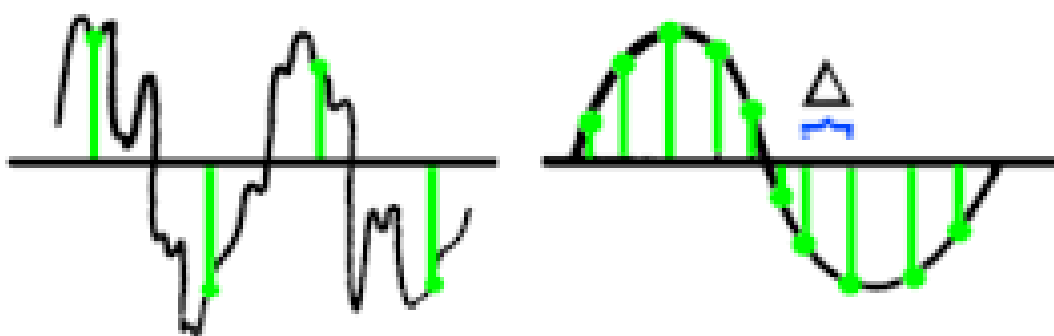


**Tulyaganov A.A., Shoyusupova X.X.,
Sabirova U.Sh., Yusupov Ya.T.**

ELEKTR ALOQA ASOSLARI

o'quv qo'llanma



Toshkent 2017

**O‘ZBEKISTON RESPUBLIKASI AXBOROT
TEKNOLOGIYALARI VA KOMMUNIKASIYALARINI
RIVOJLANTIRISH VAZIRLIGI**

**MUHAMMAD AL-XORAZMIY NOMIDAGI TOSHKENT
AXBOROT TEKNOLOGIYALARI UNVERSITYETI**

Tulyaganov A.A., Shoyusupova X.X., Sabirova U.Sh., Yusupov Ya.T.

ELEKTR ALOQA ASOSLARI

**5350100-“Telekommunikatsiya texnologiyalari” bakalavriat
ta’lim yo’nalishi talabalari uchun
o‘quv qo‘llanma**

Toshkent 2017

UO‘K: 621.391
KBK 32.88
E 45

Mualliflar: Tulyaganov A.A., Shoyusupova X.X., Sabirova U.SH.
Yusupov Y. Elektr aloqa asoslari: O‘quv qo‘llanma. Toshkent axborot texnologiyalari universiteti. – Toshkent, – 2017.: «Aloqachi», 2017, 248 bet.

O‘quv qo‘llanmada elektr aloqa asoslari haqida umumiy tushunchalar; signallar, aloqa kanallari turlari va ularning matematik modellari; raqamli signallar; modulyatsiya va demodulyatsiya; xalaqitbardoshlik; kodlash; signallarni kogerent va nokogerent qabul qilish; axborot nazariyasi haqidagi asosiy ma‘lumotlarni o‘z ichiga oladi. Telekommunikatsiya texnologiyalari sohasi oldiga qo‘yilgan vazifalarni yechish yo‘llarini belgilab beradi.

O‘quv qo‘llanma oliy o‘quv yurtlarining 5350100-“Telekommunikatsiya texnologiyalari” bakalavriat ta‘lim yo‘nalishi talabalariga mo‘ljallangan bo‘lib, undan soha mutaxassisleri va qiziquvchilar ham foydalanishlari mumkin.

Taqrizchilar:

Nazarov A.M. – Islom Kairmov nomidagi TDTU “Radiotexnik qurilmalar va tizimlar” kafedrasida mudiri, texnika fanlari doktori, professor;

Jabborov Sh.Yu. – Muhammad al-Xorazmiy nomidagi TATU “Ma‘lumotlar uzatish tizimlari va tarmoqlari” kafedrasida mudiri, t.f.n., dotsent.

O‘quv qo‘llanma TATU ilmiy-uslubiy kengashining qaroriga asosan chop etildi.

ISBN 978–9943–5034–2–7

© «Aloqachi» nashriyoti, 2017.

