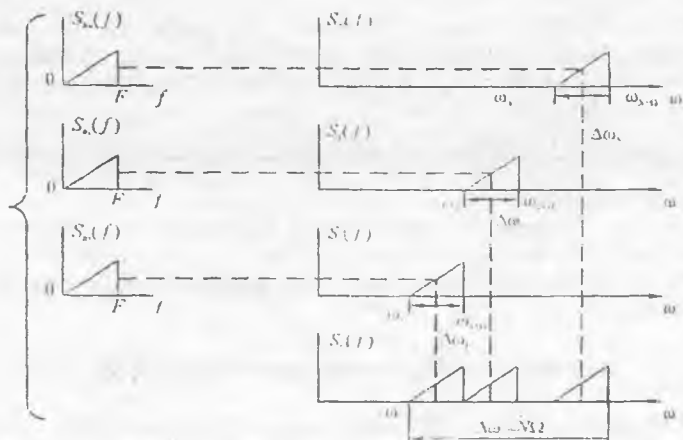
O'zaro ortogonal signallar to'plamini turli usullar bilan tanlash mumkin. bulardan eng keng tarqalgani chastota va vaqt bo'yicha ajratish usuli bo'lib, bu signallar uchun ortogonallik kanallar signali spektr va vaqt bo'yicha bir-biridan ajralib turadi.

## 26.2. Signallarni chastota bo'yicha ajratish

Ko'p kanalli aloqa tizimi orqali uzatiladigan xabar manbai chiqishidagi signallar  $b_1(t)$ ,  $b_2(t)$ , ...  $b_k(t)$  spektri bir diapazonda joylashgan deb hisoblaymiz. Misol uchun telefon aloqasida hamma xususiy kanal signallari spektri 300-3400 Hz orasida joylashgan bo'lib, har bir kanalga 4 kHz kenglikdagi chastotalar polosasi ajratilgan. Birlamchi signallar spektri  $s_1(f)$ ,  $s_2(f)$ , ...  $s_k(f)$  birlamchi tashuvchilar  $f_k$  larni modulyatsiyalaydi. Bu amal  $M_1$ ,  $M_2$ , ...  $M_k$  modulyatorlar yordamida amalga oshiriladi. Birlamchi tashuvchilar chastotasi bir-biridan 4 kHz ga farq qiladi. Kanal filtrlari  $F_1$ ,  $F_2$ , ...  $F_k$  chiqishidagi  $s_k(f)$  kanal signallari mos ravishda  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$ , ...  $\Delta f_k$  chastotalar polosalarini egallaydi. Qo'sh kanallar spektri bir-biridan 900 Hz kenglikdagi zahira polosasi bilan ajralib turadi. Chastota bo'yicha ajratishda ko'p kanalli aloqa tizimlarida, odatda bir polosali amplituda modulyatsiyasidan foydalaniladi. Natijada har bir birlamchi modulyatsiyalangan signallar spektrlari  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$ , ...  $\Delta f_k$  bir-birining ustiga tushmaydi, ajralib turadi. Bu holda  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ , ...  $s_k(t)$  signallar o'zaro ortogonal bo'ladi (26.2-rasm).

Birlamchi modulyatsiya natijasida olingan signallar spektrlari  $s_1(f)$ ,  $s_2(f)$ , ...  $s_k(f)$  birlamchi jamlash qurilmasida yig'iladi va bu  $s_c(f)$  signal ikkinchi guruh modulyatori  $M_c$  kirishiga beriladi. Bu modulyator chiqishida ham modulyatsiyalangan signalning bir yon polosasi qoldiriladi, uning polosasi kengligi  $\Delta f_c = N \Delta f$  bo'ladi. Bunda  $\Delta f$  - birlamchi xabar spektri kengligi  $F$  ga zahira

chastotalar kengligi  $\Delta f_c$  yig'indisiga teng, ya'ni  $\Delta f = F + \Delta f_c = 4 \kappa \Gamma l$ . Ikkilamchi guruh signallari modulyatori tashuvchisi  $\Delta f_c$  ko'p kanalli aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar diapazoniga mos ravishda tanlanadi. Natijada  $s_G(t)$  guruh signali  $f_n$  chastotalar diapazonida joylashib liniya signali  $s_l(t)$  hosil bo'ladi. Umuman chastota bo'yicha ajratish ko'p kanalli aloqa tizimida boshqa modulyatsiya turlaridan ham foydalanish mumkin.



26.2-rasm. Signallarni chastota bo'yicha ajratishga oid spektr diagrammalari

Signal qabullash tomonida liniya signali  $s_l(t)$  ni guruh signali demodulyatori kirishiga beriladi.  $\Pi_l$  liniya signali spektri  $s_l(f)$  ni guruh spektri  $s_G(f)$  ga o'zgartirib beradi. Guruh signali xususiy signal qabullash quilmalari  $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_k$  va ularning mos filtrlari  $F_1, F_2, \dots, F_k$  yordamida yana  $\Delta f_k$  larga ajratiladi va demodulyator yordamida birlamchi spektrlar  $s_1(f), s_2(f), \dots, s_k(f)$  larga va ular  $b_1(t), b_2(t), \dots, b_k(t)$  xabarlariga aylantiriladi. Kanal signallari bir-biriga xalaqit bermasliklari uchun ularning mos filtrlari  $F_1, F_2, \dots, F_k$  lar orqali faqat ularga tegishli  $\Delta f_k$  signal spektri tashkil etuvchilari o'tishi kerak, qolgan hamma boshqa kanal sigali spektr tashkil etuvchilari filtrlar orqali o'tmasliklari kerak.

Matematik nuqtai nazardan ideal filtr yordamida signallarni ajratish (26.11) ifodaga o'xshash shaklni oladi:

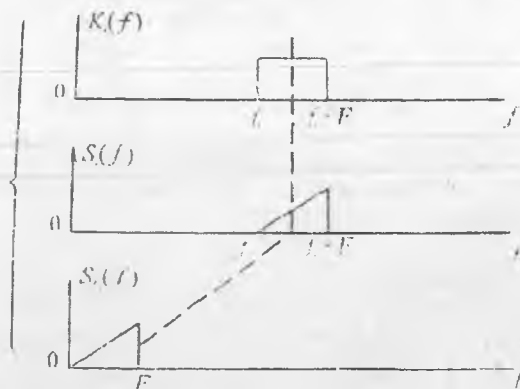
$$s_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_G(\tau) q_k(t - \tau) d\tau, \quad (26.15)$$

bunda,  $q_k(t)$  – spektri kengligi  $\Delta f$  bo'lgan signalni buzilishlarsiz o'tkazuvchi ideal polosa filtring impulslar xarakteristikasi.

(26.15) ifoda (26.11) ifodaga miqdor (vazn) koeffitsienti

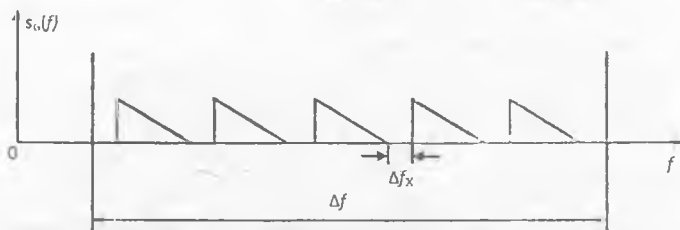
$$\eta_k(t, \tau) = q_k(t - \tau). \quad (26.16)$$

(26.12) ifodadagi chastota bo'yicha yoyish amali guruh signali  $s_k(t)$  ni  $i$  filtr P-simon uzatish funksiyasiga ko'paytmasiga teng bo'ladi (26.3-rasm).



26.3-rasm. Signallarni chastota bo'yicha ajratishda birlamchi signalni qayta tiklashga oid spektr diagrammasi

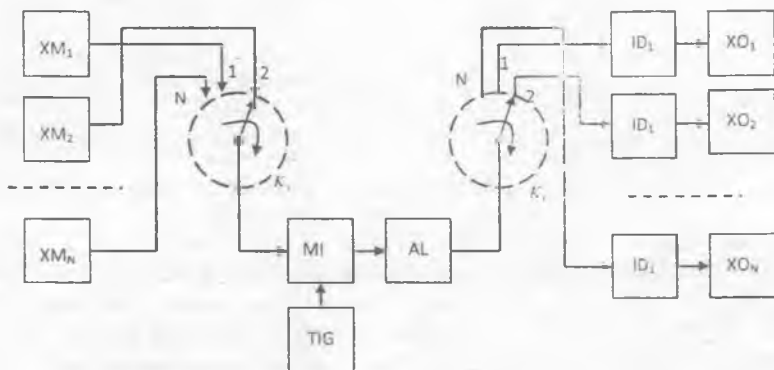
Shunday qilib, signallarni chastota bo'yicha ideal sifat bilan ajratish uchun quyidagi shartlar bajarilishi lozim:  $k$  kanal signali spektri shu kanal uchun ajratilgan polosasi  $\Delta f_k$  da to'liq joylashgan bo'lishi va ajratuvchi polosasi filtrlar  $F_k$  xarakteristikalarini ideal bo'lishi kerak. Ammo bu ikki shart amalda bajarilmaydi, natijada kanallar orasidagi o'zaro xalaqit yuzaga keladi. Shuning uchun kanallar orasida  $\Delta f_x$  – himoya polosasi qoldiriladi. Qo'shni kanallar orasida 900Hz himoya polosasi qoldirilishi natijasida, chastota bo'yicha signallarni ajratish ko'p kanalli aloqa tizimida uzatish traktidan 80% samara bilan foydalaniladi (26.4-rasm).



26.4-rasm. Chastota bo'yicha zichlashtirilgan ko'p kanalli signal spektr diagrammasi

### 26.3. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish

Kanal signallarini vaqt bo'yicha ajratish (SVA) ko'p kanalli aloqa tizimida (KKAT) guruh trakti kommutator  $K_r$  yordamida har bir kanalga navbatma-navbat ulanadi (26.5-rasm).



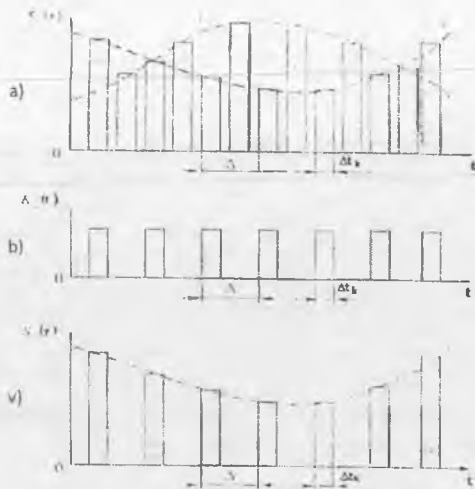
26.5-rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish ko'p kanalli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

Bunda avval 1-kanal signali, so'ngra 2-kanal va hakazo ohirgi N-kanal signali uzatiladi va jarayon shu tartibda davriy  $f_D$  chastota bilan takrorlanadi. Signal qabullash tomonida huddi shunday  $K_k$  kommutator har bir kanal signal qabullash qurilmalarini navbatma-navbat guruh kanaliga ulaydi.  $i$ -kanal qabullash qurilmasi faqat  $i$ -signal uzatilgan vaqtda ulanadi, qolgan hamma qabullash qurilmalari uziladi. So'ngra  $i+1$  qabullash qurilmasi faqat  $i+1$  signalni uzatish davrida ulanadi va bu  $f_D$  chastota bilan davriy takrorlanadi. Tizimning barqaror

ishlashi uchun signal uzatish va qabullash tomonidagi  $K_1$  va  $K_2$  kommutatorlar sinxron va mos fazada ishlashlari kerak.

Kanal signali sifatida bir-biridan vaqt bo'yicha ajratilgan modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligidan foydalaniladi, masalan, amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi (26.6-rasm).

Xususiy signallar  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ , ...  $s_k(t)$  ketma-ketligi guruh signalini  $s(t)$  tashkil etadi. 26.6-rasmda faqat ikkita kanal signallari  $s_1(t)$  va  $s_2(t)$  misol tariqasida keltirilgan.



26.6-rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratishga oid vaqt diagrammalari

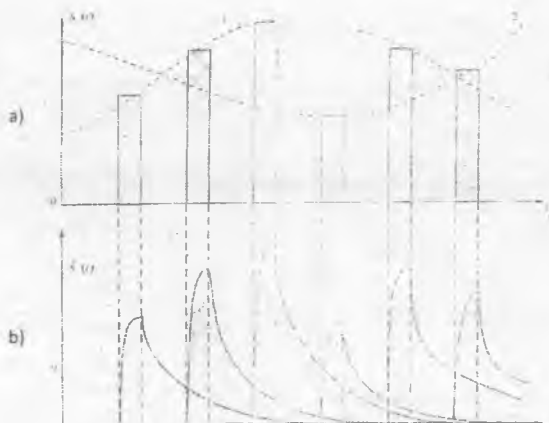
Guruh signali qabullash qurilmasi kommutatori  $K_1$  ga beriladi, uni tegishli kanal signallarini uzatish ko'effisienti birga teng bo'lgan vaqt filtri deb atash mumkin (26.6,b-rasm), ya'ni

$$K_1(t) = \begin{cases} 1, & t \in \Delta t \\ 0, & t \notin \Delta t \end{cases} \quad (26.17)$$

Vaqt bo'yicha filtrlash natijasida  $i$ -chi qabullash qurilmasi chiqishida faqat  $i$ -chi kanal impulsi paydo bo'ladi (26.6,v-rasm). Qabullangan  $i$ -chi kanal impulslari ketma-ketligi demodulyatsiyadan so'ng  $b_i(t)$  xabar  $i$ -chi xabar oluvchiga yetkaziladi.

Signallarni vaqt bo'yicha ajratishda xalaqitlar paydo bo'lishining ikkita sababi bor. Birinchidan har qanday amalda foydalanilgan aloqa kanali cheklangan

chastotalar polosasini o'tkazadi, undan tashqari uning AChX va FChX ideal emas. Natijada chiziqli buzilishlar hosil bo'ladi. Haqiqatdan ham uzatishda modulyatsiyalangan signal spektrining davomiyligi cheklansa, u holda qabullash tomonida davomiyligi cheklangan impuls o'rniga, davomiyligi chekiz katta bo'lgan impulsni olamiz (26.7-rasm). Boshqacha qilib aytganda kanallar orasida o'zaro xalaqitlar paydo bo'ladi. Bunday xatoliklar sinxronizatsiya aniqligi yomonlashganda ham hosil bo'ladi.



26.7-rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratishdagi buzilishlarga oid vaqt diagrammalari

O'zaro xalaqitlarni kamaytirish uchun kanal signallari orasida himoya oralig'i kiritiladi. Bu uzatilayotgan impulslar davomiyligini kichraytirishga (qisqartirish) olib keladi, natijada signal spektri kengayadi. Ko'p kanalli aloqa tizimlarida telefon signali spektri eng yuqori chastotasi 3400 Hz bo'lib, Kotelnikov teoremasiga asosan diskretizatsiyalash chastotasi  $f_s = \frac{1}{\Delta t} = 2F_m = 6800$  Hz. Ammo real aloqa tizimlarida impulslar takrorlanish chastotasi  $f_s = 8000$  Hz qilib olinadi. Bunday impulsni bir kanalli holda uzatish uchun eng kamida 4 kHz chastotalar polosasini kerak bo'ladi. Vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimlarida vaqt oralig'i  $\Delta t$  bir xil bo'lib, Kotelnikov teoremasi asosida (sinxronizatsiya bunda e'tiborga olinmaydi) aniqlanadi:

$$\Delta f_s = \frac{\Delta t}{N} = \frac{1}{2NF_m} = \frac{1}{2NF_s} \quad (26.18)$$

bunda,  $F_y = NF_{y_0}$ , bo'lib  $N$  kanalli chastota bo'yicha ajratish KKAT polosasiga teng.

Nazariy jihatdan ChAK va VAK tizimlarida chastotalar polosasidan foydalanish samaradorligi bir xil bo'lgani bilan, amalda VAK tizimi ChAK ga qaraganda nisbatan kamroq samaradorlikka ega. Ammo VAK afzalligi bu usulda xabar uzatishda umumiy kanaldan navbat bilan foydalanish jarayonida nohiziqli buzilishlar natijasida o'tish xalaqitlari nosil bo'lmaydi. Bundan tashqari vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT apparaturasi chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATga nisbatan oson amalga oshiriladi. Chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda har bir kanal uzatishda o'z modulyatoriga va qabullash tomonida chastota bo'yicha ajratuvchi filtr bo'lishini talab qiladi. Vaqt bo'yicha ajratish KKATda modulyatsiyalangan signal dinamik diapazoni nisbatan kichik. VAK KKATdan uzluksiz xabarlarini analog modulyatsiyalangan impulslar yordamida (AIM, FIM, ShJM) uzatishda va IKM yordamida xabarlarini uzatishda keng foydalaniladi.

Shuni alohida ta'kidlash lozimki, KKATda xabarlarini talab etiladigan xalaqitbardoshlik bilan uzatish uchun talab etiladigan signal umumiy quvvati  $P_u$ , bir kanalli aloqa tizimidagiga nisbatan  $N$  marta katta bo'ladi, chunki KKATdagi umumiy xalaqit quvvati  $P_u = NP_1 = NN_0F_k$ , bunda  $N_0$  – xalaqit energiyasi spektral zichligi.  $F_k$  – bir kanal polosasining kengligi. Haqiqatda esa yuqoridagi shart bajarilganda ham KKAT xalaqitbardoshligi bir kanalli aloqa tizimi xalaqitbardoshligidan kam bo'ladi, chunki chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda signal umumiy quvvati  $P_u$  ni oshirish natijasida o'tish xalaqitlarini kamaytirib bo'lmaydi, chunki o'tish xalaqitlarining quvvati ham oshadi, ba'zi hollarda nohiziqli buzilishlar natijasida hosil bo'ladigan xalaqitlar sathi signal quvvati oshishiga nisbatan tezroq ro'y beradi.

#### 26.4. Signallarni shakl bo'yicha ajratish

Signallarni chastota va vaqt bo'yicha ajratish usullaridan tashqari ularni shakllari bo'yicha ajratish ham keyingi vaqtlar keng qo'llanilmoqda. Bunday signallarning barchasi bir vaqtda, spektrlari bir-birining ustiga joylashgan holda uzatilishiga qaramasdan, agar o'zaro chiziqli bog'lanishda bo'lmasa va o'zaro ortogonal bo'lsa, ularni bir-biridan ajratish mumkin.

Signal tashuvchilar sifatida ketma-ketligi darajali qator bo'lgan impulslar quyidagi shaklda ifodalanadi:

$$\{\Psi_1(t) = 1, \Psi_2(t) = t, \Psi_3(t) = t^2, \dots\}, \quad (0 \leq t \leq T). \quad (26.19)$$

Uzatilayotgan xabarlar  $C_1, C_2, \dots, C_N$  koeffitsientlar orqali aniqlanadigan guruh signali  $s_c(t)$  ni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s_0(t) = [C_1 + C_2 t + \dots + C_n t^{n-1}], \quad 0 \leq t \leq T. \quad (26.20)$$

(26.19) qator tashkil etuvchilari o'zaro bog'liq emas, shuning uchun ulardan hech biri boshqalarining chiziqli kombinatsiyasi shaklida hosil qilib bo'lmaydi. Buni (26.20) ko'p hadli sharti uning koeffitsientlarining hammasi bir vaqtda noga teng bo'lganda bajariladi.

Tashuvchilarning o'zaro bog'liq emasligi (26.19) shartidan signallarni bir-biridan ajratish asosi sifatida foydalanamiz. Misol uchun  $0 \leq t \leq T$  vaqt oralig'ida ikki kanalli signal uzatishda

$$s_G(t) = s_1(t) + s_2(t) = C_1 + C_2 t = C_{11} \Psi_1(t) + C_{21} \Psi_1(t). \quad (26.21)$$

Agar miqdor (vazn) koeffitsientlari (26.11) ni quyidagicha tanlasak:

$$\left. \begin{aligned} \eta_1(t) &= a_{11} \Psi_1(t) + a_{12} \Psi_2(t) = \frac{4}{T} - 6 \frac{t}{T} \\ \eta_2(t) &= a_{21} \Psi_1(t) + a_{22} \Psi_2(t) = -\frac{6}{T} + 12 \frac{t}{T} \end{aligned} \right\} \quad (26.22)$$

u holda  $s_G(t)$  ni  $\eta_1$  va  $\eta_2$  koordinata o'qlariga proeksiyalarini tushurib,  $T=1$  vaqt uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_1(s_G) = \int_0^T s(t) \eta_1(t) dt = 4c_1(\Psi_1, \Psi_1) - 6c_1(\Psi_1, \Psi_2) + 4c_1(\Psi_2, \Psi_1) - 6c_1(\Psi_2, \Psi_2) = c_1, \quad (26.23)$$

$$P_2(s_G) = \int_0^T s(t) \eta_2(t) dt = 12c_1(\Psi_1, \Psi_1) - 6c_1(\Psi_1, \Psi_1) + 12c_2(\Psi_2, \Psi_2) - 6c_1(\Psi_2, \Psi_1) = c_2.$$

bunda,  $(\Psi_1, \Psi_1) = 1$ ,  $(\Psi_2, \Psi_2) = \frac{1}{3}$ ,  $(\Psi_1, \Psi_2) = (\Psi_2, \Psi_1) = \frac{1}{2}$ .

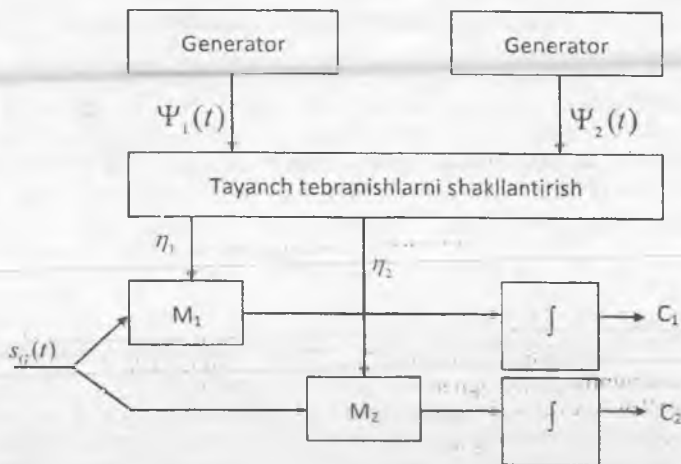
(26.23) ifodadagi amal 26.8-rasmda keltirilgan ajratish qurilmasi orqali amalga oshiriladi.