KIRISH

Hozirgi zamon telekommunikatsiya va aloqa tizimlari: telefoniya, internet, radioaloqa, televidenie, ko‘p kanalli uzatish tizimlari, radioeshittirish, sotali radioaloqa, sun‘iy yo‘ldosh orqali aloqa qurilmalari murakkab radioelektron tizimlar sirasiga kiradi. “Elektr aloqa asoslari” fani signallar, aloqa kanallari turlari va ularning matematik modellari; raqamli signallar; modulyatsiya va demodulyatsiya; xalaqitbardoshlik; kodlash; signallarni kogerent va nokogerent qabul qilish; axborot nazariyasi haqidagi asosiy ma‘lumotlarni o‘z ichiga oladi. Telekommunikatsiya texnologiyalari sohasi oldiga qo‘yilgan vazifalarni yechish yo‘llarini belgilab beradi. Buning uchun axborot, xabar, signal tushunchalari; turli aloqa tizimlari va ularning asosiy texnik ko‘rsatkichlari; signal va kanallarning matematik modellari; turli modulyatsiyalangan signallar va ularni qabul qilish usullari hamda ta‘minlanadigan xalaqitbardoshlik; axborot nazariyasi va kodlash haqidagi asosiy bilimlar beriladi.

“Elektr aloqa asoslari” fani telekommunikatsiya yo‘nalishining o‘quv rejasida umumkasbiy fanlar qatoriga kiritilgan bo‘lib, ushbu fan mutaxassislik fanlarini o‘rganish uchun asos bo‘lib xizmat qiladi. EAA fanida beriladigan bilimlar bir qator matematik va tabiiy-ilmiy fanlaridan olingan nazariy va amaliy bilimlarga asoslanadi.

Ushbu o‘quv qo‘llanma Toshkent axborot texnologiyalari universitetining Elektronika va Radiotexnika kafedrasida yaratilgan virtual laboratoriya ishlari va virtual laboratoriya ishlarini bajarish uchun uslubiy bo‘lib, u ushbu fanni mustaqil ravishda o‘rganish imkoniyatini beradi.

“Elektr aloqa asoslari” fanidan virtual laboratoriya ishlari DELPHI 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.

“ELEKTR ALOQA ASOSLARI” FANNINING MAQSAD VA VAZIFALARI

“Elektr aloqa asoslari” fani signallar, aloqa kanallari turlari va ularning matematik modellari; raqamli signallar; modulyatsiya va demodulyatsiya; xalaqitbardoshlik; kodlash; signallarni kogerent va nokogerent qabul qilish; axborot nazariyasi haqidagi asosiy ma'lumotlarni o'z ichiga oladi. Telekommunikatsiya texnologiyalari sohasi oldiga qo'yilgan vazifalarni yechish yo'llarini belgilab beradi. Buning uchun axborot, xabar, signal tushunchalari; turli aloqa tizimlari va ularning asosiy texnik ko'rsatkichlari; signal va kanallarining matematik modellari; turli modulyatsiyalangan signallar va ularni qabul qilish usullari hamda ta'minlanadigan xalaqitbardoshlik; axborot nazariyasi va kodlash haqidagi asosiy bilimlar beriladi. Fanni o'qitishdan maqsad talabalarda aloqa kanallari va ular orqali uzatiladigan signal turlari, optimal qabullash usullari; xalaqitbardoshlik, axborot nazariyasi va kodlash kabi tushunchalarni chuqur o'rgatish hamda olgan bilimlari asosida tegishli ko'nikma va malakalarni shakllantirishdan iborat.

Fanning vazifasi talabalarga elektr aloqa asoslari va uning kelajak rivoji haqida, zamonaviy telekommunikatsiya texnologiyalaridan samarali foydalanish, ularning ishlash jarayonini taxlil etishga, sifat va texnik ko'rsatkichlarini yaxshilashga yo'naltirilgan chora-tadbirlar ko'rishga o'rgatishdan iborat.

1- BOB. ALOQA TIZIMLARI HAQIDA ASOSIY TUSHUNCHALAR

UMUMIY MA'LUMOTLAR

1.1. Aloqa jarayoni

Bugungi kunda aloqa bizning kundalik hayotizmga turli xil yo'llar bilan kirib kelmoqda va shuning uchun uning ko'pgina jihatlarini ko'zimizdan qochirib qo'yishimiz mumkin. E'tibor bergan bo'lsangiz, bizning qo'limizdagi telefonlar, bizning kundalik hayotimizdagi radio va televideniya, ofislardagi va honadonlardagi kompyuter terminallari orqali ulangan internet tarmog'i va ommaviy ahborot vositalari dunyoning har bir burchagidan yuqori tezlikda aloqa bilan ta'minlash imkoniyatiga egadir. Aloqa ochiq dengizdagi kemalar, parvozdagi samolyotlar, raketa va sun'iy yo'ldoshlar uchun sergaklikni ta'minlaydi. Simsiz telefon liniyalar uzoqlikda joylashgan offis va u bilan aloqani ushlab turishga yordam beradi. Aloqa turli xil sensorlar yordamida o'lchanadigan havo sharoitlaridan meteoixizmatidan boxabar bo'lib turishiga yordam beradi. Albatta, aloqaning bizga u yoki boshqa yo'l orqali beradigan imkoniyatlarining ro'yxati cheksizdir.