Bu qurilma yordamida ortogonal signallarni ajratish qurilmasidan farqliroq  $\eta_1$  va  $\eta_2$  miqdor (vazn) koeffitsientlarini aniqlash qurilmasi bo'lib, u  $\Psi_1(t)$  va  $\Psi_2(t)$  lardan (26.23) ifodadagi chiziqli kombinatsiyasini yaratadi. Umumiy holda berilgan o'zaro bog'liq bo'lmagan  $\{\Psi_i(t)\}$  tizimdan yordamchi ortogonal vektorlar orqali quyidagicha ifodalanadi:

$$l_i(t) = \Psi_i(t) - \sum_{k=1}^{i-1} (\Psi_i, \eta_k) \eta_k(t), \quad (26.24)$$



bunda,  $\eta_i(t) = \frac{l_i(t)}{\|l_i\|}$ ,  $i = 1, 2, \dots$



26.8-rasm. Signallarni shakl bo'yicha chiziqli ajratishga oid strukturaviy sxema

Grim-Shmid ortogonallashtirish iterativ usulidan foydalanib  $\eta_i(t)$  ortonormal tizimni olish mumkin. Birlamchi  $\{\Psi_i(t)\}$  vektorlarni o'rinlarini almashtirish turli ortonormal tizimlar  $\{\eta_i(t)\}$  ni hosil qilishga olib keladi. Ushbu amalning iterativligi uchun, undan ortonormal bazaviy funksiyalarni yaratishda va xuddi shuningdek koordinatalari soni cheksiz ko'p bo'lgan  $L_2T$  tashkil etuvchilari cheklangan ortonormal bazaviy funksiyani hosil qilish mumkin.

Shakl bo'yicha ajratishga asoslangan KKATlarida tashuvchilar sifatida (26.19) ortogonal darajali qator tashkil etuvchilaridan foydalanish mumkin. Ushbu usul bilan olingan tashuvchilar spektri va davomiyligi cheklanganligi uchun ularni analog sxematexnika asosida shakllantirish mumkin. Bunga teskari Uolsh, Rademaxer – ortogonal diskret ketma-ketligi asosida shakllantirilgan tashuvchilarni raqamli sxematexnika asosida amalag oshirish mumkin.

Uolsh funksiyalariga nisbatan mantiq operatsiyalarini qo'llash mumkinligi uni zamonaviy signallarni shakli bo'yicha ajratish raqamli KKATlarini yaratishda keng qo'llanmoqda. Bundan tashqari bu KKATda signallarni shakllantirish va ularga ishlov berishda mikroprotessorlardan foydalanish mumkin. Zamonaviy signallarni shakli bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda, signallar spektri bir umumiy chastotalar diapazonida bir vaqtning o'zida joylashgan bo'ladi, signallarni qabullashda moslashgan filtrlar yoki unga teng kuchli bo'lgan faol korrelyatsion

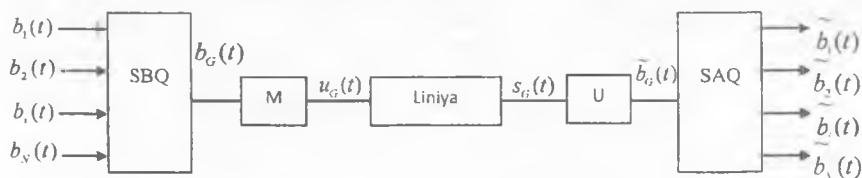
sxemalardan foydalaniladi, shu usul bilan xalaqit ta'siridagi signal optimal qabullanadi.

### 26.5. Signallarni kombinasion ajratish usuli

Ko'p kanalli aloqa tizimlarida chastota bo'yicha ajratish (ChBA) vaqt bo'yicha ajratish (VBA) va shakl bo'yicha ajratish (ShBA) usullaridan tashqari guruh signallarini kombinasion usulda shakllantirishdan ham foydalaniladi.

Masalan, umumiy guruh signali uzatish trakti orqali  $N$  ta diskret xabarlarini uzatish talab etilsin. Agar  $i$ -chi xabar elementi o'zining  $m_i$  ta ( $i=1,2,\dots,N$ ) qiymatidan biriga teng bo'lsa, u holda  $N$  kanalli xabar manbai birlashtirgan elementlar soni  $M = \prod_{i=1}^N m_i$  bo'ladi. Agar hamma xabar manbalari uchun ular qabul qiladigan qiymatlar bir-biriga teng bo'lsa, ya'ni  $m_i = m$  bo'lsa, u holda  $N$  kanalli tizimda elementar signallar umumiy soni  $M = m^N$  bo'ladi. Shunday qilib, kombinasion zichlashda har bir ondagi guruh signali  $M = m^N$  ta asosi  $m$  bo'lgan kodlar kombinatsiyasi yordamida uzatish mumkin. faraz qilaylik asosi  $m = 2$  ikkilik koddan foydalanib  $N = 2$  ta xabar manbaidan olinayotgan diskret xabarni uzatish talab etilsin. Bu holda guruh xabar  $b_i$  to'rtta qiymatdan birini oladi, ular "1" va "0" larning turli kombinatsiyalaridan iborat bo'ladi. Agar kanallar soni  $N = 3$  bo'lsa, u holda 8 ta kombinatsiya kerak bo'ladi. Endi ushbu kombinatsiya tartib raqamini bildiruvchi  $b_i$  ni uzatish kerak bo'ladi. Uni diskret modulyatsiyaning biror turidan foydalanib uzatiladi. Signallarni kombinatsiyalariga qarab ajratish kombinasion ajratish deb ataladi. Kombinasion zichlash va jaratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimi strukturaviy sxemasi 26.14-rasmda keltirilgan.

Bunda,  $N$  ta kanal birlamchi xabarlarini  $b_1(t)$ ,  $b_2(t)$ , ...  $b_N(t)$  koder kirishiga beriladi. Koder kanal signallarini birlashtirish amalini bajaradi. Olingan guruh xabari  $b_G(t)$  guruhlangan signal modulyatori GM yordamida guruh signali  $u_G(t)$  ga aylantiriladi. Signal  $s_G(t)$  qabullash qurilmasida demodulyatsiya va dekodlash jarayonidan so'ng  $N$  chi birinchi xabar shakllantiriladi.



14.14-rasm. Kombinasion zichlash va ajratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

Amalda yuqorida keltirilgan usulda ikki karrali ChMp va FMp, ya'ni IChMp va IFMp lardan keng foydalaniladi. IChMp signal oddiy ChMp chastota bo'yicha ajratishdagi singari talab etiladigan xalaqitbardoshlikni ta'minlash uchun bir hil kenglikdagi chastotalar polosasi talab etiladi, ammo IChMp da ikki marta kam signal quvvati kerak bo'ladi. Shuning uchun signal energiyasiga bo'lgan talabni kamaytirish uchun IChMp kombinasion zichlash va ajratish usulidan foydalaniladi.

Signallarni kombinasion zichlash va ajratish aloqa tizimiga misollar. Kombinasion zichlash va ajratish aloqa tizimiga misol tariqasida ikki karrali ChMp (IChMp) aloqa tizimining ishlash prinsipini ko'rib chiqamiz. Bunda ikki xabar manбайдan xabarlarni uzatish uchun "0" va "1" lardan tashkil topgan to'rtta kod kombinatsiyasi kerak bo'ladi. bu kodlar kombinatsiyasining har biri  $f_1, f_2, f_3$  va  $f_4$  chastotalarni aloqa liniyasi orqali uzatish bilan amalga oshiriladi. Agar ikkilik FMp yoki NFMP dan foydalanilsa to'rt kod kombinatsiyasiga yuqori chastotali guruh signali tashuvchisining to'rt turli boshlang'ich fazalari  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$  va  $\varphi_4$  mos keladi (26.2-jadval).

26.2-jadval.

1 kanal	0	1	0	1
2 kanal	0	0	1	1
Kombinatsiyalar nomeri	1	2	3	4
IChM	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
IFM	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$

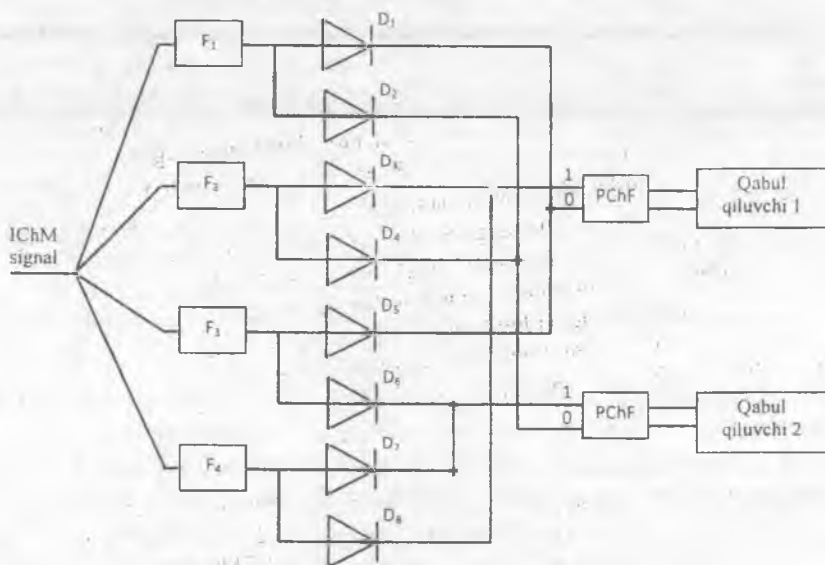
Yuqoridagilarni tushuntirish uchun IChMp signalni qabullash qurilmasida ajratishni ko'rib chiqamiz (26.15-rasm). Bunda qabul qilinayotgan signal  $f_1, f_2, f_3$  va  $f_4$  chastotalarga mos  $F_1, F_2, F_3$  va  $F_4$  filtrlar orqali o'tadi va  $D_1 \div D_8$  diodlar yordamida detektorlanadi. Agar aloqa kanali orqali  $f_1$  chastota uzatilsa, bu signal  $F_1$  orqali o'tadi va  $D_1, D_2$  diodlarga beriladi. Bunda birinchi kanal kirishiga "0", ikkinchi kanal kirishiga "1" elementar signal beriladi. Kirish signali chastotasi  $f_1$  ga teng bo'lsa, u  $F_2$  filtdan o'tadi va birinchi kanal kirishiga "1" va ikkinchi kanal kirishiga "0" elementar signal beriladi. Signal qabullash qurilmasi kirishida  $f_3$  va  $f_4$  chastotalar paydo bo'lsa, yuqoridagiga o'xshash usul bilan 1 va 2 kanal kirishidagi elementar signallarni aniqlanadi. IChMp tizimida signallarni optimal qabullash uchun  $F_1, F_2, F_3$  va  $F_4$  filtrlar o'rniga moslashgan filtrlardan foydalaniladi.

Amalda ikki karrali FMp (IFMp) o'rniga ikki karrali nisbiy FMp (INFMp) dan keng foydalaniladi. Yuqoridagi usulni mantiqan kengaytirib ko'p sonli kanallarni kombinasion zichlash va ajratishni amalga oshirish mumkin, bunda ko'p chastotali ChMp (KChMp) va ko'p fazali NFMP (KNFMp) signallardan foydalaniladi.

KChMp aloqa tizimida kanallar soni ko'payishi bilan undagi signallar ortogonal bo'lishini ta'minlash uchun kerak bo'ladigan chastotalar polosasi

kanallar soni ko'payishiga qarab eksponensial bog'lanishda oshadi. Xaolik ehtimolligi ham  $N$  ko'payishi bilan oshadi, ammo u asta oshadi. Shuning uchun bunday tizimlardan chastotalar resursi katta, ammo energetik ko'rsatkichlari cheklangan bo'lganda foydalaniladi.

KIFMp ko'p kanalli aloqa tizimlarida kanallar soni  $N$  ko'payishi bilan talab etiladigan chastotalar polosasi sezilarli darajada kengaymaydi, ammo xaolik ehtimolligi juda tez oshadi, shuning uchun xaolik ehtimolligi kanallar soni  $N$  ko'payganda ham saqlab qolish uchun signal quvvatini oshirishni talab qiladi. Bunday ko'p kanalli aloqa tizimidan chastotalar polosasi keskin cheklangan ammo signal quvvati cheklanmagan hollarda foydalaniladi.



26.15-rasm. Ikki karrali ChMp signalni qabullash sxemasi

Ko'rib chiqilgan KChMp va KNFMP aloqa tizimlari ko'p holatli signallardan foydalanib xabar uzatishning xususiy shakli hisoblanadi. KChMp tizimida ko'p chastotalardan, KFMP tizimi ko'p fazali signallardan foydalaniladi. Bundan tashqari bir vaqtni o'zida tashuvchining bir necha parametrini modulyatsiyalash mumkin, masalan, chastota va amplitudani, amplituda va fazani.

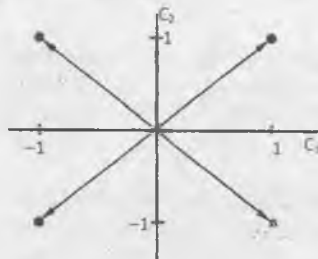
Keyingi vaqtlarda amplitudasi va fazasi modulyatsiyalangan (AFM) signallardan foydalanishga qiziqish oshmoqda. Bunday usulni kvadraturali modulyatsiya yordamida amalga oshirish mumkin. AFM aloqa tizimlarida har bir elementar signal uzatilish davrida uning amplitudasi va fazasi qabul qilingan diskret qiymatlaridan biriga teng bo'ladiyu bunday signalning har bir amplituda va faza diskret qiymati asosi  $M = 2^s$  bo'lgan guruh signali kodi ko'p pozitsiyali signal

ma'lum bir shakliga mos keladi. AF signali bir-biridan fazasi  $\pi/2$  ga farq qiluvchi, kvadratura bo'lgan tashuvchini ko'p sathli amplituda va ko'p qiymatli faza modulyatsiyasini amalga oshirish orqali olinadi.

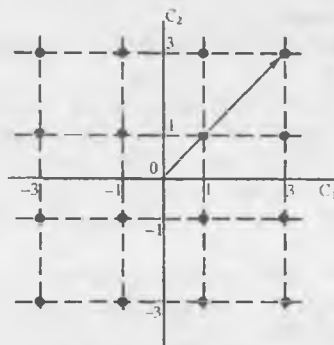
Agar tashuvchi sinfaz va kvadratik tashkil etuvchilarini  $c_{12} = \pm 1$  bilan modulyatsiyalasak undan olingan KAFM-4 signal IFMp signalga mos keladi. Agar tashuvchi sinfaz va kvadratik tashkil etuvchilarini to'rt sathli signal  $c_{12} = \pm 1, \pm 3$  bilan modulyatsiyalasak, bu holda 16 holatli KAFM signalni olamiz. 14.16-KAFM signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s_{KAFM-16}(t) = \{A_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i)\}, \quad i = 1, 2, \dots, 16.$$

26.17-rasmda 16-KAFM signalning amplituda-faza koordinatalar tizimida joylashish keltirilgan. Bunda yirik nuqtalar yordamida  $A_i$  vektorning  $c_1$  va  $c_2$  qiymatlari uchun joylashishi ko'rsatilgan. Umuman olganda har bir M kanalli tizim uchun turli signallar to'plamini tanlash mumkin.



26.16-rasm. KAFM-4 yoki ikkilik FMP signal nuqtalarining joylashishi



26.17-rasm. 16-KAFM signal nuqtalarining joylashishi

26.16 va 26.17-raslarda ko'rsatilgan kvadraturali to'rt burchakda joylashgan signallardan tashqari uchburchak uchlari va doiralarning turli

nuqtalarida signal vektori oxiri joylashgan va boshqalari o'rganilib, texnik foydalanishga tavsiya etilmoqda.

Keyingi yillarda signal-kod konstruksiyasi (SKK) nazariyasi rivojlanmoqda. SKK aloqa kanallari orqali xabarlar uzatish tezligini oshiradi, signal energiyasi va kanalga ajratilgan chastotalar polosasi cheklangan holatlarda xalaqitbardoshlikni ham yuqori bo'lishini ta'minlaydi.

#### Nuzorat savollari

1. Ko'p kanalli aloqa tizimi strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash tartibini tushuntiring.
2. Ko'p kanalli aloqa tizimining bir kanalli aloqa tizimiga qaraganda afzalliklarini aytib bering.
3. KKATda guruh signalini shakllantirish uchun kanal signallarini tanlashga bo'lgan talablarni tushuntirib bering.
4. Signallarning chiziqli bog'liq emasligi shartini yozing va uning fizik maxmunini tushuntiring.
5. Chiziqli bog'liq bo'lmagan va ortogonal signallar orasidagi farq nimada?
6. Chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT strukturaviy sxemasini chizing va undagi signallar spektr diagrammalarini chizib ko'rsating.
7. Kanal xabari spektri 300-3400 Hz orasida joylashgan bo'lsa, kanallar orasidagi himoya chastotalari kengligi 900 Hz bo'lsa, 24 kanalli aloqa tizimi spektri kengligini hisoblang.
8. Vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT strukturaviy sxemasini chizing va undagi funksional qismlari vazifasini aytib bering.
9. Chastota bo'yicha ajratish va vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKATlarini taqqoslang.
10. Signallarni shakli bo'yicha ajratish KKAT strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.
11. Signallarni shakl bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda signallar qanday tanlanai?
12. Ko'p kanalli vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan aloqa tizimida o'tish xalaqitlari nima sababdan paydo bo'ladi va uni qanday qilib kamaytirish mumkin?
13. Kombinasion zichlash va ajratishga asoslangan aloqa tizimi ishlash prinsipini tushuntiring.
14. Kvadraturali AM signal deb qanday signallarga aytiladi va ular qanday shakllantiriladi?
15. KAM-8, KAM-16 signal vektor diagrammalarini chizing.
16. Ko'p holatli ChM va Fm signallarni taqqoslang. Ularning qanday afzalliklari va kamchiliklari bor?

## 27. SIGNALLARNI OPTIMAL FILTRLASH

### 27.1. Signalni moslashgan filtrlar orqali qabullash

Ko'p hollarda signalni qabul qilishda signallarni shakli avvaldan ma'lum, ammo kuzatilayotgan onda signallarning qaysi biri qabullash qurilmasiga ta'sir etayotganligi noma'lum. Shakli avvaldan ma'lum signallarga: raqamli signallar; shu jumladan IKM signallari; radiolokatsiya signallari; kodlangan signallar va x.k. lar misol bo'ladi. Signallarni moslashgan filtrlar orqali qabullashdagi asosiy ko'rsatkich filtr chiqishidagi  $S/X$  nisbatining kirishidagiga nisbatan kattalashishidir. Kirishdagi  $S/X$  nisbati berilganda o'zining chiqishida hamma boshqa filtrlarga qaraganda eng yuqori  $S/X$  nisbatini ta'minlovchi filtr optimal (mutanosib) moslashgan filt deb ataladi.

Filtr kirishiga signal  $s(t)$  va xalaqit  $w(t)$  yig'indisi  $x(t)=s(t)+w(t)$  ta'sir etadi. Foydali signal shakli vaavaldan ma'lum, tasodifiy emas deb hisoblaymiz va uning spektri zichligini quyidagicha ifodalaymiz:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt = S(\omega)e^{j\omega t}, \quad (27.1)$$

bunda,  $S(\omega)$  va  $\varphi(\omega)$  – signal amplituda va faza spektri.

Xalaqitni "oq shovqin" tasodifiy stasionar jarayon deb hisoblaymiz, uning energetik spektri  $G(\omega) = N_n/2$  deb hisoblaymiz.

Chiziqli filtning kompleks uzatish koeffisienti  $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\psi(\omega)}$  orqali aniqlanadi, bunda  $K(\omega)$  va  $\Psi(\omega)$  filtning amplituda chastota va faza chastota tavsifi. Filtr chiqishidagi  $y(t)$  ham foydali  $y_s(t)$  va xalaqit  $y_w(t)$  dan tashkil topgan bo'ladi, ya'ni:

$$y(t) = y_s(t) + y_w(t). \quad (27.2)$$

Filtr chiqishidagi foydali signalni quyidagicha ifodalaymiz:

$$y_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(\omega)e^{j[\omega(t) + \Psi(\omega) + \omega t]} d\omega \quad (27.3)$$

Ma'lum bir  $t_0$  vaqtda  $y_s(t)$  o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni:

$$P_{\max} = |y_s(t_0)|^2 = \frac{1}{4\pi^2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2. \quad (27.4)$$

Xalaqit quvvati esa quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_s = \frac{N_s}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega. \quad (27.5)$$

Filtr chiqishida  $t_0$  ondagi signal quvvatining xalaqitga nisbatini aniqlaymiz:

$$q_{ch} = \frac{P_{ch}}{P_s} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\pi N_s \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (27.6)$$

Endi, o'zining chiqishida S/X nisbatining eng maksimal qiymatini ta'minlovchi filtrning kompleks uzatish koeffitsientini aniqlaymiz. Buning uchun (27.6) ifodaga Buyakovskiy-Shvars tengsizligini qo'llab, uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$q_{ch} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega}{\pi N_s \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi N_s} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega. \quad (27.7)$$

Shunday qilib, filtrlarning har qanday xarakteristikasi  $K(j\omega)$  da uning chiqishidagi S/X maksimal qiymatidan katta bo'lmaydi, ya'ni:

$$q_{ch, \max} = \frac{1}{\pi N_s} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_s}, \quad (27.8)$$

bunda,  $E$  – foydali signal to'liq energiyasi.

Filtr chiqishidagi  $q_{ch}$  o'zining maksimal qiymatiga quyidagi shart bajarilganda erishadi:

$$K(j\omega) = CS(-j\omega)e^{j\omega t_0} = CS(\omega)e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}. \quad (27.9)$$

bunda,  $S(-j\omega) = S(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$  – signal spektri  $S(j\omega)$  bilan kompleks moslashgan funktsiya,  $c$ -qandaydir xoxishiy kattalik.

(27.9) ifodani ikkiga bo'lib, alohida-alohida holga keltirishimiz mumkin:

$$K(\omega) = CS(\omega), \quad \Psi(\omega) = -[\varphi(\omega) + \omega t_0] \quad (27.10)$$

(27.10) dan moslashgan filtr amplituda-chastota tavsifi signal amplituda spektri bilan, faza-chastota tavsifi signal faza-chastota tavsifi bilan va  $\omega t_0$  ning chiziqli funktsiyasi bilan doimiy kattalik "S" gacha aniqlikda bir-biriga teng bo'ladi.



Shunday qilib, optimal filtrning chastota tavsifi signalning spektri orqali aniqlanadi, u bilan moslashgan bo'lishi kerak. Shuning uchun bunday filtrlar moslashgan filtrlar deb ataladi.

Signalning filtr chiqishidagi fazasini aniqlaymiz:

$$\theta(t) = \omega t + \varphi(\omega) + \Psi(\omega) - \omega t + \varphi(\omega) \quad \varphi(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_0), \quad (27.11)$$

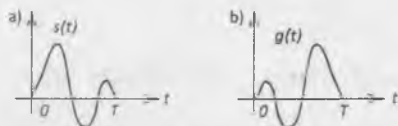
bunda,  $(t - t_0)$  vaqtda  $\theta = 0$  bo'ladi, ya'ni  $t_0$  vaqtda signalning hamma garmonik tashkil etuvchilari bir xil faza bilan arifmetik yig'indi va ushbu vaqtda eng maksimal qiymatga ega bo'ladi.

Xalaqit spektri tashkil etuvchilari filtr chiqishidagi tasodifiy fazalarga ega bo'lgani uchun algebraik qo'shiladi. Natijada filtr chiqishida  $S/X$  nisbati maksimallashadi.

Fure o'zgartirishi yordamida moslashgan filtrning impuls aks ta'sirini aniqlaymiz:

$$q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(-j\omega) e^{-j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_0-t)} d\omega = CS(t_0 - t). \quad (27.12)$$

Moslashgan filtrning impuls aks ta'siri, unga ta'sir etgan signalning "S" o'lchamdagi unga nisbatan oynadagi tasviriga mos keladi. 27.1-rasmda S 1 qilib olingan.



27.1-rasm. Moslashgan filtrning impuls aks ta'siri.

27.1-rasmdan ko'rinadiki, qarir qabul qilish qurilmasi kirishiga moslashgan filtr chiqishidagi signal  $t_0 = T$  vaqtda beriladi va ro'yxatdan o'tadi.

Moslashgan filtr kirish signalining chiqishida eng katta quvvat beradiganlarini spektr tashkil etuvchilarini maksimal o'tkazadi va spektrdagi xalaqit katta tashkil etuvchilari o'tkazilmaydi, filtr chiqishida signal shakli o'zgaradi, bu uning kamchiligi emas, chunki moslashgan filtrning vazifasi chiqishda  $S/X$  nisbatini ko'paytirishdan iborat.

Moslashgan filtr chiqishida  $t$  ondagi kuchlanish Dyuamen integrali asosida quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)s(t_0-z)dz = CB_{\omega}(\tau), \quad (27.13)$$

hunda  $\tau = t - t_0$ .

(27.13) ifodadan, moslashgan filtr chiqishidagi kuchlanish qabul qilish  $x(t)$  va uzatilgan signal  $s(t)$  o'zaro korrelyatsiya funksiyasiga proporsional. Bu nuqtai nazardan moslashgan filtrni korrelyator deb hisoblash mumkin.

Agar kirish signali  $x(t)$  tarkibida xalaqit  $w(t)$  bo'lmasa. uning chiqishidagi signal quyidagiga teng bo'ladi:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)s(t_0-z)dz = CB_{ss}(\tau). \quad (27.14)$$

Bu holda chiqishdagi signal doimiy ko'paytma "S" gacha aniqlikda kirish signali  $s(t)$  avtokorrelyatsion funksiyasiga mos keladi. Agar  $t-t_0=0$  deb olsak, u holda  $B_{ss}(0)$  signal energiyasi  $E$  ga teng bo'ladi, natijada filtr chiqishidagi signal maksimal qiymati:

$$s_{ch}(t_0) = CB_{ss}(0) = CE. \quad (27.15)$$

Filtr chiqishidagi signal davomiyligi korrelyatsiya oralig'i  $\Delta\tau$  orqali aniqlanadi. Qabul qilinayotgan signal turiga qarab  $\Delta\tau \leq T$  bo'lishi mumkin ( $T$  – signal davomiyligi).  $\Delta\tau < T$  bo'lganda signalni siqish imkoni paydo bo'ladi. Shovqinsimon signal uchun  $\Delta\tau \approx \frac{1}{2F}$  bo'lib, siqish koefitsienti signal bazasi

$$s_{ch}(t_0) = CB_{ss}(0) = CE \quad (27.16)$$

ga teng bo'ladi.

## 27.2. Moslashgan filtrning asosiy xossalari

1. Har bir signal shakli uchun u bilan moslashgan yagona filtr mavjud bo'lib, ushbu filtr chiqishida  $S/X$  eng maksimal qiymatiga erishiladi. Uning qiymati  $q = \frac{2E}{N_0}$  ga teng.

2. Moslashgan filtr ish xolati uning kirishiga signal berilish vaqtiga bog'liq emas (invariant). Filtr uchun signalning qaysi vaqtda uning kirishiga farq qilmaydi. Moslashgan filtrdan farqliroq korrelyator ish xolati signalning uning kirishiga qaysi vaqtda berilishiga bog'liq, uning uchun sinxronizatsiya aniq bajarilishi kerak.

3. Moslashgan filtr va korrelyator chiqishidagi kuchlanish bir-biriga diskret elementar signal tugash vaqti  $T$  da bir xil bo'ladi.

4. Moslashgan filtr kirish signali  $x(t)$  va o'zining yagona signali  $s(t)$  ga impuls aks ta'siri orasidagi o'zaro korrelyatsiyani hisoblaydi. Yagona bir holda  $x(t)$  tarkibida filtr moslashgan signal  $s(t)$  bo'lgan taqdirdagina o'z chiqishida eng katta kuchlanishni hosil qiladi.

5. Moslashgan filtr signal qabul qilishda bir vaqtning o'zida korrelyatordagi uchta vazifani bajaradi: tayanch signali generatori, ko'paytirgich va integrator vazifasini bajaradi.

Misol tariqasida to'g'ri to'rtburchak shaklidagi impulsli optimal qabul qiluvchi moslashgan filtni sintez qilamiz.

Berilgan signal

$$\begin{aligned} s(t) &= A, \text{ agar } 0 \leq t \leq T; \\ s(t) &= 0, \text{ agar } t < 0 \text{ bo'lsa.} \end{aligned} \quad (27.17)$$

(27.17) formula bilan ifodalangan impuls amplituda spektri  $S(j\omega) = \frac{A}{j\omega}(1 - e^{j\omega T})$ . Ushbu signal bilan moslashgan filtrning uzatish kompleks koeffitsienti,

$$K(j\omega) = C \frac{A}{j\omega}(1 - e^{j\omega T})e^{-j\omega T} = S(j\omega) = C \frac{A}{j\omega}(1 - e^{j\omega T}). \quad (27.18)$$

Ushbu moslashgan filtrning impuls o'tish tavsifi  $g(\tau)$  shakli signal  $s(t)$  shaklida bo'ladi, ya'ni:

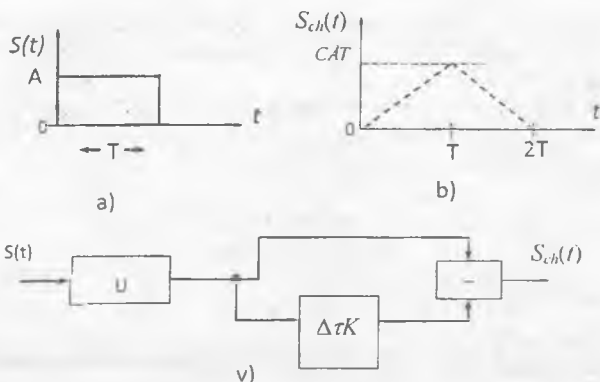
$$\begin{aligned} g(t) &= CA(T-t) = CA \text{ agar } 0 \leq t \leq T \text{ bo'lsa, va} \\ g(t) &= 0 \text{ agar } t < 0 \text{ va } t > T \text{ bo'lsa.} \end{aligned}$$

Ma'lumki, signalni chastotalar majmuasida  $\frac{1}{j\omega}$  ga ko'paytirish vaqt bo'yicha  $-\infty$  dan  $+\infty$  gacha integrallashga mos keladi va  $e^{j\omega T}$  ga ko'paytirish signali  $T$  vaqtga kechiktirish amalini bajarishni belgilaydi. Xaqiqatan ham uzatish koeffitsienti (27.18) ifoda bilan berilgan filtr: uzatish koeffitsienti  $\frac{1}{j\omega}$  bo'lgan integratordan. uzatish koeffitsienti  $e^{j\omega T}$  bo'lgan signalni kechiktirish qurilmasi va ayiruvchi qurilmadan bo'ladi (27.2-rasm). Filtr chiqishida signal katetlari bir-biriga teng uchburchak shaklida bo'lib, asosi kengligi  $2T$  ga va energiyasi  $SA^2T$  ga teng bo'ladi.

Ikkinchi misol sifatida yuqori chastotali radioimpuls uchun moslashgan filtni sintez qilishni ko'rib chiqamiz (27.3-rasm).

Radioimpulsni to'ldiruvchi yuqori chastotasini  $\omega_0$  ga va davomiyligini  $T$  ga, amplitudasini  $A_0$  ga teng deb olamiz, ya'ni

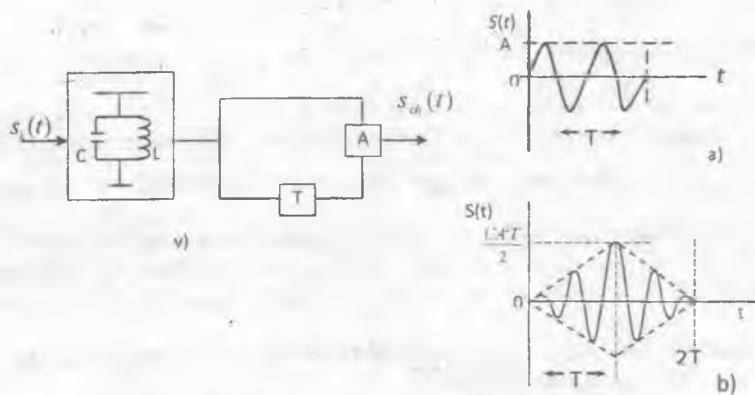
$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin \omega_0 t, \text{ agar } 0 \leq t \leq T; \\ s(t) &= 0, \text{ agar } t < 0, t > T. \end{aligned} \quad (27.19)$$



27.2-rasm. Videoimpuls moslashgan filtri strukturaviy sxemasi

Masalani osonlashtirish uchun radioimpuls davomiyligi  $T$  davrga  $\omega_0$  chastotali garmonik tebranish signalining  $(2n+1)\pi = \omega T$  toq yarim davri joylashgan deb qabul qilamiz, u holda bu oraliqda joylashgan filtr aks ta'siri quyidagiga teng bo'ladi:

$$g(t) = CF \sin \omega_0(T-t) = CA \sin[(2n+1)\pi - \omega_0 t] = CA \sin \omega_0 t. \quad (27.20)$$



27.3-rasm. Radioimpuls moslashgan filtri strukturaviy sxemasi

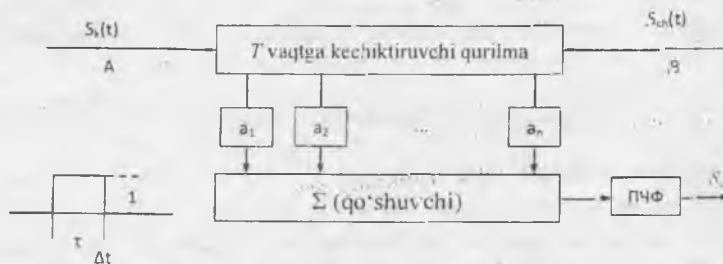
(27.20) ifodaga mos keluvchi impuls aks ta'siriga yo'qotishlari nolga teng bo'lgan LC tebranish konturi ega. Radioimpuls  $S(t)$  va unga mos keluvchi  $g(t)$  ni ikki bir-biriga nisbatan  $T$  vaqtga siljiilgan impulslar farqi shaklida aniqlash mumkin. Shuning uchun radioimpuls uchun moslashagan filtr elektrik sxemasi

oddiy videoimpuls elektr sxemasidan RC generator o'rniga IS kontur shaklidagi integrator bo'lishi bilan farq qiladi. IS konturning doimiylik vaqti  $\tau$  radioimpuls davomiyligi  $T$  dan katta bo'lishi shart, ya'ni  $\tau > T$ .

Agar radioimpuls davomiyligi  $T$  ga yuqori  $\omega_n$  chastotali tebranishlarning juft yarim davri joylashsa, u holda sxemadagi ayiruvchi qism (A), qo'shuvchi (Q) ga almashtiriladi (27.3-rasm).

Endi ixtiyoriy shakldagi davomiyligi  $T$  bo'lgan, signal  $s(t)$  uchun moslashgan filtrni ko'rib chiqamiz. Bu filtr bir necha signal kechiktirgich chiqishlariga ega qurilma yordamida amalga oshiriladi (27.4-rasm). Bunga asos qilib davomiyligi  $T$  ga teng videoimpulsni  $\frac{T}{\Delta t} = n$  ta, davomiyligi  $\Delta t$  ga teng impulslar yig'indisi deb hisoblash asos bo'ladi.  $\Delta t$  impulslar davomiyligi Kotelnikov teoremasi asosida olinadi, bunda  $\Delta t < \Delta\tau$  bo'lishiga, ya'ni alohida kichik impulslar orasidagi o'zaro korrelyatsiya bo'lmashligi kerak ( $\Delta t$  - korrelyatsiya oralig'i va  $\Delta t = \frac{1}{2F_v}$ ,  $F_v$  - videoimpuls spektri kengligi).

Moslashgan filtr quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi (27.4-rasm).



27.4-rasm. Videoimpuls uchun moslashgan filtr

Agar moslashgan filtr (MF) A kirishiga davomiyligi  $\Delta t$  ga va amplitudasi 1 ga teng impuls berilsa, uning kechiktirish qurilmasi (KQ) chiqishlarida kirish impulsi  $\Delta t$ ,  $2 \Delta t$ ,  $3 \Delta t$ , ...,  $n \Delta t$  vaqtga kechikib hosil bo'ladi. Bu kechikkan impulslar  $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  - o'lchovli (qiymat aniqlovchi) qurilmalarda n o'tgan natijalari yig'uvchi qurilma kirishiga, so'ngra PChFga uzatiladi.  $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  - qurilmalarni attenyuatorlar yoki signal kuchaytiruvchi qurilmalar deb qaralishi mumkin, bunda  $a_n$  - signalni susaytirish yoki kuchaytirish ko'effitsientini anglatadi.  $a_n$  agar signal qiymati manfiy bo'lsa - kuchaytirish ko'effitsienti va signal qiymati musbat bo'lsa, u holda susaytirgich vazifasini bajaradi. Bundan tashqari  $a_n$  qurilmalar kirish signali fazasini  $180^\circ$  ga buradi.

Bu turli MF chiziqli rejimda ishlovchi impuls reaksiyasi  $s(t)$  ga teng bo'lgan transversal filtr deb ataladi. Agar kirish signali MFning V-kirishiga bersak, uning chiqishida A-kirishiga berganda olingan signal  $s(t)$  ning ko'zgidagi aksini olamiz. Bundan ushbu filtr kirish signali  $s_k(t)$  uchun MF bo'lib hisoblanadi. Bu turli MFlarda kechiktirish qurilmalari sifatida bir necha ketma-ket ulangan LC filtrlardan foydalaniladi. Ularda so'nishlar juda kam bo'lib, yuqori ishonchlikka va kichik hajmgi ega bo'ladi.

Ba'zi hollarda to'liq moslashgan:  $K(\omega) = Cs(\omega)$  va  $\psi(\omega) = \varphi(\omega) + \omega_0 t$  filtrlar amplituda-chastota va faza-chastota tavsiflari moslashgan filtr o'rniga faqat amplituda-chastota tavsifi moslashgan filtrlardan, ya'ni moslashganga yaqin (o'xshash) filtrlardan foydalaniladi. Bunda turli impulslar uchun kvazioptimal moslashgan filtr polosasi kengligi, quyidagi ifoda yordamida osongina aniqlanadi, ya'ni

$$\Delta f_{opt} = \frac{1,37}{\tau_0}, \quad (27.21)$$

bunda  $\tau_0$  - radioimpuls davomiyligi.

Kvazioptimal moslashgan filtr chiqishida S/X nisbati optimal MF chiqishidagi s/h ga nisbatan 15÷20 % ga kamroq bo'ladi, ammo bunday filtrlarni amalga oshirish texnik jihatdan ancha oson bo'lib, tan narxi ham nisbatan arzon bo'ladi.

### 27.3. Uzlüksiz signallarni optimal filtrlash

Uzlüksiz signallarni optimal filtrlashda uning kirishidagi  $x(t) = s(t) + w(t)$  ga ishlov berish natijasida foydali signal  $s(t)$  dan eng kam farq qiluvchi  $y(t)$  signalni olishga erishi kerak bo'ladi. Bu masala A.N. Kolmogorov va N.Vinerlar tomonidan yechilgan bo'lib, u quyidagi dastlabki uchta shartni bajarishni talab qiladi:

- 1)  $s(t)$  signal va xalaqit  $w(t)$  larni stasionar tasodifiy jarayonlar bo'lishini;
- 2) filtrlash – chiziqli elektr zanjirlari orqali amalga oshiriladi;
- 3) filtrlashning optimalligi kirish signali  $s(t)$  va chiqish signali  $y(t)$  orasidagi farq o'rta kvadratik hatolik (farq)  $\bar{\varepsilon}^2$  eng kam (minimal) bo'lishini.

Foydali signal  $s(t)$  va xalaqit  $w(t)$  stasionar tasodifiy jarayon va ularning avtokorrelyatsiya funksiyalari  $B_s(\tau)$  va  $B_w(\tau)$  ma'lum deb, chiziqli rejimda ishlovchi filtrning impuls aks ta'siri  $g(\tau)$  ma'lum deb hisoblaymiz. U holda shunday funksiya  $\gamma(\tau)$  ni topish kerakki u filtrning reaksiyasi  $g(\tau)$  dan eng kam (minimal) farq qilishi kerak, ya'ni

$$\varepsilon^2 = [y(t) - s(t)]^2, \quad (27.22)$$

bunda,  $x(t) = 0$  bo'lganda  $g(\tau) = 0$  bo'ladi deb fabul qilish kerak.

Chiqish signali Dyumel integrali orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int g(t)x(t-\tau)dt. \quad (27.23)$$

Kirish signali  $x(t)$  va hatolik  $\varepsilon(t)$  bir-biriga bog'liq bo'lmagan o'zaro korrelyatsiya funksiyasi nolga teng bo'lganda  $g(\tau)$  optimal deb hisoblaymiz, ya'ni  $\varepsilon(t)x(t-\tau) = 0$ , ya'ni hatolik  $\varepsilon(t) = y(t) - s(t)$  kirishdagi foydali signalga bog'liq emas deb hisoblaymiz.

Chiziqli filtr chiqishidagi foydali signal va xalaqitni stasionar tasodifiy jarayon deb, ularning energetik spektrlari  $G_s(\omega)$  va  $G_w(\omega)$  ma'lum deb hisoblaymiz. U holda  $\varepsilon(t) = y(t) - S(t)$  ham stasionar tasodifiy jarayon bo'ladi, hatolik  $\varepsilon(t)$  minimal bo'lishi uchun, hatolik signali energetik spektri  $G_\varepsilon(\omega)$  minimal bo'lishligiga erishish kerak.

Hatolik o'rtacha kvadrati qiymati  $\bar{\varepsilon}_\varepsilon^2$  uning energetik spektri  $G_\varepsilon(\omega)$  orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$\bar{\varepsilon}_\varepsilon^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty G_\varepsilon(\omega) d\omega, \quad (27.24)$$

bunda,  $G_w(\omega)$  - xatolik funksiyasi  $\varepsilon(t) = y(t) - s(t-t_0)$  orqali aniqlanadi, signal kechikish vaqti.

Dastlab hatolik korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} B_s(\tau) &= [\overline{y(t) - s(t-t_0)}][\overline{y(t+\tau) - s(t-t_0+\tau)}] = \overline{y(t) \cdot y(t+\tau)} + \overline{y(t) \cdot s(t-t_0+\tau)} + \\ &+ \overline{s(t-t_0) \cdot y(t+\tau)} + \overline{s(t-t_0) \cdot s(t-t_0+\tau)} = B_y(\tau) + B_s(\tau) + B_{ys}(\tau) + B_{ys}(\tau). \end{aligned} \quad (27.25)$$

Signal korrelyatsiya funksiyasi va energetik spektri bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari juft o'zgartirishlari orqali bog'liqlarini e'tiborga olib (Viner-Xinchin formulalari) hatolik signali  $\varepsilon(t)$  energetik spektrini aniqlaymiz:

$$G_\varepsilon(\omega) = \int B_\varepsilon(\tau)e^{-i\omega\tau} = G_y(\omega) + G_s(\omega) + G_{s_y}(\omega) + G_{ys}(\omega). \quad (27.26)$$

Ma'lumki, chiziqli filtr chiqishidagi signal  $y(t)$  signal energetik spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$G_y(\omega) = G_x(\omega)K^2(\omega). \quad (27.27)$$

bunda,  $K(\omega)$  – chiziqli filtr uzatish koeffitsienti.

Foydali signal  $s(t)$  va xalaqit  $w(t)$  o'zaro bog'liq emasligi uchun

$$G_y(\omega) = K^2(\omega)[G_s(\omega) + G_w(\omega)] \quad (27.28)$$

Endi,  $S(t)$  va  $y(t)$  o'zaro spektrlari  $G_{S_y}(\omega)$  va  $G_{w_y}(\omega)$  ni aniqlaymiz:

$$G_{S_y}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{S_y}(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s(t-t_0)y(t+\tau)}e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (27.29)$$

Chiziqli filtr chiqishidagi signal  $y(t)$  Dyumel integrali orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t+\tau) = \int_0^{\infty} g(\tau_1)x(t+\tau-\tau_1)dt = \int_0^{\infty} g(\tau_1)[S(t+\tau-\tau_1) + w(t+\tau-\tau_1)]d\tau_1 \quad (27.30)$$

(27.30) ifodani (27.29) ga qo'yib  $\overline{s(t-t_0)w(t+\tau-\tau_1)} = 0$  ekanligini;  $g(\tau)$  va  $K(j\omega)$  Fure to'g'ri va teskari o'zgartirishlari orqali bir-biriga bog'liqligini e'tiborga olib quyidagiga erishamiz:

$$\begin{aligned} G_{S_y}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau_1) \overline{[s(t-t_0)s(t+\tau-\tau_1)]} + \overline{[s(t-t_0)w(t+\tau-\tau_1)]} e^{-j\omega\tau} d\tau_1 d\tau = \\ &= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} B_{S_y}(t+t_0-\tau_1) e^{-j\omega(t+t_0-\tau_1)} d\tau e^{-j\omega(t-t_0)} d\tau_1 = G_S(\omega) \int_0^{\infty} g(\tau_1) e^{-j\omega\tau_1} e^{j\omega t_0} d\tau_1 = \\ &= G_S(\omega) K(j\omega) e^{j\omega t_0}. \end{aligned} \quad (27.31)$$

bunda,  $K(j\omega) = K(\omega)e^{-j\omega t_0}$  ni e'tiborga olsak,

$$G_{S_y}(\omega) = G_S K(\omega) e^{-j\omega t_0 + j\omega\varphi(\omega)}. \quad (27.32)$$

Energetik spektr haqiqiy kattalik bo'lgani uchun (27.32) ifodadagi mavhum ko'rsatkich  $\omega t_0 - \varphi(\omega) = 0$  bo'lishi kerak, ya'ni

$$\omega t_0 = -\varphi(\omega). \quad (27.33)$$

(27.33) ifoda moslashgan (optimal) filtr laza-chastotasini kirish signali chastotasiga proporsional bo'lishini talab qiladi. Shunday qilib,



$$G_{y_1}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega). \quad (27.34)$$

Xuddi shunday  $G_{y_2}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega)$ , bu o'zaro spektrlar bir-biriga tengligidan  $G_{y_2}(\omega) = G_{y_1}(\omega)$  kelib chiqadi.