Eng fundamental ma'noda, aloqa, quyida tasvirlangani kabi jarayonlar ketma-ketligida ma'lumotlarni bir nuqtadan ikkinchi nuqtaga yetkazish tushuniladi:

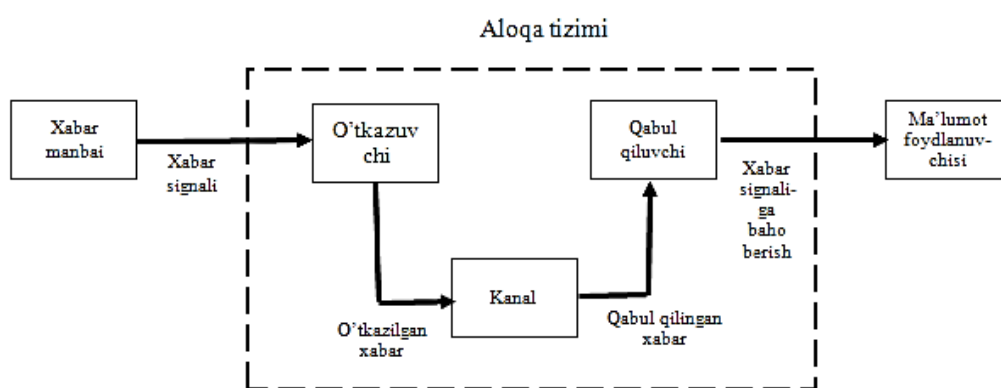
1. Xabar signalini to'plash: ovoz, musiqa, kompyuterdagi tasvirli ma'lumotlar.
2. Belgilar majmui yordamida ma'lum bir aniqlik bilan ushbu xabar signalini tasvirlash: elektrik, eshituv yoki vizual.
3. Qiziqtirayotgan jismoniy muhitga mos shaklda ushbu belgilarni kodlash.
4. Talab etiladigan joyga kodlangan belgilarni yetkazish.
5. Original belgilarni kodlash va qayta ishlash.

6. Sifatni yomonlashuviga olib keladigan original xabar signalni qayta yaratish; aloqa tizimida sifatning yomonlashuvi kamchiliklar sababli yuzaga keladi.

Aloqa qilishning ikki asosiy yo‘li mavjud:

1. Qurish uchun ko‘p harajat talab etmaydigan yangona kuchli uzatuvchi va ko‘pgina qabul qiluvchilardan foydalangan holda *xabarni yetkazish*.

2. *Nuqta-nuqta bo‘lgan aloqa*, unda aloqa yagona yetkazuvchi va qabul qiluvchi o‘rtasidagi bog‘liqlikka asosan aloqa jarayoni amalga oshiriladi.



1.1- rasm. Aloqa tizimining elementlari

Boshlangich aloqa resurslari

Aloqa tizimida ikki boshlang‘ich aloqa resurslaridan foydalaniladi: *Uzatiladigan quvvat va kanalning o‘tkazuvchi polosasi*. Uzatiladigan quvvat uzatiladigan signalning o‘rtacha quvvati bo‘lib hisoblanadi. Kanalning o‘tkazuvchanlik polosasi deb xabar signallarini o‘tkazuvchi ajratilgan polosalar chastotasiga aytiladi. Tizimlarni ishlab chiqishdan asosiy maqsad ushbu ikki resurslardan samarali foydalanishdir. Ko‘pgina kanallarda bir resurs boshqa resursdan ko‘ra muhimroq bo‘lib hisoblanishi mumkin. Shuning uchun biz aloqa kanallarini quvvati cheklangan va polosasi cheklanganga ajratamiz. Misol uchun, telefon tizimini olib qarajak, u polosa chastotasi bilan chegaralangan tizimdir,

kosmik aloqalar yoki sputnik kanallar odatda quvvati chegaralangan bo‘lib hisoblanadi.

Shovqin ta‘sirini hibolashning usuli sifatida signal-shovqin nisbatini (SShN) tizim parametri sifatida kiritish mumkin. Misol uchun SShN qabul qiluvchini kirishida SShNni o‘rtacha signal quvvatining o‘rtacha shovqini nisbatiga aytiladi, unda ikkalasi bir nuqtada o‘lchanadi. Amaliyotda SShN quvvat nisbatini 10 karra algoritmgiga nisbatan aytilib, desibellarda o‘lchanadi. Misol uchun, signal-shovqinning 10, 100, 1000 nisbati 10, 20 va 30 desibellarga tengdir.