$G_c(\omega) = K^2(\omega)[G_s(\omega) + G_w(\omega)]$  ifodasini va (27.34) ni e'tiborga olib hatolik energetik spektri uchun quyidagi tenglikni olamiz:

$$G_c(\omega) = [G_s(\omega) + G_w(\omega)]K^2(\omega) + G_s(\omega) - 2G_s(\omega)K(\omega). \quad (27.35)$$

Endi  $K(\omega)$  ning shunday qiymatini topish kerakki natijada  $G_c(\omega)$  va  $\tilde{\epsilon}_c^2$  o'zining eng minimal qiymatiga erishsin. Buning uchun (27.35) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz

$$G_c(\omega) = \left[ K(\omega) \sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)} - \frac{G_s(\omega)}{\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)}} \right]^2 + \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}. \quad (27.36)$$

(27.36) ifodaning birinchi tashkil etuvchisi  $K(j\omega)$  ga bog'liq. ikkinchi tashkil etuvchisi berilgan (mavhum)  $G_s(\omega)$  va  $G_w(\omega)$  ga bog'liq. (27.36) ifoda o'zining eng kichik qiymatiga o'zining birinchi tashkil etuvchisi nolga teng bo'lganda erishadi. Buning uchun

$$K_{opt}(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}, \quad (27.37)$$

yoki (27.31) ifodani e'tiborga olsak,

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (27.38)$$

(27.38) ifodadan (optimal filtr kompleks uzatish koeffisienti)  $K_{opt}(j\omega)$  filtr kirishidagi signal va xalaqitlar energetik spektrlari orqali aniqlanadi va uning faza xarakteristikasi kirish signali chastotasiga proporsional bo'ladi.

Uzluksiz signallar uchun hatolik energetik spektri minimal qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$G_{min}(\omega) = \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (27.39)$$

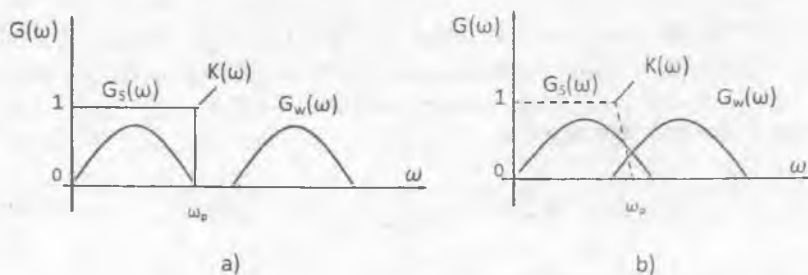
Optimal filtr chiqishidagi hatolik o'rtacha kvadrati qiymati (27.40) ifoda orqali hisoblanadi:

$$\bar{\varepsilon}_{\text{min}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega \quad (27.41)$$

Optimal (moslashgan) filtr chiqishidagi hatolik  $\bar{\varepsilon}_{\text{min}}^2$  faqat xalaqit  $w(t) = 0$  bo'lganda nolga teng bo'ladi, ya'ni  $G_s(\omega)G_w(\omega) = 0$  bo'lganda. foydali signal va xalaqit spektrlari bir-biri ustiga tushgan umumiy qismi bo'lmastligi kerak.

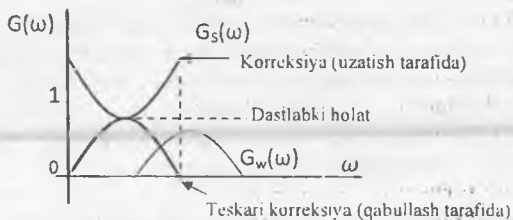
Optimal  $K_w(j\omega)$  xarakteristikali filtr  $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$  qancha kichrayib borsa,

$K(\omega)$  shuneha mos ravishda kamayib borishi kerak, ya'ni iloji boricha foydali signal tashkil etuvchilarini ajratib olishi kerak. Foydali signal va xalaqit energetik spektrlarining o'zaro joylashish holatlari 27.5-rasmda keltirilgan. Agar  $G_s(\omega) \ll G_w(\omega)$  bo'lsa,  $\bar{\varepsilon}_{\text{min}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_s(\omega) d\omega = P_s$  bo'ladi, hatolik juda katta bo'ladi, signalni asl holatda to'g'ri qayta aks ettirish (tiklash) mumkin bo'lmaydi.



27.5-rasm. Signal va xalaqit energetik spektrlarining joylashishi

Odatda aloqa kanali orqali uzatilishi kerak bo'lgan birlamchi nisbatan past chastotali signalning spektr tashkil etuvchilari amplitudalari ma'lum bir chastotadan boshlab kamayib boradi va bu uzatilayotgan yuqori chastotali modulyatsiyalangan signalidagi yuqori chastota spektr tashkil etuvchilari uchun  $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$  – signal-xalaqit nisbatining yomonlashishiga olib keladi, natijada signalni qayta tiklashdagi hatolik oshadi. Bu holatni oldini olish uchun uzatilayotgan birlamchi past chastotali signal maxsus korreksiyalovchi (chiziqli elektr zanjirlar) qurilmadan o'tkazib, sun'iy ravishda  $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$  nisbatini oshirish ta'minlanadi. Signal qabul qilgichdan so'ng u ohirgi aks ettiruvchi qurilma (radiokarnay, qabullush televizion trubkasi, va h.k.) ga berishdan oldin dastlabki holatga keltirish uchun teskari korreksiya amalga oshiriladi (27.6-rasm).



27.6-rasm. Signalga to'g'ri va teskari korreksiya kiritish

### Nazorat savollari

1. Signallarni kogerent qabullash asosiy shartini ayting.
2. Signallar qaysi hollarda nokogerent qabul qilinadi?
3. Nokogerent qabullash qurilmasi chiqishida s/x qanday kattaliklarga ega bo'ladi?
4. Korrelyatsion qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.
5. Avtokorrelyatsion qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.
6. Garmonik signal va funktsion xalaqit yig'indisini avtokorrelyatsion qabullash vaqt diagrammalarini chizing.
7. Korrelyatsion va avtokorrelyatsion qabullash usullarini xalaqit bardoshligini taqqoslang.

## 28. RAQAMLI FILTRLAR

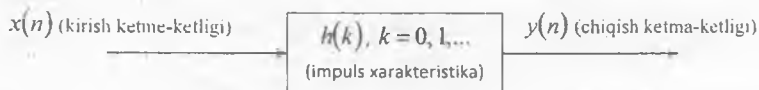
Raqamli filtr atamasi orqali kirish signali raqamli signal bo'lgan va chiqish signali boshqa raqamli signalni olishni ta'minlovchi matematik algoritmi apparat yoki dasturiy ta'minot orqali amalga oshiruvchi qurilma tushuniladi. Bunda raqamli filtrning amplituda va faza xarakteristikasi maxsus shakllantirilgan bo'ladi. Ko'p hollarda raqamli filtrlardan foydalanish afzalliklarga ega, ular amplituda va faza xarakteristikalari qiymatlarini nisbatan aniq ta'minlash imkoniyatini beradi.

### 28.1. Raqamli filtrlarning turlari: impuls xarakteristikalari chekli va impuls xarakteristikalari cheksiz filtrlar

Raqamli filtrlar ikki katta turga bo'linadi:

- cheksiz impuls xarakteristikali filtrlar;
- chekli impuls xarakteristikali filtrlar.

Har ikki tur filtrlarni (standart ko'rinishda) ularning impuls xarakteristikalari koefitsienti  $h(k)$  ( $k = 0, 1, \dots$ ) orqali 28.1-rasmda keltirilgandek tasvirlash mumkin.



28.1-rasm. Raqamli filtrni konseptual tasvirlash

Filtr kirish va chiqish signallari o'ram amali orqali bir-biriga bog'langan. Ushbu bog'liqlik (28.1) formula orqali impuls xarakteristikasi cheksiz filtr uchun va (28.2) formula orqali impuls xarakteristikasi chekli filtrlar uchun keltirilgan.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k). \quad (28.1)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k). \quad (28.2)$$

Ushbu (28.1) va (28.2) tenglamalardan shuni xulosa qilish mumkinki, impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlarning impuls xarakteristikalari cheksiz davomiylikka ega va impuls xarakteristikasi chekli filtrlar uchun impuls xarakteristikasi davomiyligi cheklangan, chunki impuls xarakteristikasi cheklangan filtr impuls xarakteristikasi  $h(k)$  faqat  $N$  ta qiymatni qabul qiladi. Amalda impuls xarakteristikasi cheksiz filtr chiqish signalini (28.1) tenglamadan foydalanib hisoblash mumkin emas, chunki aks ta'sir impuls xarakteristikasi juda katta miqdorda davomli (nazariy nuqtai nazardan cheksiz katta). Shuning uchun impuls xarakteristikasi cheksiz filtr uchun (28.1) tenglamani rekursiv shaklda quyidagicha ifodalaymiz:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k). \quad (28.3)$$

bunda  $a_k$  va  $b_k$  – filtr koefitsientlari. Shunday qilib (28.2) va (28.3) tenglamalar impuls xarakteristikasi cheklangan va impuls xarakteristikasi cheklanmagan filtrlarning farqli tenglamalari hisoblanadi. Ushbu tenglamalardan raqamli filtrlarni loyihalash bilan bog'liq masalalarni vechishda keng foydalaniladi

(28.3) tenglamada tizim chiqish signalining real vaqtdagi oniy qiymatlari  $y(n)$  undan oldingi chiqish funksiyalari bo'lib, hozir uning kirishiga ta'sir etayotgan va bundan avvalgi ta'sir etgan kirish signallari oniy qiymatlarining ham funksiyasi hisoblanadi. Impuls xarakteristikasi cheksiz filtr – bu teskari bog'lanishli tizim. Impuls xarakteristikasi chekli filtrlarning chiqish signali oniy qiymatlari  $y(n)$  avval ta'sir etgan va hozirda ta'sir etayotgan kirish signali qiymatiga bog'liq. Agar (28.3) tenglamaning hamma  $b_k$  koefitsientlarini nolga teng qilib olinsa, u holda (28.2) tenglama kelib chiqadi.

(28.4) tenglamalarda impuls xarakteristikasi cheksiz va chekli filtrlar ularning uzatish funksiyalari orqali ifodalangan bo'lib, bunday ko'rinishda talqin etish ularning chastota xarakteristikalarini baholashda qulayliklar keltirib chiqaradi:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k}. \quad (28.4a)$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^N b_k z^{-k} / (1 + \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}). \quad (28.4b)$$

Raqamli filtrlarni loyihalashda (28.4a) yoki (28.4b) tenglamalardan foydalanish loyihalalanayotgan filtrning qaysi tur filtr guruhiga – impuls xarakteristikasi chekli yoki cheksiz turiga tegishlilikiga bog'liq. Shuning uchun raqamli filtrlarni bir-biridan farqini bilish ularning o'ziga xos xarakteristikalarini va eng kerakligi qaysi tur filtrni tanlashni bilish kerak.

## 28.2. Impuls xarakteristikasi cheksiz va chekli filtrlarni tanlash

Impuls xarakteristikasi cheksiz va chekli filtrlardan birini tanlash ularning o'ziga xos afzalliklariga bog'liq.

1. Impuls xarakteristikasi chekli raqamli filtrlar yuqori darajada chiziqli fazaviy xarakteristikaga ega. Shuning uchun u signal spektral tashkil etuvchilari fazalari orasidagi munosabatlarning buzilishiga yo'l qo'ymaydi, natijada signal shakli buzilmaydi. Bu ko'p hollarda muhim hisoblanadi, misol uchun, ma'lumotlarni uzatishda, biomedisinada, audio va video signallarga ishlov berishda va h.k. Impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlarning fazaviy xarakteristikalari nochiziqli, ayniqsa signal o'tkazish polosasi chekkalarida.

2. Impuls xarakteristikasi chekli filtrlar norekursiv amalga oshirilgan, ya'ni ular hamma vaqt barqaror (bu 28.2-formula tahlilidan kelib chiqadi). Impuls

xarakteristikasi cheksiz filtrlarning barqarorligiga hamma vaqt ham kafolat berib bo'lmaydi.

3. Filtrlarni amalda qo'llash uchun cheklangan bitlar sonidan foydalaniladi. Buning amaliy ta'siri impuls xarakteristikasi chekli filtrlarga qaraganda impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlarga nisbatan kam (misol uchun, butunlash shovqini va kvantlash xatoligi).

4. Cheklangan davomiyli impuls xarakteristikani olishda chastota xarakteristikasining qiyaligi katta bo'lishi uchun impuls xarakteristikasi cheklanmagan filtrnikiga qaraganda ko'p koeffitsientlar kerak bo'ladi. Natijada impuls xarakteristikasi cheklangan AChX berilgan filtrni amalga oshirish uchun impuls xarakteristikasi cheksizga nisbatan katta hisoblash quvvati va xotira kerak bo'ladi.

5. Analog filtrlarni ularga ekvivalent bo'lgan impuls xarakteristikasi cheksiz filtrga almashtirish nisbatan oson. Impuls xarakteristikasi chekli filtrlar uchun bunday almashtirish mumkin emas, chunki unga o'xshash analog filtr turlari yo'q. Ammo impuls xarakteristikasi chekli filtrlar yordamida istalgan AChXli filtrni yaratish oson.

6. Impuls xarakteristikasi chekli filtrlarni sintezlash agar kompyuterdan foydalanilmasa algebraik jihatdan murakkabroq.

7. Impuls xarakteristikasi chekli filtrlar rekurent. Bu u orqali "vaqt bo'yicha teskari"ga o'zgaruvchi yagona signalni berganda, umuman olganda, biz boshqa natijalarni olamiz. Agar bu vaqt bo'yicha anizotropiya nutq signali uchun tabiiy bo'lgani bilan, tasvir signallari uchun qo'llash mumkin emas. Shuning uchun impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlardan foydalanish uchun bir qator cheklanishlar mavjud.

Yuqorida keltirilgan xulosalar asosida impuls xarakteristikasi chekli va cheksiz filtrlarni tanlashda quyidagilarga e'tibor berish kerak:

- agar filtr AChX signal o'tkazish polosasida bir xil uzatish koeffitsientiga va signal o'tkazish imkoniyati katta bo'lishi yagona talab bo'lsa impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlardan foydalanish kerak, chunki impuls xarakteristikasi cheklanmagan (ayniqsa elleptik xarakteristikasidan foydalaniladigan) filtrlar impuls xarakteristikasi chekli filtrlarga qaraganda kam sonli koeffitsientlarni aniqlashni talab etadi;

- impuls xarakteristikasi chekli filtrlardan, agar filtrlar koeffitsientlari uncha katta bo'lmagan, xususan agar faza xarakteristikasida buzilishlari bo'lmasiligi yoki kichik bo'lganda foydalanish tavsiya etiladi. Bundan tashqari so'nggi yillarda yaratilgan signallarga raqamli ishlov berish protsessorlari impuls xarakteristikasi chekli filtrlar arxitekturasi (tuzilishi)ga asoslangan bo'lib, ulardan ba'zilar maxsus impuls xarakteristikasi chekli filtrlar uchun ishlab chiqilgan.

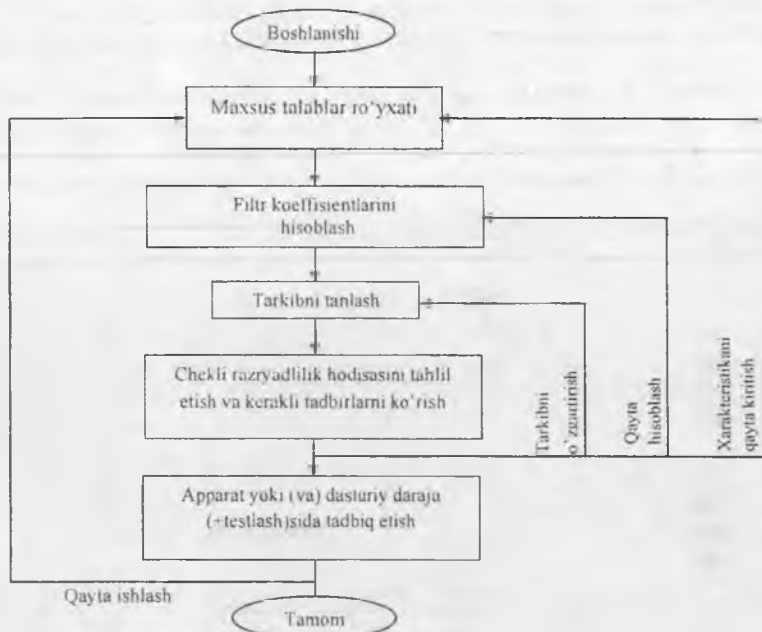
### 28.3. Filtrlarni loyihalash bosqichlari

Raqamli filtrlarni loyihalash besh bosqichda o'tadi (28.2-rasm).

1. Filtrga qo'yiladigan asosiy texnik talablar.

2. Filtrning mos keluvchi koefitsientlarini hisoblash.
3. Filtrning tegishli strukturasi tasavvur etish.
4. Filtrning ishlash sifatiga razryadlar soni cheklanganligini tahlil etish.
5. Filtrni dasturiy yoki (va) apparat darajasida amalga oshirish.

Yuqorida keltirilgan besh bosqich ba'zan bir-biriga bog'liq bo'ladi: bundan tashqari ular hamma vaqt ham keltirilgan tartibda joylashgan bo'ladi. Amalda ikkinchi bosqichni uchinchi va to'rtinchi bosqichlar bilan birga qurish imkoniyatini beradigan usullar ham bor.



28.2-rasm. Impuls xarakteristikasi chekli filtrlarni loyihalash bosqichlari

Ammo samarador filtrni olish uchun ushbu jarayonni bir necha "iteratsiya" – yaqinlashtirishlardan foydalanib amalga oshirishga to'g'ri keladi, ayniqsa filtrga bo'lgan maxsus talablar to'liq ma'lum bo'lmagan hollarda yoki ishlab chiqaruvchi boshqa teng kuchli SRIB filtrini tahlil etmoqchi bo'lgan hollarda yuz beradi.

### 28.3.1. Maxsus talablar ro'yxati

Maxsus talablar ro'yxati quyidagilardan iborat:

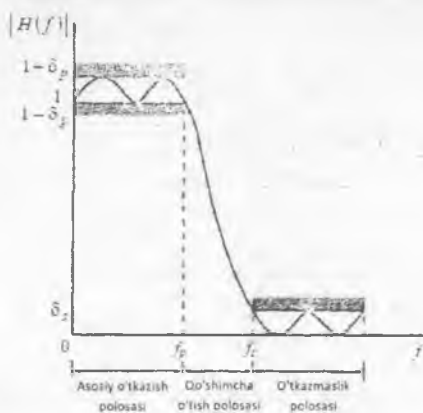
1) signal xarakteristikalari (signal va uni oluvchi turi, signalni kiritish-chiqarish interfeysi, ma'lumotlarni uzatish tezligi va polosa kengligi, eng yuqori chastota);

2) filtr xarakteristikalari (talab etiladigan AChX va FChX va ushbu xarakteristikalariga talablarning qanchalik qat'iyiligi, ishlash tezligi va filtr ish rejimi (real yoki kechiktirilgan (model) vaqt));

3) amalga oshirish prinsipi (misol uchun, kompyuter uchun yuqori darajali dasturlash tilida yoki protsessorga asoslangan SRIB tizimi, shu bilan birga signal protsessorini tanlash ham amalga oshiriladi);

4) filtr tarkibi (strukturasi)ga qo'yiladigan boshqa talablar (misol uchun, filtrlar tannarxi). Loyihalovchi va ishlab chiqaruvchi boshlang'ich bosqichlarida to'liq axborot (ma'lumot)larga ega bo'lmasligi mumkin. Ammo loyihalash va ishlab chiqarish jarayonini soddalashtirish uchun iloji boricha ko'p sonli talablar ma'lum bo'lgani ma'qul.

Filtrlar xarakteristikalari ko'p hollarda chastotalarga bog'langan ko'rinishda beriladi. Chastota tanlovchan filtrlar; past chastota filtrlari; chastota polosasi filtri uchun odatda maxsus talablar ruxsat etiladigan farqlanishlar chizmasi orqali ifodalanadi. Past chastota filtri uchun shunday chizma 28.3-rasmda keltirilgan.



28.3-rasm. Past chastotalar filtri uchun ruxsat etiladigan farqlanishlar chizmasi

Shtrixlangan gorizontal chiziqlar ruxsat farqlanishlar chegarasini belgilaydi. Asosiy o'tkazish polosasida amplituda-chastota xarakteristikasining eng katta farqlanishi  $\delta_p$ , o'tkazmaslik polosasida eng katta farqlanish  $\delta_s$ .

Qo'shimcha o'tish polosasi kengligi filtrlar xarakteristikasi qanday darajada tikligini bildiradi. AChX uzatish koeffisienti  $H(f)$  bu qismida asta-sekin, to o'tkazmaslik polosasiga qadar kamayib boradi. Amalda quyidagi asosiy ko'rsatkichlar asosiy qiziqish bildiradi:

$\delta_p$  – o'tkazish polosasidagi filtrlar uzatish koeffisienti  $H(f)$  ning farqlanishi (o'zgarishi);



$\delta_s$  – o'tkazmaslik polosasidagi filtr uzatish koeffitsienti  $H(f)$  ning farqlanishi (o'zgarishi):

$f_p$  – o'tkazish polosasi chegaraviy chastotasi;

$f_s$  – o'tkazmaslik polosasi chegaraviy chastotasi.

Chegaraviy chastotalar normalashtirilgan ko'rinishda beriladi, ya'ni diskretlash chastotasi  $f/F$  ulushi ko'rinishida, ammo ko'p hollarda Hz yoki kHz larda berilgan maxsus talablardan foydalaniladi. O'tkazish polosasidagi va o'tkazmaslik polosasidagi farqlanishlar oddiy sonlar orqali yoki desibellarda ifodalanishi mumkin. Misol uchun, o'tkazmaslik polosasidagi so'nishning eng kichik qiymati  $A_s$  va o'tkazish polosasidagi maksimal o'zgarish (farqlanish) desibellarda impuls xarakteristikasi chekli filtrlar uchun quyidagicha ifodalanadi:

$$A_s \text{ (o'tkazmaslik polosasidagi so'nish)} = -20 \lg(1 + \delta_s) \quad (28.5a)$$

$$A_p \text{ (o'tkazish polosasidagi farqlanish)} = -20 \lg(1 + \delta_p). \quad (28.5a)$$

Raqamli filtr faza-chastota xarakteristikasiga talablar ko'p hollarda faza xarakteristikasi nochiziqiligi ko'rsatkichi keltiriladi yoki faza xarakteristikasi ideal chiziqli bo'lishi talab etiladi.

### 28.3.2. Raqamli filtr koeffitsientlarini hisoblash

Bu bosqichda approksimatsiya usullaridan biri tanlanadi va impuls xarakteristikasi chekli filtrlar uchun  $h(k)$  koeffitsientlar va impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlar uchun  $a_k$  va  $b_k$  koeffitsientlar hisoblanadi. Koeffitsientlarni hisoblash usuli ushbu koeffitsientlarning impuls xarakteristikasi chekli (norekursiv) yoki cheksiz (rekursiv) filtrga tegishli ekanligiga bog'liq.

Impuls xarakteristikasi cheksiz filtrning koeffitsientlarini hisoblash an'ana bo'yicha ma'lum analog filtrlarning xarakteristikalarini unga mos raqamli filtrlar xarakteristikalariga almashtirishga asoslangan. Bunda ikki asosiy yondashishdan foydalaniladi: impuls xarakteristikani invariant almashtirish va bichiziqli almashtirish usuli.

Impuls xarakteristikani invariant usuldan foydalanib almashtirishda analogli filtrni raqamligiga almashtirilganda birlamchi analog filtrning impuls xarakteristikasi saqlanmaydi. Ichki bir-birini ustiga tushishi sababli ushbu usulni yuqori chastota filtrlari va rejektor filtrlar uchun qo'llab bo'lmaydi.