Habar manbalari

Telekommunikatsiya muhiti 4 asosiy ma‘lumotlar manbasiga tayanadi: *nutq, musiqa, tasvirlar va kompyuter ma‘lumotlari*. Ma‘lumot manbasi ma‘lumotni o‘z ichiga oluvchi signal sifatida ham xarakterlanishi mumkin. Signal mustaqil o‘zgaruvchi rolini bajaradigan vaqtning yagona-qiymatli funksiyasi bo‘lib hisoblanadi; vaqtning har bir lazasida, funksiya o‘ziga xos qiymatga egadir. Signal *nutq, musiqa va kompyuter ma‘lumotlarida* bir-o‘lchovlidir; tasvirlarda esa ikki-qiymatli; video shakldagi ma‘lumotlarda esa uch-qiymatli; muddat davomida yig‘ilgan yirik hajmli ma‘lumotlar esa to‘rt – qiymatli bo‘ladi. TV tasvirini qayta ishlab chiqarish sifati ikki omil bilan cheklanadi:

1. Raster skanerida mavjud chiqizlar soni tasvir ravshanligini vertikal yo‘nalishda cheklaydi.

2. Video signallarni o‘tkazish uchun kanal o‘tkazish polosasi tasvir ravshanligini vertikal yo‘nalishda cheklaydi.

Raqamli matnlar uchun yo‘qotishlarsiz siqish talab etiladi. Bu yerda biz ichki moslashuvchan va tez –tez paydo bo‘ladigan belgilar manbasi guruhlarini kodlash imkoniga ega Lempel-ziv algoritmini eslatib o‘tamiz. U oddiy ingliz tili matnlarini taxminan 55% ni siqishga erisha oladi, bu esa harflar juftligini kodlashda erishiladigan siqishga tengdir.

Hozirgi bozor iqtisodiyoti sharoitida raqamli video va audio dasturlari saqlash va o‘tkazish bilan bog‘liqlarni saqlanib qolinishi uchun turli xil ishlab chiqaruvchilar tomonidan taqdim etiladigan

uskunlarni o‘zaro operatsiyalar amalga oshirish imkonini beradigan standard siqish algoritmlari kerak bo‘ladi.

JPEG tasvirni kodlash standarti inson visual tizimi cheklovlarini qo‘llagan holda haqiqiy, real dunyo, tabiat va to‘liq rangli tasvirlarni siqishga mo‘ljallangan; JPEG Birlashgan Tasviriy Ekspertlar Guruhini anglatadi. Kodlovchini kirish qismida tasvir elementlari yoki piksellar 8x8 bloklarga guruhlanadi. BKO‘ quyidagi bir-biriga bog‘liq maqsadlarni qondiradigan har bir pixelli blokni 64 koefficientli tarkibiy qismlarga ajratadi:

1. Koeffisientlar iloji boricha aloqador bo‘lmasligi lozim
2. Kirish signali quvvati iloji boricha eng kichik sonli koeffisientda joylangan bo‘lishi kerak.

MPEG -1 ushbu maqsadga erishish uchun 4 turdagi ortiqchaliklardan foydalanadi:

1. Ramkalararo (vaqtinchalik) ortiqchalik;
2. Ramkalar ichida piksellararo ortiqchalik;
3. Psixovizual ortiqchalik;
4. Entropik kodlash ortiqchaligi.

Aloqa tarmog‘i

Rasmda tasvirlangan aloqa tarmo‘gi (yoki oddiy qilib aytganda tarmoq) idrokli processorlar (shular qatorida microprocessorlar) dan iborat bir qancha ruterlarni o‘zaro bog‘lanishidan tashkil topgan. Ushbu ruterlarning birinchi maqsadi ma‘lumotlarni tarmoq orqali yo‘naltirishdir. Har bit ruter unga biritirilgan o‘zining xostiga ega; xostlar esa o‘zaro aloqada bo‘ladigan qurilmalardir. Tarmoq xostlar orasida samarali ma‘lumotlar almashinuvini ta‘minlovchi umumiy resurs uchun mo‘ljallangan va yangi dasturlar, xizmatlar uchun asos bo‘lib xizmat qiladi.