Ikkinchi tomondan bichiziqli (ikki chiziqli) usul juda samarali filtrlashni ta'minlaydi va chastota tanlovchan filtrlarning koeffitsientlarini hisoblashga yaxshi mos keladi. Natijada an'anaviy xarakteristikali raqamli filtrlarni, Battervort, Chebishev va elliptik filtrlarni yaratish mumkin bo'ladi.

Bichiziqli usulda yaratilgan filtrlar, umuman olganda an'anaviy filtrlar amplituda xarakteristikasiga o'xshash, ammo vaqt bo'yicha boshqa xossalarga ega

bo'ladi. Impuls xarakteristikani invariant almashtirish usuli analog tizimlarni modellash uchun yaxshi bo'lib, ammo chastota tanlovchi impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlar uchun bichiziqli usuldan foydalanilgani ma'qul.

Impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlar koeffisientlarini hisoblashda uning o'rnini bosuvchi (alternativ) nol va qutblarni joylashtirish usulidan ham foydalansa bo'ladi -- bu usuldan oddiy filtrlarning koeffisientlarini oson hisoblash imkoniyatini beradi. Shu bilan birga, bu usuldan yaxshi amplituda xarakteristikali filtrlarni hisoblash uchun tavsiya etilmaydi, chunki bunda juda ko'p nol va qutblar borligi hisoblash hajmini oshirib yuboradi.

Impuls xarakteristikasi chekli filtrlar koeffisientlarini bir necha usullar bilan hisoblash mumkin: kesish (tortish -- vazni aniqlash), chastota bo'yicha tanlash va Parks-Mak-Klippan optimal algoritmi.

Kesish usuli impuls xarakteristikasi chekli filtrlar koeffisientlarini hisoblashning juda oson va moslashuvchan usuli hisoblanadi, ammo loyihalovchi, ishlab chiqaruvchiga filtr parametrlarini kerakli miqdorda o'zgartirish imkoniyatini bermaydi.

Chastota bo'yicha tanlash usuli shu bilan o'ziga e'tiborni tortadiki, u yordamida impuls xarakteristikasi chekli filtrlarni rekursiv shaklda amalga oshirish imkoniyatini beradi, bu sonli hisoblashni qo'llash nuqtai nazaridan e'tiborli. Ammo bu usulga filtr parametrlarini boshqarish va o'zgartirish uchun moslashuvchanlik yetishmaydi.

Hozirda sanoat ishlab chiqarayotgan raqamli filtrlarda optimal usuldan foydalaniladi, chunki bu usul bilan impuls xarakteristikasi chekli filtrlarning unga qo'yilgan texnik talabga javob berishiga erishiladi. Shuning uchun bunday filtrlarni loyihalashda dastlab optimal usuldan foydalanib ko'rish kerak (agar boshqa usuldan foydalanish sharti avvaldan belgilangan bo'lmasa).

### 28.3.3. Filtrni unga mos keluvchi struktura orqali ifodalash

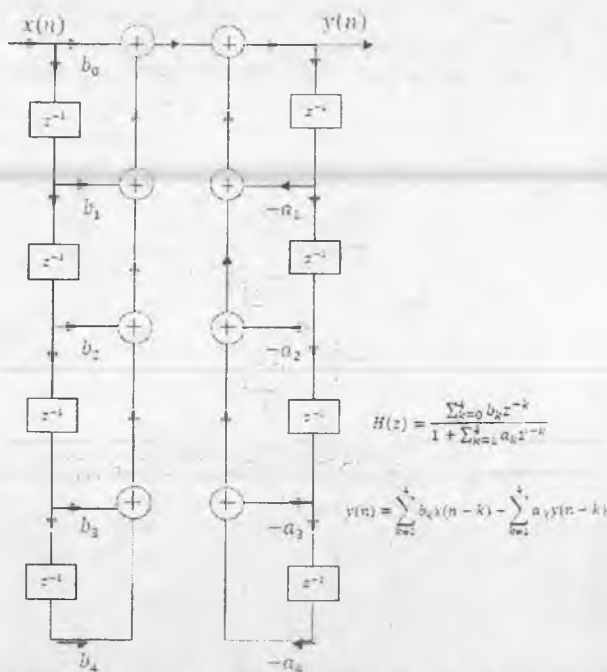
Bu bosqichda berilgan  $H(z)$  uzatish koeffisientini unga mos filtrlovchi tarkib (struktura) orqali ifodalash amalga oshiriladi. Filtr tarkibini tasvirlash uchun ko'p hollarda blok-sxemalar yoki funksional sxemalardan foydalaniladi va ularda raqamli filtrni amalga oshirishni osonlashtirish uchun hisoblash amallarini bajarish ketma-ketligi ham ko'rsatiladi.

Foydalaniladigan struktura qaysi tur filtrni impuls xarakteristikasi chekli yoki cheksiz filtrni tanlanganligiga bog'liq.

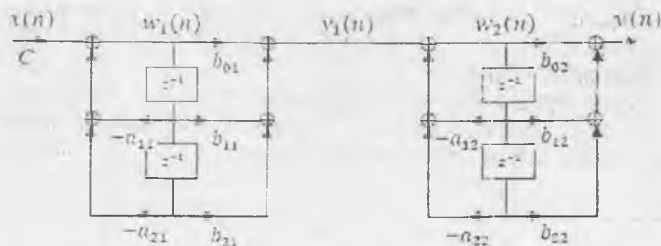
Impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlar uchun quyidagi uch shakl strukturalardan foydalaniladi: to'g'ri, kaskadli va parallel shakldagilar.

To'g'ri shakl -- bu impuls xarakteristikasi cheksiz filtr uzatish funksiyasini to'g'ridan-to'g'ri ifodalash (28.4-rasm).

Kaskad shaklida -- impuls xarakteristikasi cheksiz filtr uzatish funksiyasi (28.5-rasm) bir necha bor takrorlanadi va ikkinchi tartibli zvenolar ko'paytmasi orqali ifodalanaadi.



28.4-rasm. To'rtinchi tartibli impuls xarakteristikasi cheksiz (rekursiv) filtni amalga oshirish to'g'ri shakl strukturasi



$$H(z) = C \prod_{k=1}^2 \frac{1 + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2}}{1 + a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2}}$$

$$w_1(n) = C x(n) - a_{21} w_1(n-1) - a_{11} w_2(n-2)$$

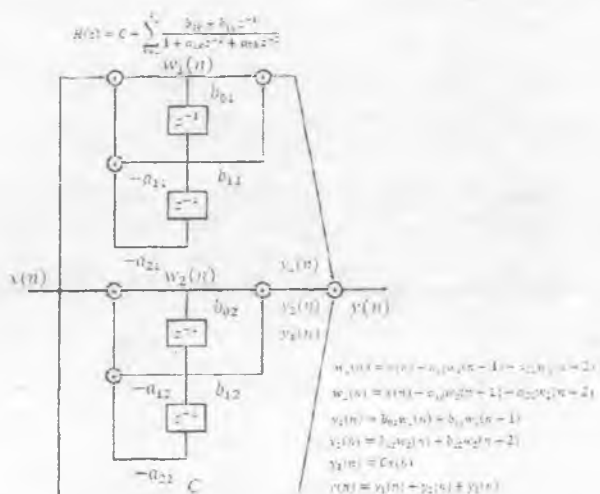
$$y_2(n) = b_{21} w_1(n) + b_{11} w_1(n-1) + b_{01} w_1(n-2)$$

$$w_2(n) = y_2(n) - a_{22} w_2(n-1) - a_{12} w_2(n-2)$$

$$y(n) = b_{22} w_2(n) + b_{12} w_2(n-1) + b_{02} w_2(n-2)$$

28.5-rasm. To'rtinchi tartibli impuls xarakteristikasi cheksiz (rekursiv) filtni amalga oshirish kaskad strukturasi

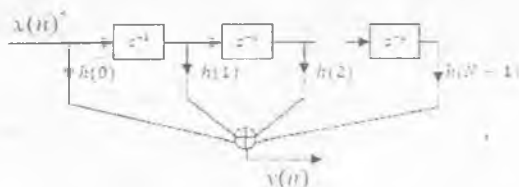
Parallel shaklda  $-H(z)$  ikkinchi tartibli zvenolar yig'indisi shaklida joylashtiriladi (bunda elementar kasrlardan foydalaniladi). 28.6-rasmda uzatish koefitsientlari va farqlanish tenglamalarining filtr strukturasi tasvirlovchi turlari keltirilgan.



28.6-rasm. To'rtinchi tartibli impuls xarakteristikasi cheksiz (rekursiv) filtni amalga oshirish parallel strukturasi

Impuls xarakteristikasi cheksiz (rekursiv) filtrlarni loyihalash va yaratishda parallel va kaskad strukturalaridan eng ko'p foydalaniladi, chunki ular nisbatan sodda filtratsiya algoritmlari orqali amalga oshiriladi va ularning cheklangan sonli bitlardan foydalanib amalga oshirilishiga sezgirligi to'g'ri strukturali filtrlarning sezgirligiga nisbatan kichikroq.

Impuls xarakteristikasi chekli (norekursiv) filtrlarni loyihalash va yaratishda eng ko'p foydalaniladigan struktura – bu to'g'ri struktura (28.7-rasm), chunki uni amalga oshirish boshqa strukturalarga qaraganda oson.



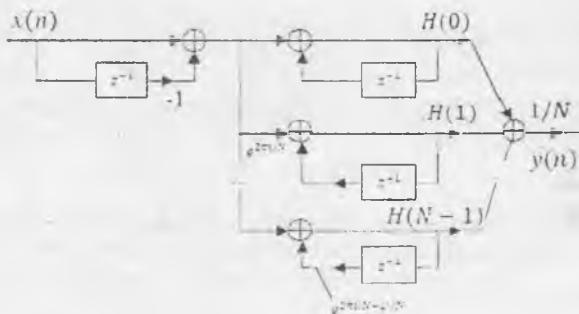
28.7-rasm. Impuls xarakteristikasi chekli (norekursiv) filtni amalga oshirish to'g'ri strukturasi (transversal filtri)

Impuls xarakteristikasi chekli (nerekursiv) filtrlarning (28.7-rasm) bunday struktura asosida yaratilganini baʼzan bir necha chiqish nuqtalari bor kechiktirish liniyasi yoki transversal filtr deb ataladi. Bunden tashqari, yaʼni hoshqa ikki strukturadan foydalaniladi: chastotasi tanlangan struktura va tezkor oʻrash strukturasi ham foydalaniladi (28.8-rasm).

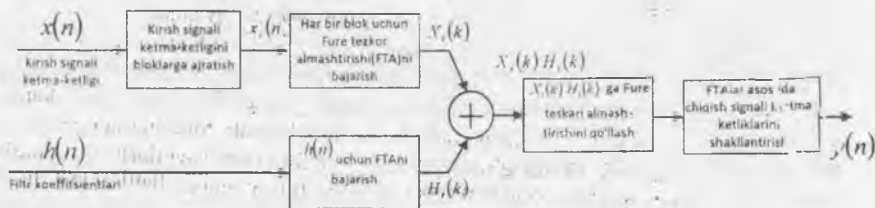
Transversal strukturaga qaraganda tanlangan chastota (qiyamati) boʻyicha hisoblash nisbatan samarador, chunki kam sonli koeffitsientlarni hisoblash talab etiladi. Ammo uni amalga oshirish oson emas, chunki u katta xotirani talab qiladi. Tezkor oʻram (svertika)dan Fure tezkor almashtirishi (FTA) afzalliklaridan foydalaniladi, bu usul yana shunisi bilan eʼtiborliki, u yordamida signal spektrini ham hisoblash imkonini mavjud.

Bundan tashqari raqamli filtrlarni amalga oshirishning juda koʻp strukturaviy sxemalari mavjud, ammo ularning koʻpchiligi faqat maʼlum sohalarda foydalanish uchun moʻljallangan.

Misol uchun panjarasimon strukturadan nuqt signallariga ishlov berishda va chiziqli bashoratlash sohaslarida foydalaniladi. Panjarasimon strukturadan impuls xarakteristikasi chekli va cheksiz filtrlarni ifodalashda ham foydalanish mumkin, bunda ular yagona kirish va bir juft chiqishlar orqali (28.8-rasm) standart koʻrinishda tasvirlanadilar.

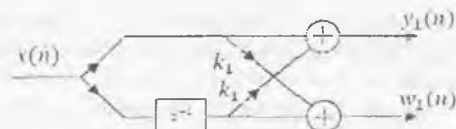


a)



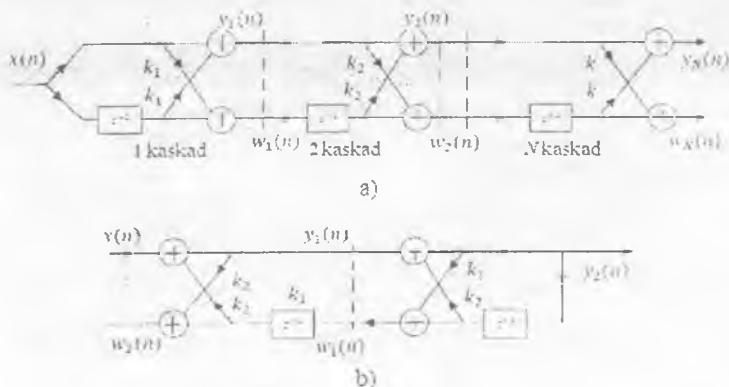
b)

28.8-rasm. Impuls xarakteristikasi chekli (nerekursiv) filtni tanlangan chastota asosida amalga oshirish strukturasi (a) va tezkor oʻram olish sxemasi (b)



28.9-rasm. Panjarasimon struktura

U asosida olingan panjarasimon struktura orqali impuls xarakteristikasi chekli  $N$  nuqtali filtrni ta'riflovchi sxema 28.10a-rasmda keltirilgan va hamma qutblari ma'lum ikkinchi tartibli (faqat maxraj koeffitsientlari keltirilgan) impuls xarakteristikasi cheksiz filtrni ifodalashga mo'ljallangan struktura 28.10b-rasmda keltirilgan.



28.10-rasm.  $N$  kaskadli panjarasimon impuls xarakteristikasi chekli (norekursiv) filtr (a) va ikki kaskadli panjarasimon hamma qutblari berilgan impuls xarakteristikasi cheksiz (rekursiv) filtr strukturasi

### 28.3.4. Razryadlar soni cheklanganligining filtr tezkorligi va barqarorligiga ta'siri

Approksimatsiyalash va amalga oshirish bosqichlari filtrlarni cheksiz aniqlik bilan yoki juda yuqori aniqlik bilan ishlashini nazarda tutadi. Shuning bilan birga ularni amalga oshirishda filtr koeffitsientlarini cheklangan sonli bitlar (odatda 8 dan 16 tagacha bitlar) orqali ifodalash talab etiladi. Bundan tashqari farqlanish tenglamasidagi amallar aniqligi cheklangan arifmetikadan foydalanib amalga oshiriladi.

Razryadlardagi bitlar sonining cheklanganligi filtr tezkorligini kamayishiga olib keladi va natijada filtr barqarorligi yomonlashadi. Shuning uchun loyihalovchi ushbu holatlarni albatta e'tiborga olishi va filtr koeffitsientlarini ifodalash uchun tegishli davomiylikni (bitlar sonini) tanlashi, filtr o'zgaruvchanlari (ya'ni, kirish va

chiqish signallari o'lchamlari)ni va filtrda arifmetik amallarni bajarilishini e'tiborga olishi kerak. Filtr tezkorligini yomonlashishiga olib keluvchi sabablar quyidagilardan iborat.

o *Signalni filtr kirishi va chiqishida kvantlash.* Xususan, vaqt bo'yicha kirish signallarini kvantlash natijasida ARO'da hosil bo'ladigan shovqin – bu e'tiborga loyiq kattalik.

o *Koeffisientlarni kvantlash.* Ushbu jarayon impuls xarakteristikasi chekli va cheksiz filtrlar chastota xarakteristikalarining buzilishiga va impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlarning barqaror bo'lmazligiga olib kelishi mumkin.

o *Butunlash xatoligi.* Filtrlash uchun cheklangan aniqlikdagi arifmetikadan foydalanish natijalarini ifodalash qo'shimcha bitlar kiritilishini talab qiladi. Agar kvantlash natijasida olingan kodlar razryadi (bitlar soni) cheklangan bo'lsa, butunlash shovqini paydo bo'ladi. Natijada impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlarda barqarorlikning yomonlashishiga o'xshash holatlar yuz berishi mumkin.

o *To'lish.* Bu hodisa yig'ish natijasi "so'z" uchun ruxsat etilgan davomiylikdan katta bo'lganda ro'y beradi. Bu chiqish signali o'lchamlarining noto'g'ri bo'lishiga va impuls xarakteristikasi cheksiz filtrlar barqarorligi yomonlashishiga sabab bo'ladi.

Raqamli filtr sifat ko'rsatkichlarining yomonlashishi quyidagilarga bog'liq:

1) filtrlashda foydalaniladigan so'zlar uzunligi va arifmetika turiga;

2) filtr koeffisientlarini kvantlash va o'zgaruvchan koeffisientlarni tanlangan o'lchamlarga olib kelish usuliga;

3) filtr strukturasi.

Ushbu sabablarni bilgan holda loyihalovchi va ishlab chiqaruvchi razryadlar soni cheklanganligining filtr tezkorligiga ta'sirini baholashi va tegishli choratadbirlar ko'rishi mumkin bo'ladi.

Filtrlarga qo'yilgan talablarga qarab ba'zi salbiy ta'sirlarni e'tiborga olmaslik mumkin. Misol uchun, agar filtr dastur shaklida yuqori darajali tilida bo'lib, kompyuter yordamida amalga oshirilsa, u holda koeffisientlarni kvantlashi va butunlash xatoliklarini e'tiborga olmaslik mumkin. Kirish va chiqish signallarini filtr koeffisientlari va arifmetik amallar natijalariga real vaqtda ishlov berishda davomiyligi cheklangan so'zlar (odatda 8, 12 va 16 bit)dan foydalaniladi. Bu hollarda amalda hamma vaqt kvantlashni filtr tezkorligiga ta'sirini tahlil etish kerak.

### 28.3.5. Raqamli filtrni loyihalash

Raqamli filtr koeffisientlarini hisoblash unga mos amalga oshirish strukturasi tanlash, tanlangan davomiylikdagi so'zlarga tegishli koeffisientlarni va filtr o'zgaruvchi argumentlarning raqamligiga almashtirish natijasida filtr sifat ko'rsatkichlarining yomonlashishi ruxsat etilganidan katta emasligiga ishonch hosil qilgandan so'ng farqlanish tenglamalarini apparat yoki dastur darajasida amalga oshirish talab etiladi. Tanlangan usuldan qat'iy nazar filtr chiqishidagi signal har

bir o'lcham uchun farqlanish tenglamasiga asoslangan tartibda hisoblanishi kerak (bunda vaqt bo'yicha amalga oshirish nazarda tutilgan).

Farqlanish tenglamalari (28.2) va (28.3) lardan ko'rinadiki  $y(n)$  ni filtr chiqish signalini hisoblash, ko'paytirish, qo'shish, ayirish va kechiktirish amallari orqali bajariladi. Demak filtni amalga oshirish uchun quyidagi asosiy tashkil etuvchilar bo'lishi talab qilinadi:

- xotira (masalan,  $\Phi$ ZU) filtr koeffitsientlarini saqlash uchun;
- xotira (masalan, OZU) hozirgi va avvalgi kirish va chiqish signallarini xotirada saqlash uchun, ya'ni  $\{x(n), x(n-1), \dots\}$  va  $\{y(n), y(n-1), \dots\}$ ;
- apparat yoki dasturiy ko'paytirgich (ko'paytirgichlar);
- yig'uvchi yoki arifmetik mantiq sxemasi.

Raqamli filtrlarni ishlab chiqaruvchi unga tegishli asosiy ma'lumotlarni va undan ma'lum masalani yechish uchun mo'ljallanganligiga kafolat beradi. Raqamli filtni yaratishda u bajaradigan vazifa - signallarga raqamli ishlov berish real vaqtda yoki modelda (paketli ishlov berish) foydalanishiga qarab turli struktura va elementlardan tashkil topgan bo'ladi.

Model vaqtda signallarga ishlov berishda hamma ma'lumotlar qandaydir xotira qurilmasida saqlanayotgan bo'ladi. Bu holat qandaydir tajriba natijalarini olish va so'ngra ularga ishlov berishda yuz beradi. Bunday hollarda raqamli filtr ko'p hollarda yuqori darajali dasturlash tilida amalga oshiriladi va universal kompyuterda bajariladi. Shunday qilib, signalga modeli ishlov berishni faqat dasturiy amalga oshirish ko'rinishda ta'riflash mumkin. Bunda ishlab chiqaruvchi signalga raqamli ishlov berish jarayonini tezlashtirish uchun qo'shimcha apparat vositalarini kiritishi mumkin.

Signallarga real vaqtda ishlov berishda filtrlardan quyidagilar talab etiladi: kirish signali o'lchami  $x(n)$  bor vaqtda ishlash va chiqish signali  $y(n)$  o'lchamini, kirish signali navbatdagi o'lchami paydo bo'lgungacha hosil qilish, yoki kirish signallari bloklariga proporsional bo'lgan chiqish signallari bloklarini olish (misol uchun, Fure tezkor almashtirishdan foydalanib). Agar diskretizatsiyalash chastotasi juda katta yoki yuqori tartibli filtr kerak bo'lsa real vaqtda filtrlash tezkor va maxsus apparat vositasini talab qilishi mumkin. Audiosignallar bilan ishlashda foydalanish uchun ko'p hollarda DSP56000 (Motorola) yoki TMS320C25 (Texas Instruments) firmalarining SRIB protsessorlari tezkorligi yetarli hisoblanadi. Bu protsessorlar tarkibida hamma talab qilinadigan asosiy bloklari, shu jumladan ko'paytirish apparaturalari bor. SRIB bloklarini ishlab chiqaruvchi (loyihalovchi) uning tarkibiga, ma'lumot manbai va uni oluvchi turiga qarab filtrga unga mos raqamli apparat bilan ta'minlangan kiritish-chiqarish interfeyslarini ham kiritishi mumkin (misol uchun, analog-raqam o'zgartirishlarda).



### *Nazorat savollari*

- 1. Impuls xarakteristikasi chekli va cheksiz filtrlarning bir-biridan farqi nimada?*
- 2. Rekursiv va norekursiv filtrlarning bir-biridan farqi nimada?*
- 3. Impuls xarakteristikasi cheklangan filtrlar fazaviy xarakteristikasi qanday ko'rinishga ega?*
- 4. Raqamli filtrlarning barqarorligini qanday aniqlash mumkin?*
- 5. Impuls xarakteristikasi cheklangan filtrlarni loyihalash bosqichlari nimalardan iborat?*
- 6. Impuls xarakteristikasi cheklangan va cheklanmagan filtrlarning strukturaviy sxemalarini chizib ko'rsating.*
- 7. Chastotalar qiymati va tezkor o'rami orqali amalga oshiriladigan impuls xarakteristikasi cheklangan filtr strukturaviy sxemasini keltiring.*
- 8. Impuls xarakteristikasi cheklangan filtr panjarasimon strukturaviy sxemasi.*

**Hova1. Ba'zi trigonometrik formulalar*****Keltirish formulalari***

$$\begin{aligned}\cos(90^\circ \pm \alpha) &= \mp \sin \alpha, \quad \sin(90^\circ \pm \alpha) = +\cos \alpha, \quad \operatorname{tg}(90^\circ \pm \alpha) = \mp \operatorname{ctg} \alpha; \\ \cos(180^\circ \pm \alpha) &= -\cos \alpha, \quad \sin(180^\circ \pm \alpha) = \mp \sin \alpha, \quad \operatorname{tg}(180^\circ \pm \alpha) = \pm \operatorname{tg} \alpha, \\ \cos(270^\circ \pm \alpha) &= \pm \sin \alpha, \quad \sin(270^\circ \pm \alpha) = -\cos \alpha, \quad \operatorname{tg}(270^\circ \pm \alpha) = \mp \operatorname{ctg} \alpha, \\ \cos(360^\circ - \alpha) &= +\cos \alpha, \quad \sin(360^\circ - \alpha) = -\sin \alpha, \quad \operatorname{tg}(360^\circ - \alpha) = -\operatorname{tg} \alpha.\end{aligned}$$

***Burchaklar va funksiyalar yig'indisi va ayirmasi formulalari***

$$\begin{aligned}\cos(\alpha \pm \beta) &= \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta, \\ \sin(\alpha \pm \beta) &= \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta, \\ \cos \alpha + \cos \beta &= 2 \cos[(\alpha + \beta) / 2] \cos[(\alpha - \beta) / 2], \\ \cos \alpha - \cos \beta &= -2 \sin[(\alpha + \beta) / 2] \sin[(\alpha - \beta) / 2], \\ \sin \alpha + \sin \beta &= 2 \sin[(\alpha + \beta) / 2] \cos[(\alpha - \beta) / 2], \\ \sin \alpha - \sin \beta &= 2 \cos[(\alpha + \beta) / 2] \sin[(\alpha - \beta) / 2].\end{aligned}$$

***Ko'paytmadan yig'indiga o'tish formulalari***

$$\begin{aligned}\cos \alpha \cos \beta &= 0.5[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)], \\ \sin \alpha \sin \beta &= 0.5[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)], \\ \sin \alpha \cos \beta &= 0.5[\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)].\end{aligned}$$

***Karrali argumentlar formulalari***

$$\begin{aligned}\cos^2 \alpha &= 0.5(1 + \cos 2\alpha), \quad \cos^3 \alpha = (3/4)\cos \alpha + (1/4)\cos 3\alpha, \\ \cos^4 \alpha &= 3/8 + (1/2)\cos 2\alpha + (1/8)\cos 4\alpha, \\ \cos^5 \alpha &= (5/8)\cos \alpha + (5/16)\cos 3\alpha + (1/16)\cos 5\alpha, \\ \sin^2 \alpha &= 0.5(1 - \cos 2\alpha), \quad \sin^3 \alpha = (3/4)\sin \alpha - (1/4)\sin 3\alpha, \\ \sin^4 \alpha &= 3/8 - (1/2)\cos 2\alpha + (1/8)\cos 4\alpha, \\ \sin^5 \alpha &= (5/8)\sin \alpha - (5/16)\sin 3\alpha + (1/16)\sin 5\alpha.\end{aligned}$$

### Ikkilamchi, uchlamchi va yarim burchak formulalari

$$\sin 2\alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha .$$

$$\cos 2\alpha = \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha = 1 - 2 \sin^2 \alpha = 2 \cos^2 \alpha - 1 ,$$

$$\cos 3\alpha = 4 \cos^3 \alpha - 3 \cos \alpha .$$

$$\sin 3\alpha = 3 \sin \alpha - 4 \sin^3 \alpha .$$

$$\cos(\alpha / 2) = \pm \sqrt{0.5(1 + \cos \alpha)} .$$

$$\sin(\alpha / 2) = \pm \sqrt{0.5(1 - \cos \alpha)} .$$

### Giperbolik funksiyalar

$$\operatorname{sh} x = (e^x - e^{-x}) / 2 . \quad \operatorname{sh} x = -j \operatorname{ch}(jx) = (e^{jx} - e^{-jx}) / 2j .$$

$$\operatorname{ch} x = (e^x + e^{-x}) / 2 . \quad \cos x = \operatorname{ch}(jx) = (e^{jx} + e^{-jx}) / 2 ,$$

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t . \quad e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin \omega t .$$

### Ilova 2. Elementar funksiyalar xosilalari

Funksiya	Xosila	Funksiya	Xosila
$x$	1	$\sin x$	$\cos x$
$x^n$	$n x^{n-1}$	$\cos x$	$-\sin x$
$1/x$	$-1/x^2$	$\operatorname{tg} x$	$1/\cos^2 x = \operatorname{sec}^2 x$
$1/x^n$	$-n/x^{n+1}$	$\operatorname{ctg} x$	$-1/\sin^2 x = -\operatorname{csc}^2 x$
$\sqrt{x}$	$1/(2\sqrt{x})$	$\operatorname{aresin} x$	$1/\sqrt{1-x^2}$
$\sqrt[n]{x}$	$1/(n\sqrt[n]{x^{n-1}})$	$\operatorname{arccos} x$	$-1/\sqrt{1-x^2}$
$a^x$	$a e^{ax}$	$\operatorname{aretg} x$	$1/(1-x^2)$
$a^x$	$a^x \ln a$	$\operatorname{arctg} x$	$-1/(1-x^2)$
$\ln x$	$1/x$	$\operatorname{sh} x$	$\operatorname{ch} x$
$\log_a x$	$1/(x \ln a)$	$\operatorname{th} x$	$1/\operatorname{ch}^2 x$
$\lg x$	$(\lg e) / x \approx 0.43 / x$	$\operatorname{cth} x$	$-1/\operatorname{sh}^2 x$

### Ilova 3. Spekr to'g'risidagi asosiy teoremlar

T/R	Teorema nomi	$S(t)$	$\dot{S}(\omega)$
1	Signal spektrining konstantaga ko'paytmasi	$aS(t)$	$a\dot{S}(\omega)$
2	Yig'indi signallarning spektri	$S_1(t) + \dots + S_n(t)$	$\dot{S}_1(\omega) + \dots + \dot{S}_n(\omega)$
3	( $\tau$ ) vaqtga siljirilgan signal spektri	$S(t \mp \tau)$	$S(\omega)e^{\mp j\omega\tau}$
4	Signal spektrining siljishi	$S(t)e^{\mp j\Omega t}$	$S(\omega \pm \Omega)$
5	Vaqt mashtabi o'zgartirilgan signal spektri	$S(at)$	$\frac{1}{a}S\left(\frac{\omega}{a}\right)$
6	Vaqt o'qi bo'yicha inversiyalangan signal spektri	$S(-t)$	$-\dot{S}(-\omega)$
7	Signal xosilasi spektri	$d^{(n)}S/(dt)^n$	$(j\omega)^n S(\omega)$
8	$t$ vaqt bo'yicha integrallangan signal spektri	$\int_{-\infty}^{\infty} S(t)dt$	$(1/j\omega)S(\omega)$
9	Signallar ko'paytmasi spektri	$S(t)U(t)$	$\dot{S}(\omega) \otimes \dot{U}(\omega)$
10	Signal spektri ko'paytmasi	$S(t) \otimes U(t)$	$\dot{S}(\omega)\dot{U}(\omega)$

$\otimes$  - o'ram integrali belgisi

$$\dot{S}(\omega) \otimes \dot{U}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\xi) \dot{U}(\omega - \xi) d\xi$$

$$S(t) \otimes U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) U(t - \tau) d\tau$$

### Ilova 4. Impulsi signalning aktiv davomiyligi va spektr kengligi

Ba'zi impuls signallarning spektrini hisoblash ifodalari A.A.Xarkevichning "Spektri i analiz" (M.: Fizmatgiz, 1962) va uning "Izbrannie trudi" kitobida keltirilgan. Bu formulalarda  $k_e = 0.9$  ga teng deb tanlab 1.1-jadvalda keltirilgan natijalarni olamiz. Bunda  $\mu = \tau_e \cdot \Delta f_e$  ligi e'tiborga olingan.

I.1-jadval

Impuls $S(t)$	$S(\omega)$	$\tau_c$	$\Delta f_c$	$\mu$
To'rtburchakli $S(t) = S_0,  t  \leq \tau/2$	$S_0 \tau \frac{\sin(\omega \tau/2)}{\omega \tau/2}$	$0.90\tau$	$\frac{1}{\tau}$	0.9
Ekspontsial $S(t) = S_0 e^{-\alpha t}, t > 0$	$\frac{S_0}{\alpha + j\omega}$	$\frac{1.155}{\alpha}$	$0.98\alpha$	1.13
Uchburchakli $S(t) = \frac{2S_0}{\tau} \left( \frac{\tau}{2} -  t  \right),  t  \leq \tau/2$	$\frac{S_0 \tau}{2} \left( \frac{\sin(\omega \tau/4)}{\omega \tau/4} \right)^2$	$0.54\tau$	$\frac{0.84}{\tau}$	0.46
Kosinusoidal $S(t) = S_0 \cos \omega_0 t,  t  \leq \tau/2$ $\tau = T/2, T = 2\pi/\omega_0$	$\frac{2S_0 \tau}{\pi} \frac{\cos(\omega \tau/2)}{1 - (\omega \tau/\pi)^2}$	$0.596\tau$	$\frac{0.73}{\tau}$	0.43
Qo'ng'iroqsimon $S(t) = S_0 e^{-\beta^2 t^2}$	$\frac{S_0 \sqrt{\pi}}{\beta} e^{-\omega^2/4\beta^2}$	$\frac{0.825}{\beta}$	$0.26\beta$	0.22

$S(t)$  uzilgan impuls signal (eksponenta va to'g'riburchakli impuls shaklidagi) uchun  $\mu = \tau_c \cdot \Delta f_c$  ancha kattaligi bilan ajralib turadi, birinchi hosilasi  $S'(t)$  uziladigan impuls (uchburchak va kosinusoidal shakldagi) uchun avvaldagidan nisbatan kichik, o'zi ham hamma hosilalari ham uzluksizligi bilan ajralib turadigan qo'ng'iroqsimon impuls uchun eng kichik bo'ladi.

Yuqoridagilardan shunday hulosalar qilish kerak: impuls ko'rinishidagi signal spektri effektiv kengligi uning davomiyligi bilan quyidagicha bog'liqlikka ega:

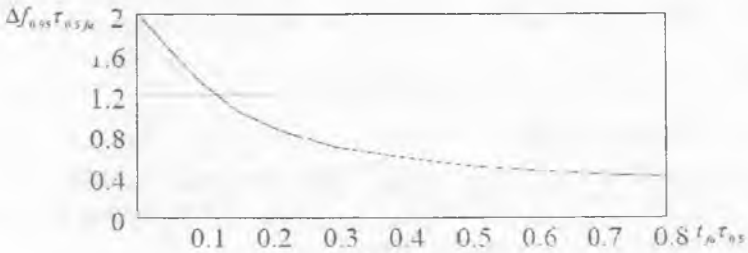
$$\Delta f_c = \mu / \tau_c,$$

bunda,  $\mu$  – impuls shakli va  $k_e$  – signal to'liq energiyasining tanlangan sathiga, shu bilan birga tanlangan  $\tau$  va  $\Delta f$  stahiga ham bog'liq bo'lgan koeffitsient.

$k_e = 0.95$  (95%) qiymati uchun turli signallar spektri effektiv kengligini hisoblash natijalari I.2-jadvalda keltirilgan.

Impuls	$\Delta f_{0.5} = \Delta f_{0.95}$
To'rtburchaksimon	$2/\tau$
$\tau_{0.9} / \tau_{0.5} = 0.2$ eksponensial frontli	$0.9/\tau$
$\tau_{0.9} / \tau_{0.5} = 0.1$ eksponensial frontli	$1.37/\tau$
Trapesiadasimon	$0.9/\tau$
Uchburchaksimon	$0.94/\tau$
Kosinusoidal	$1/\tau$
Qo'ng'iroqsimon	$0.31/\beta$

Impuls shaklidagi signal spektri effektiv kengligini 1.1-rasmdagi grafik orqali ham aniqlash mumkin. Ushbu rasmdagi grafik va 1.2-jadvalda quyidagi belgilash va qiymatlardan foydalanilgan:  $\tau_{0.5}$  – impuls amplitudasi kattaligining yarmiga (  $0.5U$  ) teng sathdagi qiymati;  $t_{0.9}$  – impuls signal old fronti aktiv davomiyligi bo'lib, impuls signal o'zining  $0.1U$  va  $0.9U$  qiymatlariga erishgan vaqt oniy qiymatlari orasidagi farq orqali aniqlanadi.



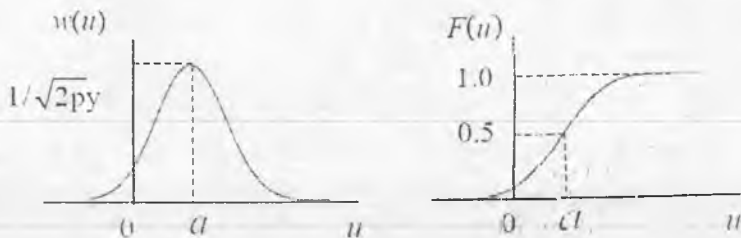
1.1-rasm.

### 1.5. Normal taqsimot qonuni. Ehtimollik integrali

Bu qonundan nafaqat radiotexnikada, shu bilan birga juda ko'p fan sohaslarida ham foydalaniladi, chunki tabiatan turli bo'lgan tasodifiy kattaliklar normal taqsimot qonuniga mos yoki yaqin bo'lgan qonunga bo'ysunadi (1.2-rasm) va quyidagi matematik formula orqali ifodalanadi:

$$w(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(u-a)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} = \frac{1}{\sigma} w(x), \quad (I.1)$$

bunda,  $x=(u-a)/\sigma$  – tasodifiy kattalik  $U$  ning nisbiy o'zgarishi bo'lib, natijada  $u=x\sigma+a$ ;  $w(x)$  – dispersiyasi birga teng holat uchun ehtimollik zichligi (I.3-jadval).



I.2-rasm.

I.3-jadval.

$w(x)$  funksiya qiymatlari

x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)
0.0	.3989	0.6	.3332	1.2	.1942	1.8	.0790	2.4	.0224	3.0	.0044
0.1	.3970	0.7	.3123	1.3	.1714	1.9	.0656	2.5	.0175	3.2	.0024
0.2	.3910	0.8	.2897	1.4	.1497	2.0	.0540	2.6	.0136	3.4	.0012
0.3	.3814	0.9	.2661	1.5	.1295	2.1	.0440	2.7	.0104	3.6	.0006
0.4	.3838	1.0	.2420	1.6	.1109	2.2	.0355	2.8	.0079	3.8	.0003
0.5	.3521	1.1	.2179	1.7	.0940	2.3	.0283	2.9	.0060	4.0	.0001

Tasodifiy kattalik  $X$  qiymatining  $(-\infty, x)$  oralig'ida bo'lishi ehtimolligi  $w(x)$  ehtimollik zichligidan  $-\infty$  dan  $x$  gacha oralig'ida olingan integraliga teng bo'lqdi, ya'ni

$$P(-\infty \leq X \leq x) = F(x) = \int_{-\infty}^x w(z) dz = \Phi(x), \quad (I.2)$$

bunda,

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-z^2/2} dz, \quad \Phi(-x) = 1 - \Phi(x) \quad (I.3)$$

– jadval shakliga keltirilgan ehtimollik integrali, uni ba'zan Kramp funksiyasi deb ham ataladi.

Ehtimollik integrali  $\Phi(x)$  qiymatlari

$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$
0.0	.5000	0.6	.7257	1.2	.8849	1.8	.9641	2.4	.9918	3.0	.9986
0.1	.5598	0.7	.7580	1.3	.9032	1.9	.9713	2.5	.9938	3.2	.9990
0.2	.5793	0.8	.7881	1.4	.9192	2.0	.9772	2.6	.9953	3.4	.9993
$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$	$x$	$\Phi(x)$
0.3	.6179	0.9	.8159	1.5	.9332	2.1	.9821	2.7	.9965	3.6	.9995
0.4	.6554	1.0	.8413	1.6	.9452	2.2	.9861	2.8	.9974	3.8	.9997
0.5	.6915	1.1	.8643	1.7	.9554	2.3	.9893	2.9	.9981	4.0	.9999

Tasodifiy kattaliklarni baholashda foydalaniladigan asosiy matematik kattaliklar:

Matematik kutilma.....  $m = a$ ;

O'rtacha kvadratik siljish (farqlanish).....  $\sigma$ ;

O'rtacha siljish (farqlanish).....  $E = 0.66\sigma$ ;

Ikkinchi markaziy moment (dispersiya).....  $D = \mu_2 = \sigma^2$ ;

Uchinchi markaziy moment.....  $\mu_3 = 0$ ;

Assimmetriklik koeffisienti.....  $\gamma_1 = \mu_3 / \sigma^3 = 0$ ;

To'rtinchi markaziy moment .....  $\mu_4 = 3\sigma^4$ ;

Eksess koeffisienti.....  $\gamma_2 = \mu_4 / D^2 - 3 = 0$ ;

Entropiya .....  $H = \ln(\sigma \sqrt{2\pi e})$ .

**Ilova 6. Nochiziqli element volt-amper xarakteristikasi darajali ko'phad bilan approksimatsiyalashdan foydalanib tok garmonikalari va spektrini tahlil etishga oid misollar**

#### *Garmonik tashkil etuvchilar tahlili*

Quyida

$$v = f(x) = a_0 + a_1x^1 + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4.$$

$$x = x(t) = X_0 + X_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

uchun inersiyasiz nochiziqli element orqali o'tuvchi tok tashkil etuvchilari amplituda va fazalari keltirilgan.



T/R	Ko'phad hadlari	Tashkil etuvchilar chastota va fazasi	Tashkil etuvchilar amplitudasi
1	$a_0$	0	$a_0$
2	$a_1 x$	0	$a_1 X_0$
3		$\omega_0, \varphi_0$	$a_1 X_m$
4	$a_2 x^2$	0	$a_2 X_0^2 + a_2 X_m^2 \cdot 2$
5		$\omega_0, \varphi_0$	$2a_2 X_0 X_m$
6		$2\omega_0, 2\varphi_0$	$(a_2 \cdot 2) X_m^2$
7	$a_3 x^3$	0	$a_3 X_0^3 + (3 \cdot 2) a_3 X_0 X_m^2$
8		$\omega_0, \varphi_0$	$3a_3 X_0^2 X_m + (3 \cdot 4) a_3 X_m^3$
9		$2\omega_0, 2\varphi_0$	$(3/2) a_3 X_0 X_m^2$
10		$3\omega_0, 3\varphi_0$	$(1/4) a_3 X_m^3$
11	$a_4 x^4$	0	$a_4 X_0^4 + (3 \cdot 8) a_4 X_m^4$
12		$\omega_0, \varphi_0$	$4a_4 X_0^3 X_m - 3a_4 X_0 X_m^3$
13		$2\omega_0, 2\varphi_0$	$3a_4 X_0^2 X_m^2 + (1/2) a_4 X_m^4$
14		$3\omega_0, 3\varphi_0$	$a_4 X_0 X_m^3$
15		$4\omega_0, 4\varphi_0$	$(1/8) a_4 X_m^4$

$$y(t) = Y_0 + Y_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + Y_2 \cos 2(\omega_0 t + \varphi_0) - Y_3 \cos 3(\omega_0 t + \varphi_0) + Y_4 \cos 4(\omega_0 t + \varphi_0)$$

bunda,  $Y_0 = b_0 + (1/2) a_2 X_0 + (3/2) a_2 X_0 X_m^2 + (3 \cdot 8) a_4 X_m^4$ .

$$Y_1 = b_1 X_m + (3 \cdot 4) a_3 X_m^3 + 3a_4 X_m^3, \quad Y_2 = (1/2) b_2 X_m^2 + (1/2) a_4 X_m^2,$$

$$Y_3 = (1/4) b_3 X_m^3, \quad Y_4 = (1/8) b_4 X_m^4;$$

bu yerda

$$\dot{b}_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n y}{dx^n} \Big|_{x=X_0}, \quad b_0 = a_0 + a_1 X_0 + a_2 X_0^2 + a_3 X_0^3 + a_4 X_0^4,$$

$$b_1 = b_1' = a_1 + 2a_2 X_0 + 3a_3 X_0^2 + 4a_4 X_0^3,$$

$$b_2 = b_2' = a_2 + 3a_3 X_0 + 6a_4 X_0^2,$$

$$b_3 = b_3' = a_3 + 4a_4 X_0, \quad b_4 = b_4' = a_4.$$

### Spektral tashkil etuvchilari tahlili

Quyida

$$y = f(x) = b_0 + b_1x^1 - b_2x^2 + b_3x^3.$$

$$x = x(t) = X_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + X_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + X_3 \cos(\omega_3 t - \varphi_3).$$

uchun tok spektral tashkil etuvchilari amplituda va fazalari keltirilgan.

T/R	Ko'phad hadlari	Tashkil etuvchilar chastota va fazasi	Tashkil etuvchilar amplitudasi
1	$b_0$	0	$b_0$
2	$b_1x$	$\omega_1, \varphi_1$	$a_1 X_1$
3		$\omega_2, \varphi_2$	$a_1 X_2$
4		$\omega_3, \varphi_3$	$a_1 X_3$
5		0	$a_2 (X_1^2 + X_2^2 - X_3^2)$
6	$b_2x^2$	$2\omega_1, 2\varphi_1$	$a_2 X_1^2 / 2$
7		$2\omega_2, 2\varphi_2$	$a_2 X_2^2 / 2$
8		$2\omega_3, 2\varphi_3$	$a_2 X_3^2 / 2$
9		$\omega_1 \mp \omega_2, \varphi_1 \mp \varphi_2$	$a_2 X_1 X_2$
10		$\omega_1 \mp \omega_3, \varphi_1 \mp \varphi_3$	$a_2 X_1 X_3$
11		$\omega_2 \mp \omega_3, \varphi_2 \mp \varphi_3$	$a_2 X_2 X_3$
12	$b_3x^3$	$\omega_1, \varphi_1$	$(3/4)a_3 X_1 (X_1^2 - 2X_2^2 + 2X_3^2)$
13		$\omega_2, \varphi_2$	$(3/4)a_3 X_2 (X_2^2 - 2X_3^2 + 2X_1^2)$
14		$\omega_3, \varphi_3$	$(3/4)a_3 X_3 (X_3^2 - 2X_2^2 + 2X_1^2)$
15		$2\omega_1 \mp \omega_2, 2\varphi_1 \mp \varphi_2$	$(3/4)a_3 X_1^2 X_2$
16		$2\omega_1 \mp \omega_3, 2\varphi_1 \mp \varphi_3$	$(3/4)a_3 X_1^2 X_3$
17		$2\omega_2 \mp \omega_3, 2\varphi_2 \mp \varphi_3$	$(3/4)a_3 X_2^2 X_3$

T/P	Ko'phad hadlari	Tashkil etuvchilar chastota va fazasi	Tashkil etuvchilar amplitudasi
18		$\omega_1 \mp 2\omega_2, \varphi_1 \mp 2\varphi_2$	$(3/4)a_3 X_1 X_2^2$
19		$\omega_1 \mp 2\omega_2, \varphi_1 \mp 2\varphi_3$	$(3/4)a_3 X_1 X_3^2$
20		$\omega_2 \mp 2\omega_3, \varphi_2 \mp 2\varphi_3$	$(3/4)a_3 X_2 X_3^2$
21		$\omega_1 \mp \omega_2 \mp \omega_3, \varphi_1 \mp \varphi_2 \mp \varphi_3$	$(3/4)a_3 X_1 X_2 X_3$
22		$3\omega_1, 3\varphi_1$	$(1/4)a_3 X_1^3$
23		$3\omega_2, 3\varphi_2$	$(1/4)a_3 X_2^3$
24		$3\omega_3, 3\varphi_3$	$(1/4)a_3 X_3^3$

### Ilava 7. Berg koeffitsientlarini hisoblash formulalari

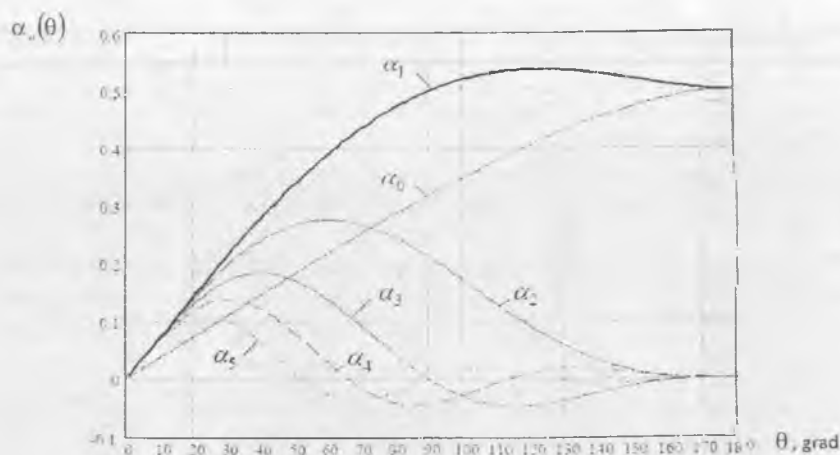
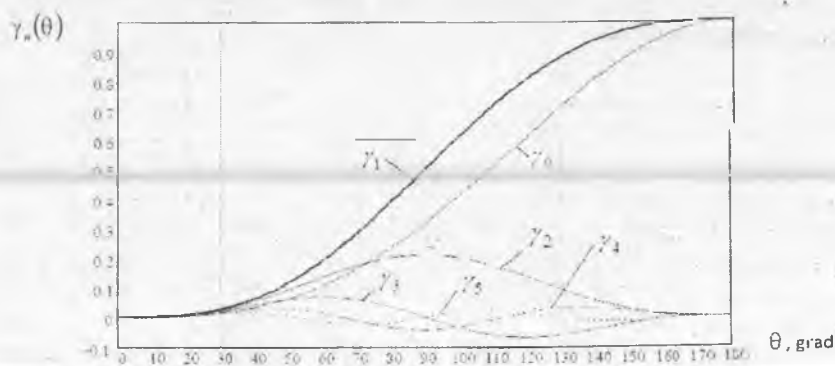
$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{SU_m} = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{SU_m} = \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi}$$

$$\gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{SU_m} = \frac{2 \sin(n\theta)\cos\theta - n \cos(n\theta)\sin\theta}{\pi(n^2 - 1)}, \quad n = 2, 3, 4, \dots$$

$$\alpha_n(\theta) = \frac{I_n}{I_{\max}} = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos\theta}, \quad I_{\max} = SU_m(1 - \cos\theta)$$

$$\cos\theta = (\mathcal{L}_R - \mathcal{L}_0) / U_m \text{ arap } S > 0, \quad \cos\theta = (\mathcal{L}_0 - \mathcal{L}_R) / U_m \text{ arap } S < 0.$$

$\theta$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$10\gamma_3$	$10\gamma_4$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$10\alpha_3$	$10\alpha_4$
5	.0001	.0001	.0001	.0014	.0014	.0185	.0370	.0369	.3678	.3658
10	.0006	.0011	.0011	.0109	.0107	.0370	.0738	.0731	.7203	.7049
15	.0019	.0038	.0037	.0355	.0388	.0555	.1102	.1080	1.0430	.9930
20	.0045	.0088	.0085	.0798	.0730	.0739	.1461	.1408	1.3229	1.2102
25	.0086	.0170	.0160	.1452	.1258	.0923	.1811	.1710	1.5494	1.5432
30	.0148	.0288	.0265	.2297	.1857	.1106	.2152	.1980	1.7147	1.3859
35	.0233	.0449	.0400	.3280	.2423	.1288	.2482	.2214	1.8138	1.3401
40	.0344	.0655	.0564	.4317	.2842	.1469	.2799	.2409	1.8454	1.2146
45	.0483	.0908	.0750	.5305	.3001	.1649	.3102	.2562	1.8113	1.0246
50	.0653	.1210	.0954	.6132	.2822	.1828	.3388	.2671	1.7166	.7900
55	.0855	.1560	.1166	.6690	.2272	.2005	.3658	.2735	1.5689	.5328
60	.1090	.1955	.1378	.6892	.1378	.2180	.3910	.2757	1.3783	.2757
65	.1359	.2392	.1580	.6676	.0226	.2353	.4143	.2736	1.1563	.0392
70	.1661	.2866	.1761	.6022	-.1050	.2524	.4356	.2676	.9153	-.1596
75	.1996	.3371	.1912	.4950	-.2288	.2693	.4548	.2580	.6678	-.3086
80	.2363	.3900	.2027	.3520	-.3320	.2860	.4720	.2453	.4259	-.4018
85	.2759	.4446	.2098	.1828	-.4005	.3023	.4870	.2298	.2003	-.4387
90	.3183	.5000	.2122	.0000	-.4244	.3183	.5000	.2122	.0000	-.4244
95	.3631	.5554	.2098	-.1828	-.4005	.3340	.5109	.1930	-.1682	-.3684
100	.4099	.6100	.2027	-.3520	-.3320	.3493	.5197	.1727	-.2999	-.2829
105	.4584	.6629	.1912	-.4950	-.2288	.3642	.5266	.1519	-.3932	-.1817
110	.5081	.7134	.1761	-.6022	-.1050	.3786	.5316	.1312	-.4488	-.0782
115	.5585	.7608	.1580	-.6676	.0226	.3926	.5348	.1110	-.4693	.0159
120	.6090	.8045	.1378	-.6892	.1378	.4060	.5363	.0919	-.4594	.0919
125	.6591	.8440	.1166	-.6690	.2272	.4188	.5364	.0741	-.4252	.1444
130	.7081	.8790	.0954	-.6132	.2822	.4310	.5350	.0581	-.3733	.1718
135	.7554	.9092	.0750	-.5305	.3001	.4425	.5326	.0439	-.3108	.1758
140	.8004	.9345	.0564	-.4317	.2842	.4532	.5292	.0319	-.2445	.1609
145	.8424	.9551	.0400	-.3280	.2423	.4631	.5250	.0220	-.1803	.1332
150	.8808	.9712	.0265	-.2297	.1857	.4720	.5204	.0142	-.1231	.0995
155	.9150	.9830	.0160	-.1452	.1258	.4800	.5157	.0084	-.0762	.0660
160	.9442	.9912	.0085	-.0798	.0730	.4868	.5110	.0044	-.0411	.0376
165	.9678	.9962	.0037	-.0355	.0338	.4923	.5068	.0019	-.0181	.0172
170	.9854	.9989	.0011	-.0109	.0107	.4965	.5033	.0005	-.0055	.0054
175	.9963	.9999	.0001	-.0014	.0014	.4991	.5009	.0001	-.0007	.0007
180	1.000	1.000	.0000	0.0000	0.0000	.5000	.5000	.0000	0.0000	0.0000



I.3-rasm.

### Ilova 8. Bessel funksiyalari

$$\sin(x \sin \alpha) = 2J_1(x) \sin \alpha - 2J_3(x) \sin 3\alpha + \dots,$$

$$\sin(x \cos \alpha) = 2J_1(x) \cos \alpha - 2J_3(x) \cos 3\alpha + \dots,$$

$$\cos(x \sin \alpha) = J_0(x) - 2J_2(x) \cos 2\alpha - 2J_4(x) \cos 4\alpha + \dots,$$

$$\cos(x \cos \alpha) = J_0(x) - 2J_2(x) \cos 2\alpha + 2J_4(x) \cos 4\alpha - \dots,$$

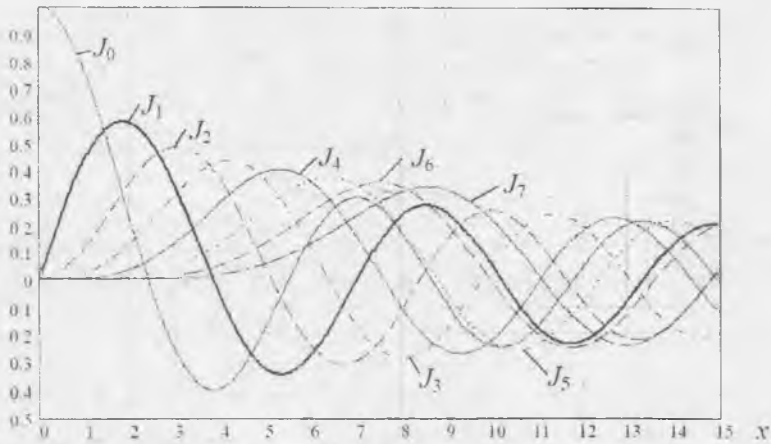
bunda,  $J_n(x)$  – birinchi tur Bessel funksiyasi  $n$ -tartibli koeffitsienti. Bessel funksiyalari qiymatlari I.6-jadvalda va grafigi I.4-rasmda keltirilgan. I.7-jadvalda

birinchi tur Bessel funksiyasining  $J_n(x)$  qiymati nolga teng bo'luvchi  $x$  ning qiymatlarini keltirilgan.

1.6-jadval.

$x$	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$	$J_9(x)$
0.0	1.000	.600	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
0.5	.938	.242	.051							
1.0	.765	.440	.115	.019	.002	.000	.000	.000	.000	.000
1.5	.512	.558	.232							
2.0	.224	.577	.353	.129	.034	.007	.001	.000	.000	.000
2.5	-.048	.497	.446							
3.0	-.260	.339	.486	.309	.132	.043	.011	.002	.000	.000
3.5	-.380	.137	.459							
4.0	-.397	-.066	.364	.430	.281	.132	.049	.015	.004	.001
4.5	-.320	-.231	.218							
5.0	-.178	-.328	.047	.365	.391	.261	.131	.053	.018	.005
5.5	-.007	-.341	-.117	.252	.396	.320	.187	.087	.034	.011
6.0	.151	-.277	-.243	.115	.358	.362	.246	.129	.056	.021
6.5	.260	-.154	-.307	-.035	.274	.373	.300	.180	.088	.037
7.0	.300	-.005	-.301	-.168	.158	.348	.339	.234	.128	.059
7.5	.266	.135	-.230	-.257	.024	.283	.353	.283	.175	.087
8.0	.172	.235	-.113	-.291	-.105	.186	.338	.320	.223	.126
8.5	.042	.273	.022	-.261	-.206	.067	.286	.337	.269	.169
9.0	-.090	.245	.145	-.181	-.265	-.055	.204	.327	.305	.215
9.5	-.194	.162	.228	-.065	-.268	-.160	.099	.268	.323	.256
10.0	-.246	.043	.254	.058	-.220	-.234	-.014	.217	.318	.292
10.5	-.237	-.079	.222	.162	-.128	-.260	-.120	.123	.283	.310
11.0	-.171	-.177	.139	.227	-.015	-.238	-.202	.018	.225	.309
11.5	-.068	-.228	.028	.237	.096	-.170	-.244	-.084	.142	.282
12.0	.048	-.223	-.085	.195	.182	-.073	-.244	-.170	.045	.230
12.5	.147	-.165	-.173	.110	.225	.035	-.198	-.224	-.054	.156
13.0	.207	-.070	-.218	.003	.219	.132	-.118	-.241	-.141	.067
13.5	.215	.038	-.209	-.103	.164	.197	-.018	-.213	-.203	-.027
14.0	.171	.133	-.152	-.177	.076	.220	.081	-.151	-.232	-.114
14.5	.088	.193	-.061	-.209	-.026	.195	.160	-.062	-.220	-.181
15.0	-.014	.205	.042	-.194	-.119	.130	.206	.034	-.174	-.220

$J_n(x)$	$J_n(x)$ qiymati nolga teng bo'luvchi $x$ ning qiymatlari								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$J_0$	2.40	5.52	8.65	11.79	14.93	18.07	21.21	24.35	27.49
$J_1$	3.83	7.01	10.17	13.32	16.47	19.62	22.76	25.90	29.05
$J_2$	5.14	8.41	11.62	14.80	17.96	21.12	24.27	27.42	30.57
$J_3$	6.38	9.76	13.02	16.22	19.41	22.58	25.75	28.91	32.06
$J_4$	7.59	11.06	14.37	17.62	20.83	24.02	27.20	30.37	33.54
$J_5$	8.77	12.34	15.70	18.98	22.22	25.43	28.63	31.81	34.99
$J_6$	9.94	13.59	17.00	20.32	23.59	25.82	30.03	33.23	36.42
$J_7$	11.09	14.82	18.29	21.64	24.93	28.19	31.42	34.64	37.84
$J_8$	12.22	16.04	19.55	22.95	26.27	29.55	32.80	36.03	39.24

 $J_n(x)$ 

I.4-rasm.

### Ilova 9. Bessel modifikatsiyalashtirilgan funksiyalari

Matematika faniga oid adabiyotlarda odatda bu funksiya  $I_n(x)$  orqali belgilanadi. Radiotexnikada tokni  $I$  orqali belgilash qabul qilingani uchun Bessel

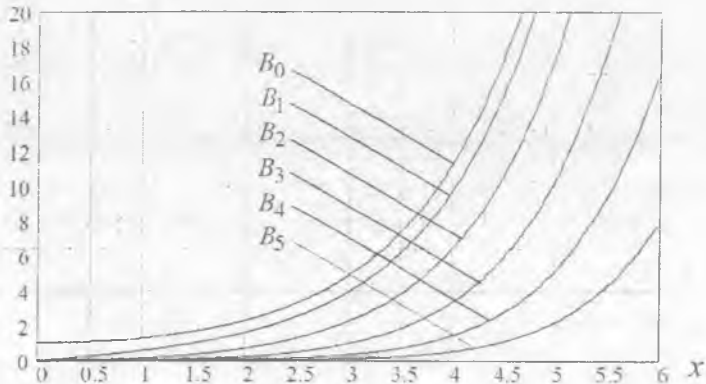
modifikatsiyalashtirilgan funksiyasini  $B_n(x)$  orqali belgilaymiz. Ular quyidagi darajali ko'phad bilan ifodalanishlari mumkin.

$$B_n(x) = (x/2)^n \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x^2/4)^k}{k! \Gamma(n+k+1)}$$

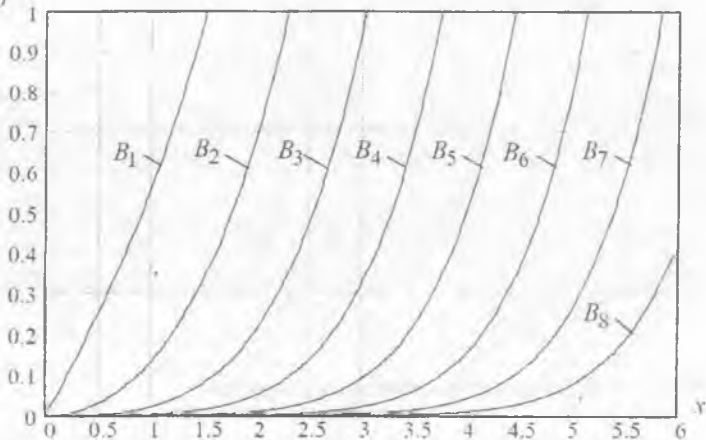
bunda,  $\Gamma(n+k+1) = (n+k)!$  – gamma funksiya.

Ba'zi Bessel modifikatsiyalashtirilgan funksiyalari grafigi 1.5-rasmda va ularning qiymatlari 1.8-jadvalda keltirilgan.

$B_n(x)$



$B_n(x)$



1.5-rasm.



I.8-jadval.

	$B_0(x)$	$B_1(x)$	$B_2(x)$	$B_3(x)$	$B_4(x)$	$x$	$B_0(x)$	$B_2(x)$	$B_2(x)$	$B_3(x)$	$B_4(x)$
0.0	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	-	-	-	-	-	-
0.2	1.01	0.10	0.01	0.00	0.00	3.2	5.75	4.75	2.79	1.25	0.45
0.4	1.04	0.20	0.02	0.00	0.00	3.4	6.78	5.67	3.45	1.61	0.60
0.6	1.09	0.31	0.05	0.00	0.00	3.6	8.03	6.79	4.25	2.07	0.81
0.8	1.17	0.43	0.08	0.01	0.00	3.8	9.52	8.11	5.23	2.63	1.08
1.0	1.27	0.57	0.14	0.02	0.00	4.0	11.3	9.76	6.42	3.34	1.42
1.2	1.39	0.71	0.20	0.04	0.01	4.2	13.4	11.7	7.87	4.21	1.85
1.4	1.55	0.89	0.29	0.06	0.01	4.4	16.0	14.0	9.63	5.30	2.40
1.6	1.75	1.08	0.39	0.10	0.02	4.6	19.1	16.9	11.8	6.64	3.11
1.8	1.99	1.32	0.53	0.15	0.03	4.8	22.8	20.3	14.4	8.29	3.99
2.0	2.28	1.59	0.69	0.21	0.05	5.0	27.2	24.3	17.5	10.3	5.11
2.2	2.63	1.91	0.89	0.30	0.08	5.2	32.6	29.3	21.3	12.8	6.51
2.4	3.05	2.30	1.13	0.41	0.11	5.4	39.0	35.2	26.0	15.9	8.27
2.6	3.55	2.76	1.43	0.55	0.17	5.6	46.7	42.3	31.6	19.7	10.5
2.8	4.16	3.30	1.80	0.73	0.23	5.8	56.0	50.9	38.5	24.4	13.2
3.0	4.88	3.95	2.25	0.96	0.33	6.0	67.2	61.3	46.8	30.2	16.6

**Bova 10. Radiotexnik zanjirlar va signallar fanidan yaratilgan virtual laboratoriya ishlari ro'yxati**

1.	Tebranishlarni cheklagich. Chastota ko'paytirgich.
2.	Amplituda modulyatorini tahlil etish.
3.	Amplituda modulyatsiyali signallarni detektorlash.
4.	Chastota o'zgartirgichni tadqiq etish.
5.	Chastota modulyatori va chastota detektorini tadqiq etish.
6.	Sinxron detektorlarni tadqiq etish.
7.	Bir mintaqali va balansli modulyatorni tadqiq qilish
8.	Uzluksiz signallarni vaqt bo'yicha diskretlash
9.	Diskret modulyatsiyalangan signallarni tadqiq etish
10.	Davriy bo'lmagan signallarning spektrlarini tadqiq etish
11.	Davriy signallarning spektrlarini tadqiq etish
12.	Davriy impulslar ketma-ketligini shakllantirish va tadqiq etish
13.	Fure qatori bo'yicha signallarni sintezlash
14.	Modulyatsiyali impuls signallarni tadqiq etish
15.	Delta modulyatsiyani tadqiq etish
16.	Tasodifiy jarayonlarning taqsimot qonunlarni tadqiq qilish
17.	Tasodifiy signallarning noinersion elementlar orqali o'tishini tadqiq etish
18.	Fazasi manipulyatsiyalangan signallarning optimal filtratsiyasini tadqiq etish
19.	Signallarni raqamli optimal filtrlash
20.	Optimal kogerent demodulyatorni tadqiq etish
21.	AM tebranishlarning tanlovchi zanjirlardan o'tishi
22.	Chastota diskriminatorini tadqiq etish

## QISQARTMALAR LUG'ATI

A	—	antenna
ABA	—	amplituda bo'yicha ajratish
AG	—	avtogenerator
AD	—	amplituda detektori
AIM	—	amplituda impuls modulyatsiyasi
AK	—	aloqa kanali
AKF	—	avtokorrelyatsiya funksiyasi
AL	—	aloqa liniyasi
AM	—	amplituda modulyatsiyasi
AMp	—	amplituda manipulyatsiyasi
ARO'	—	analog raqam o'zgartirgich
AS	—	analog signal
AFK	—	amplituda-faza konvensiyasi
ACh	—	amplituda cheklagich
AChX	—	amplituda-chastota xarakteristikasi
AE	—	aktiv element
BM	—	balans modulyator
BT	—	bipolyar tranzistor
BE	—	boshqaruvchi element
VAX	—	volt-amper xarakteristikasi
VBA	—	vaqt bo'yicha ajratish
VIM	—	vaqt impuls modulyatsiyasi
G	—	geterodin, generator
Det	—	detektor
D	—	diod
DK	—	dekoder
DMX	—	dinamik modulyatsion xarakteristika
DS	—	diskret signal
IKM	—	impuls kod modulyatsiyasi
IM	—	impuls modulyatsiyasi
K	—	koder
KAM	—	kvadratura amplituda modulyatsiyasi
KBA	—	kod bo'yicha ajratish
KIM	—	kenglik impuls modulyatsiyasi
KQ	—	kuchaytirish qurilmasi
KM	—	ko'chma modulyatsiya
KPS	—	keng polosali signali
KPSHs	—	keng polosali shovqinsimon signal
KF	—	korrelyatsiya funksiyasi

M	–	modulyator
MT	–	maydon tranzistori
MTA	–	musbat teskari aloqa
MF	–	moslashgan filtr
MChM	–	minimal chastota modulyatsiyasi
NPRZ	–	nochiziqli parametrik radiotexnik zanjir
NPE	–	nochiziqli parametrik element
NRZ	–	nochiziqli radiotexnik zanjir
NTQ	–	normal taqsimot qonuni
NFD	–	nisbiy faza detektori
NFMp	–	nisbiy faza manipulyatsiyasi
NE	–	nochiziqli element
NEZ	–	nochiziqli elektr zanjir
OK	–	operasion kuchaytirgich
OChF	–	oraliq chastota filtri
PK	–	parametrik kuchaytirgich
PRZ	–	parametrik radiotexnik zanjir
PChK	–	past chastotalar kuchaytirgichi
PChF	–	past chastotalar filtri
PE	–	parametrik element
PEZ	–	parametrik elektr zanjir
RAK	–	radioaloqa kanali
RAO	–	raqam analog o'zgartirgich
RQQ	–	radioqabullash qurilmasi
RUQ	–	radiouzatish qurilmasi
RF	–	raqamli filtr
SD	–	sinxron detektor
SQQ	–	signal qabullash qurilmasi
SMX	–	statik modulyatsion xarakteristika
SRIB	–	signallarga raqamli ishlov berish
SXN	–	signal xalaqit nisbati
SShN	–	signal shovqin nisbati
TK	–	tebranish konturi
TS	–	takt sinxronizatsiyasi
UVA	–	uzluksiz veyvlet almashtirishi
UDA	–	Uolsh diskret almashtirishi
US	–	uzluksiz signal
O'KF	–	o'zaro korrelyatsiya funksiyasi
F	–	filtr
FD	–	faza detektori
FDA	–	Fure diskret almashtirishi
FDKA	–	Fure diskret kosinus almashtirishi

FIK	–	foydali ish ko'ffisienti
FIM	–	faza impuls modulyatsiyasi
FM	–	faza modulyatsiyasi
FMp	–	faza manipulyatsiyasi
FTA	–	Fure to'g'ri almashtirishi
FTezA	–	Fure tezkor almashtirishi
FTesA	–	Fure teskari almashtirishi
FX	–	fluktuasion xalaqit
FChX	–	faza chastota xarakteristikasi
XM	–	xabar manbai
HM	–	halqasimon modulyator
SS	–	siklik sinxronizatsiya
ChA	–	chastota almashtirgich
ChBA	–	chastota bo'yicha ajratish
ChD	–	chastota detektori
ChIM	–	chastota impuls modulyatsiyasi
ChK	–	chastota ko'paytirgich
ChM	–	chastota modulyatsiyasi
ChMp	–	chastota manipulyatsiyasi
ChRE	–	chiziqli radiotexnik zanjir
ChS	–	chastota sintezatori
ChO'	–	chastota o'zgartirgich
ChFAS	–	chastotani fazaviy avtomatik sozlash
ChE	–	chiziqli element
ChEZ	–	chiziqli elektr zanjir
EM	–	elektr manbai
YuChK	–	yuqori chastotalar kuchaytirgichi
YuChF	–	yuqori chastotalar filtri

## FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR RO'YXATI

1. A.A. Abduazizov. Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. T.: Fan va texnologiyalar, 2011.
2. A.A. Abduazizov, D.A. Davronbekov. Radiouzatish va qabul qilish qurilmalari. O'quv qo'llanma. T.: Fan va texnologiyalar, 2011.
3. A.A. Abduazizov. Radiotexnika asoslari. T.: Iqtisod moliya, 2010.
4. A.A. Abduazizov. Radiouzatish qurilmalari. T.: Iqtisod moliya, 2010.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов – М.: Высшая школа, 2000.
6. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005.
7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов М. Высшая школа 2002.
8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. М. Радио и связь, 1989.
9. Каганов В.И. «Радиотехника+компьютер+MathCAD». – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
10. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие для вузов / под ред. К.А. Самойло. – М.: Радио и связь. 1982.
11. Радиотехнические цепи и сигналы. Задачи и задания. / под ред. Проф А.Н. Яковлева. – Новосибирск: изд. НГТУ. 2002.
12. Радиотехнические цепи и сигналы: Примеры и задачи / под ред. И.С. Гоноровского. – М.: Радио и связь, 1989.
13. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Руководство к решению задач. – М.: Высшая школа, 1987.
14. Теоретические основы радиотехники: Учеб.пособие / М.Т. Иванов, А.Б.Сергиенко, В.Н.Ушаков; под ред. В.Н.Ушакова. – М.: Высшая школа, 2002.
15. Жуков В.П., Карташев В.Г., Николаев А.М. Задачник по курсу радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа. 1986.
16. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М: Вильямс, 2003.
17. Прокс Дж. Цифровая связь.– М: Радио и связь, 2000.
18. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Федорова, - М; МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2004.
19. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. –М: Радиои связь, 2000.
20. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. –М: Радио и связь, 2005.
21. Хемминг Р.В. Теория кодирования и теория информации. –М: Радио и связь. 1983.

22. Теория электрической связи: Учебник для вузов: Зюко А.Г., Коржик К.И., Назаров М.В., Кловский Д.Д.; Под ред. Д.Д. Кловского – М.: Радио и связь, 1999 г.
23. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. М. Радио и связь, 1986.
24. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. Учеб. Пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1982.
25. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М Радио и связь, 1985.
26. Галлагер Р. Теория информации и надёжная связь Пер. с англ. Под ред. М.С.Пинскера и Б.С.Цыбакова. М. Сов. Радио. 1974.
27. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в систем связи. М. Связь 1972.
28. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам, 2-е Изд. М. Радио и связь, 1982.
29. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дропов А.Е. и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. – М.: АСТ, 2006.
30. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчёт помехоустойчивости передачи дискретных сообщений. Справочник. М. Радио и связь, 1981.
31. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М. – Л.Госэнергоиздат, 1956.
32. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации Под ред. А.Г Зюко. М. Радио и связь, 1985.
33. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев. Электроника. 2-е изд. прераб. и доп. – М.: Высшая школа 1991.
34. Радиотехнические устройства и элементы радиосистем: учебное пособие / В.А. Каплун, Ю.А.Браммер, С.П. Лохова, И.В. Шостак. – 2-е изд. Стер. – М.: Высшая школа, 2005.
35. Гадзиковский В.И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. – М.: Радио и связь, 2004.
36. Гадзиковский В.И. Методы проектирования цифровых фильтров. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007.
37. Гольденберг Л.М. и др. Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990.
38. Ганяев Р.М. Математические модели в задачах обработки сигналов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002.
39. Куликов Е.И. Прикладной статистический анализ. Учебное пособие для вузов. – 2-е изд. прераб. и доп. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008.
40. Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. Теоретические основы техники связи. Перевод с англ. Под ред. Р.Л. Добрушина. – М.: Мир, 1969.
41. В.И. Борисов, В.М. Зинчук и др. Помехозащищенность систем радиосвязи. С расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. Под ред. РАН В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003.

42. Талем Ю.А., Садовский В.Б. Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. – М.: Радио и связь, 1994.
43. Журавлёв В.И., Грусевич Н.П. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений. – М.: МТУСИ, 2009.
44. Френкс Л. Теория сигналов. – М.: Сов. Радио, 1974.
45. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: Физматгиз, 1962.
46. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Наука, 1964.
47. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982.
48. Денисенко А.П. Сигналы теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия телеком, 2005.
49. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники в 3-х томах. М.: Сов. Радио, 1974-1976.
50. Миддлтон. Введение в статистическую теорию связи. – М.: Сов. Радио, Т1 1961, Т2 1962.
51. Градштейн И.С., Рыжик И.М. таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Физматгиз, 1963, 1970.

## MUNDARIJA

Kirish.....	3
1. AXBOROT, XABAR VA SIGNALLAR .....	4
1.1. Elektromagnit to'liqlar.....	4
1.2. Axborot manbai va axborot oluvchi .....	7
1.3. Axborot uzatish tizimi .....	7
1.4. Xabarlar va signallar .....	8
1.5. Aloqa kanallari.....	11
1.6. Kodlash va modulyatsiyalash .....	13
1.7. Demodulyatsiya va dekodlash .....	18
1.8. Xalaqitlar va buzilishlar.....	19
1.9. Aloqa tizimlarining sifat ko'rsatkichlari.....	21
Nazorat savollari .....	24
2. SIGNALLARNI ORTOGONAL TASHKIL ETUVCHILARGA YOYISH.....	25
2.1. Signallarni ortogonal tashkil etuvchilarga yoyish to'g'risida umumiy tushunchalar .....	25
2.2. Signallarni geometrik shaklda tasvirlash.....	27
2.3. Signallarning farqlanishi.....	31
2.4. Impuls signallar.....	33
2.5. Juft va toq signallar.....	34
2.6. Yuqori chastotali modulyatsiyalanmagan signallar.....	35
2.7. Modulyatsiyalangan garmonik signallar .....	36
Nazorat savollari .....	37
3. SIGNALLARNI FURE QATORIGA YOYISH .....	38
3.1. Davriy signallarni trigonometrik Fure qatoriga yoyish va ularning spektri.....	41
3.2. Davriy bo'lmagan signallarning spektri. Spektr zichligi.....	46
3.3. Radiotexnikada foydalaniladigan signallarga misollar .....	47
3.4. Sinov signallarining turlari .....	49
3.5. Signallarning asosiy xarakteristikallari.....	51
3.6. Signallar spektrini aniqlash.....	52
3.6.1. Gauss (qo'ng'iroqsimon) impuls signal spektri .....	52
3.6.2. $\delta$ -funksiya spektri zichligi.....	53
3.6.3. Yakka sakrash funksiyasi spektri .....	54
3.6.4. Vaqt bo'yicha o'zgarmas – doimiy signal spektri.....	56
3.6.5. Kompleks eksponentaning spektri.....	56
3.6.6. Garmonik signal spektri.....	57
3.6.7. To'rtburchak shaklidagi videoimpuls spektri.....	57
3.6.8. Ixtiyoriy davriy signalning spektri zichligi .....	59
3.6.9. $\text{sinc}/x$ ko'rinishidagi signal spektri zichligi.....	59
Nazorat savollari .....	61
4. SPEKTRI POLOSASI TOR SIGNALLAR .....	63
4.1. Umumiy tushunchalar.....	63
4.2. Analitik signal.....	64



4.3. Analitik signal xossalari .....	65
Nazorat savollari .....	71
5. UZLUKSIZ SIGNALLARNI DISKRETIZATSİYALASH VA UNI DISKRET VAQTLARDA OLINGAN QIYMATLARI ASOSIDA QAYTA TIKLASH .....	73
5.1. Kotelnikov teoremasi .....	73
5.2. Kotelnikov teoremasining tasdiqi .....	74
5.3. Davomiyliqi cheklangan uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash .....	79
5.4. Diskretlangan signal spektri .....	81
Nazorat savollari .....	83
6. DISKRET SIGNALLARDA ALMASHTIRISHLAR .....	84
6.1. Fure almashtirishi .....	84
6.2. Fure diskret almashtirishi (FDA) va teskari FDA .....	87
6.3. Fure tezkor almashtirishi .....	87
6.4. Diskret kosinus almashtirish (DKA) .....	91
6.5. Uolsh almashtirishi .....	92
6.6. Adamar almashtirishi .....	95
6.7. Veyvlet almashtirishi .....	96
6.8. Gilbert almashtirishi .....	99
Nazorat savollari .....	102
7. Z-ALMASHTIRISH .....	104
7.1. Diskret vaqt tizimlari .....	104
7.2. To'g'ri va teskari z-almashtirishlar .....	105
7.2.1. Darajali qatorga yoyish usuli .....	106
7.2.2. Elementar sonlar nisbati ko'rinishida ifodalash usuli .....	106
7.2.3. Ayirish usuli .....	108
7.3. z-teskari almashtirish usullarini taqqoslash .....	108
7.4. z-almashtirishning xossalari .....	109
Nazorat savollari .....	110
8. RADIOTEXNIK ZANJIRLARNING TURLARI .....	111
8.1. Chiziqli radiotexnik zanjirlar .....	111
8.2. Nochiziqli radiotexnik zanjirlar .....	112
8.3. Parametrik radiotexnik zanjirlar .....	113
8.4. Parametrik elementlar va ularning xarakteristikallari .....	116
Nazorat savollari .....	121
9. CHIZIQLI RADIOTEXNIK ZANJIRLAR VA ULARNING ASOSIY XARAKTERISTIKALARI .....	122
9.1. Umumiy tushunchalar .....	122
9.2. Chiziqli radiotexnik zanjirlarning asosiy xarakteristikallari .....	123
9.2.1. ChRZlarning chastotaviy xarakteristikallari .....	123
9.2.2. Radiotexnik zanjirlarning vaqt xarakteristikallari .....	125
9.3. Differensiallovchi va integrallovchi radiotexnik zanjir .....	126
9.3.1. Differensiallovchi radiotexnik zanjir .....	127
9.3.2. Integrallovchi radiotexnik zanjir .....	128
9.4. Past chastotalar filtri .....	129

9.5. Parallel tebranish konturi .....	130
9.6. Kuchaytirgichlar .....	133
9.6.1. Keng polosali kuchaytirgichlar .....	133
9.6.2. Rezonans kuchaytirgichlar .....	138
9.7. Teskari bog'lanishli chiziqli radiotexnik zanjirlar .....	140
9.7.1. Teskari bog'lanishli radiotexnik zanjirning chastota xarakteristikasi .....	140
9.7.2. Kuchaytirish ko'effitsientini barqarorlash (stabilizatsiyalash) .....	143
9.7.3. Kuchaytirish qurilmasi amplituda-chastota xarakteristikasini tekislash (korreksiya qilish) .....	144
9.7.4. Kuchaytirish qurilmalaridagi nochiziqli buzilishlarni teskari bog'lanish yordamida kamaytirish .....	145
9.7.5. Teskari bog'lanishli qurilmalarning turg'unligi .....	146
Nazorat savollari .....	152
<b>10. CHIZIQLI RADIOTEKNIK ZANJIRLARNI TAHLIL ETISHI</b> .....	153
10.1. Umumiy tushunchalar .....	153
10.2. Radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning aniq usullari .....	154
10.2.1. Radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda foydalaniladigan an'anaviy, differensial tenglamalardan foydalanish usuli .....	154
10.2.2. Spektral usul .....	155
10.2.3. Integrallarni qo'shish yoki Dyumel integrali usuli (vaqt usuli) .....	158
10.3. Chiziqli radiotexnik zanjirlarni tahlil etishning taqribiy usullari .....	160
10.3.1. Taqribiy spektral usul .....	160
10.3.2. Kompleks o'rovchi usuli .....	163
10.3.3. Chastotaning oniy o'zgarishi usuli .....	168
10.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signalni tanlovchan radiotexnik zanjirdan o'tishi .....	171
Nazorat savollari .....	175
<b>11. NOCHIZIQLI ELEMENTLAR XARAKTERISTIKALARINI APPROKSIMATSIYALASH</b> .....	176
11.1. Nochiziqli rezistiv element VAXsini polinom bilan approksimatsiyalash .....	177
11.2. Nochiziqli rezistiv element VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalash .....	178
11.3. Nochiziqli rezistiv element VAXsini to'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash .....	180
11.4. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash .....	180
Nazorat savollari .....	183
<b>12. NOCHIZIQLI RADIOTEKNIK ZANJIRLARNI TAHLIL ETISH USULLARI</b> .....	184
12.1. NElarning ishlash rejimlari va ularni tahlil etish usullari .....	184
12.2. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli .....	185
12.3. Uch va besh ordinatalar usuli .....	187
12.4. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli .....	189
12.5. Kesish burchagi usuli .....	190
12.6. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish .....	194
Nazorat savollari .....	195

13. ANALOG MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR .....	197
13.1. Modulyatsiya .....	197
13.2. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar .....	197
13.3. AM signallarni olish usullari .....	200
13.3.1. Bir taktli diodli AM modulyator .....	200
13.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori .....	202
13.4. Chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallar .....	205
13.5. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish .....	209
13.6. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish .....	213
Nazorat savollar .....	214
14. DISKRET MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR .....	216
14.1. Diskret modulyatsiyalangan signallarning turlari va ularning spektrlari .....	216
14.2. Impulslar ketma-ketligini modulyatsiyalash (impulslar modulyatsiyasi) .....	221
14.3. Impuls amplitudasi modulyatsiyalangan signal spektri .....	223
Nazorat savollari .....	225
15. RAQAMLI ALOQA TIZIMLARIDA MODULYATSIYA TURLARI .....	226
15.1. Raqamli aloqa tizimlarida modulyatsiya turini tanlash mezonlari .....	226
15.2. Raqamli signallar spektri kengligini kichiklashtirish usullari .....	228
15.3. Raqamli televideniya foydalaniladigan modulyatsiya turlari .....	234
Nazorat savollari .....	236
16. RAQAMLI SIGNALLARNI UZATISH TIZIMLARINING SAMARADORLIGI VA XALAQITBARDOSHLIGI .....	237
16.1. Raqamli signallarni uzatish tizimlarining samaradorligini aniqlash .....	237
16.1.1. Chastotalar spektridan foydalanish samaradorligi .....	237
16.1.2. Raqamli signal energetik samaradorligi .....	239
16.2. Raqamli modulyatsiyalangan signallarning potensial xalaqitbardoshligi .....	244
16.2.1. Faza modulyatsiyasi .....	244
16.2.2. Kvadraturali amplituda modulyatsiyasi .....	245
Nazorat savollari .....	247
17. XABARLARNI YASHIRIN SHAKLDA UZATISH USULLARI .....	248
17.1. Garmonik tebranish shaklidagi tashuvchidan foydalanilgan holda signal spektrini kengaytirish .....	248
17.2. Axborot signallarini uni yopuvchi signal spektri ostida uzatish .....	254
17.3. Axborot uzatishda shovqinsimon signallardan foydalanish .....	254
17.4. Yashirinlikni baholash .....	257
17.5. Turli tarkibli signallarning yashirinlikni ta'minlash imkoniyatlari .....	257
Nazorat savollari .....	261
18. DETEKTORLASH .....	263
18.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash .....	263
18.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi .....	265
18.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi .....	267
18.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash .....	270
18.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash .....	272
18.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash .....	274

18.6.1. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori .....	275
18.6.2. Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori .....	276
18.6.3. O'zaro induktiv bog'langan, kirish ChM signali o'rtacha chastotasi $\omega_0$ ga sozlangan ChD .....	278
Nazorat savollari .....	280
19. NOCHIZIQLI RADIOTEXNIK QURILMALAR .....	281
19.1. Chastota ko'paytirgichlar .....	281
19.2. Signallarni kuchaytirish .....	282
19.3. Chiziqli kuchaytirgichlar .....	283
19.4. Nochiziqli kuchaytirgichlar .....	288
19.5. Chastota o'zgartirgich .....	292
19.6. Cheklagichlar .....	295
Nazorat savollari .....	298
20. AVTOGENERATORLAR .....	299
20.1. LC-avtogeneratorlarning ishlash prinsipi .....	299
20.2. Avtogeneratorlardagi energetik bog'lanishlar .....	302
20.3. Avtogeneratorlarning ishlash rejimlari .....	303
20.4. Avtogeneratorlar qo'zg'alish sharti .....	304
20.5. Avtogeneratorlar barqaror rejimi .....	308
20.6. Uch nuqtali avtogeneratorlar .....	309
20.7. RC-generatorlar .....	311
20.7.1. Faza suruvchi RC zanjirli generatorlar .....	311
20.8. Fazabalanslovchi Vinn ko'prikl RC-generatorlar .....	313
Nazorat savollari .....	315
21. PARAMETRIK QURILMALAR .....	317
21.1. Umumiy tushunchalar .....	317
21.2. Parametrik kuchaytirish .....	322
21.3. Parametrik generatsiyalash .....	324
21.4. Ko'p konturli parametrik sxemalarda quvvat balansi .....	327
Nazorat savollari .....	328
22. NOCHIZIQLI RADIOTEXNIK ZANJIRLARDA BIR NECHA SIGNALLARNING O'ZARO TA'SIRI .....	329
22.1. Kuchsiz signal sathini kuchli signal ta'sirida susayishi .....	329
22.2. Ko'chma buzilishlar .....	331
22.3. Intermodulyatsiya .....	332
22.4. Amplituda-faza konvensiyasi .....	334
22.5. Regeneratsiya .....	336
22.6. Signal chastotasini avtomatik sozlash .....	340
22.7. Sinxronizatsiya .....	346
Nazorat savollari .....	349
23. TASODIFIY JARAYONLAR. SIGNALLARNING ENERGETIK SPEKTRI .....	350

23.1. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon .....	350
23.2. Signal energetik spektri .....	358
23.3. Fluktuatsion xalaqitlar .....	361
Nazorat savollari .....	367
<b>24. TASODIFIY SIGNALLARNI CHIZIQLI VA NOCHIZIQLI</b>	
<b>ZANJIRLARDAN O'TISHI .....</b>	<b>369</b>
24.1. Signal va xalaqitlarning chiziqli tizimlar orqali o'tishi .....	369
24.2. Tasodifiy signallarning nochiziqli tizimga ta'siri .....	371
Nazorat savollari .....	374
<b>25. RADIOSIGNALARNI QABULLASHDA XALAQITBARDOSHLIK</b>	
<b>ASOSLARI .....</b>	<b>375</b>
25.1. Xalaqitbardoshlik haqida asosiy tushunchalar .....	375
25.2. Signallarni optimal qabullash mezonlari .....	377
25.3. Ikkilik aloqa kanallarida signallarni qabullashda statistik xatoliklar .....	379
25.4. Diskret xabarlarini optimal qabullash .....	382
25.5. Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolik ehtimolligi .....	387
25.6. Optimal signal qabullash xalaqitbardoshligining modulyatsiya turi ga bog'liqligi .....	390
25.6.1. Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi .....	390
25.6.2. Chastotasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi .....	391
25.6.3. Fazasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi .....	392
25.6.4. Fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi .....	393
25.7. Diskret xabarlarini nokogerent qabullash .....	396
25.8. Uzlüksiz signallarni optimal qabullash .....	400
Nazorat savollari .....	404
<b>26. SIGNALLARNI AJRATISH NAZARIYASI ASOSLARI</b>	<b>405</b>
26.1. Ko'p kanalli aloqa .....	405
26.2. Signallarni chastota bo'yicha ajratish .....	409
26.3. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish .....	412
26.4. Signallarni shakl bo'yicha ajratish .....	415
26.5. Signallarni kombinatsion ajratish usuli .....	418
Nazorat savollari .....	422
<b>27. SIGNALLARNI OPTIMAL FILTRLASH</b>	<b>423</b>
27.1. Signalni moslashgan filtrlar orqali qabullash .....	423
27.2. Moslashgan filtrning asosiy xossalari .....	426
27.3. Uzlüksiz signallarni optimal filtrlash .....	430
Nazorat savollari .....	435
<b>28. RAQAMLI FILTRLAR .....</b>	<b>436</b>
28.1. Raqamli filtrlarning turlari: impuls xarakteristikalari chekli va impuls xarakteristikalari cheksiz filtrlar .....	436
28.2. Impuls xarakteristikasi cheksiz va chekli filtrlarni tanlash .....	437
28.3. Filtrlarni loyihalash bosqichlari .....	438
28.3.1. Maxsus talablar ro'yxati .....	439
28.3.2. Raqamli filtr koeffitsientlarini hisoblash .....	441

28.3.3. Filtrni unga mos keluvchi struktura orqali ifodalash.....	442
28.3.4. Razryadlar soni cheklanganligining filtr tezkorligi va barqarorligiga ta'siri .....	446
28.3.5. Raqamli filtrni loyihalash.....	447
Nazorat savollari.....	449
ILOVALAR.....	450
QISQARTMALAR LUG'ATI.....	466
FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR RO'YXATI.....	469

1 O'QUV ZALI

*A.A.Abdugazizov, M.M. Muhidinov, Ya.T. Yusupov*

## RADIOTEKNIK ZANJIELAR VA SIGNALLAR

*Муҳаррир: А.Абдуазизов*  
*Техник муҳаррир: Я.Т.Юсупов*  
*Мусаҳҳиҳа: С.Х.Абдуллаева*

Босишга рухсат этилди. 30.11.2012 й.  
Қоғоз бичими 60x84 1/16. Times New Roman гарнитурасида терилди.  
Офсет услубида оқ қоғозда чоп этилди.  
Нашриёт ҳисоб табағи 30, шартли б.т. 32.  
Адади 100. Буюртма № 108  
Баҳоси келишув асосида

“Shams ASA” Масъулияти чекланган  
Жамияти босмахонасида чоп этилди.  
Тошкент шаҳри, Бунёдкор шоҳ кўчаси, 28.

1 O'QUV ZALI

20'000c.

IO'QUV ZALI