Telefon tarmoq‘i telekommunikatsiya tarmog‘i misoli sifatida elektron kommutatsiya aloqa yo‘lini yoki xostlar orasidagi doirani ta‘minlashda ishlatiladi. Doira ketma-ketlikda manbadan belgilangan joygacha bo‘lgan yo‘llanmalarni o‘zida mujassam etadi. Misol uchun,

yoʻllanmalar bir qancha foydalanuvchilarning kirishi uchun moʻljallangan umumiy kanalning vaqtli intervallaridan tashkil topishi mumkin. Doira oʻz joyida boʻlganda yetkazishning butun vaqti davomida uzluksiz qoladi. Elektron kommutatsiya odatda tarmoq tashkil etish ilmi bilan markazlashgan ierarxik nazorat mexanizmi tomonidan nazorat qilinadi.

Elektron kommutatsiya aloqasini oʻrnatish uchun mavjud boʻlgan yoʻlni tarmoq orqali uzib qoʻyiladi, soʻngra muloqot qilish istagida boʻlgan ikki xostlarning maxsus foydalanishiga topshiriladi. Xususan, qoʻngʻiroq-soʻrov signali manzilga qadar tarqatilishi kerak va uzatish boshlanishidan oldin tasdiqlanishi kerak. Shundan soʻng, tarmoq foydalanuvchilar uchun tushunarli boʻlishi lozim. Bu aloqa oʻrnatish jarayonida doiraga tutashgan polosa va resurs, doira uzib qoʻyilguncha, ikki host tomonidan “egallangan” boʻladi.

OSI ilova modelida, aloqalar va bogʻliq-alloqa funksiyalari toʻliq taʼrifga ega *interfacelar* bilan qatlamlar va darajalar seriyasi kabi tartibga solingan, va har bir qatlam oldingi qatlam asosida qurilgan. Xususan, har bir qatlam, uning oldingi funksiyalariga bogʻliq toʻplam osti vazifasini bajaradi va bu qoʻshimcha oldingi funksiyalarni bajarish uchun galdagi pastroq qatlamga tayanadi. Shu bilan birga, har bir qatlam keyingi yuqoriroq qatlamga maxsus xizmatlarni taklif etadi va yuqori qatlamni oʻsha xizmatlarni tadbiq etish tafsilotlaridan himoyalaydi. Har bir qatlam juftligi orasida *interface* mavjud. Bu *interface* pastki qatlam tomonidan yuqori qatlamga taklif qilingan xizmatlarni taʼriflaydigan *interface*dir.

OSI modeli 7 qatlamdan iborat va bu 1.3 - rasmda tasvirlangan. Shuningdek bu rasm modelning individual qatlamlari funksiyalarini tasvirini ham oʻz ichiga oladi. A tizimidagi k qatlam, boshqa bir B tizimidagi k qatlam bilan aloqa qiladi.

OSI modeli funksiyalari:

7- qatlam - Yakuniy foydalanuvchiga OSI muhitiga kirishni taʼminlaydi;

6- qatlam - Dastur qatlami tomonidan tanlangan xizmatlarni yetkazib berish uchun kirish maʼlumotlarini transformatsiya qiladi;

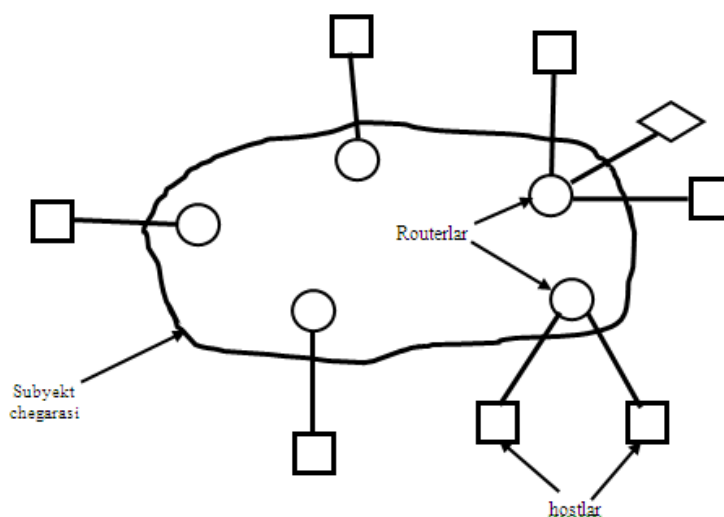
5- qatlam - Ikki hamkorlikdagi foydalanuvchilar orasidagi aloqa uchun tuzilma nazoratini taqdim etadi va ular orasidagi muloqotni tartibli boshqarishni taqdim etadi;

4- qatlam - Foydalanuvchilar orasida almashinilayotgan habarlarini uzluksiz nazorat qiladi (masalan, manbadan manzilga qadar);

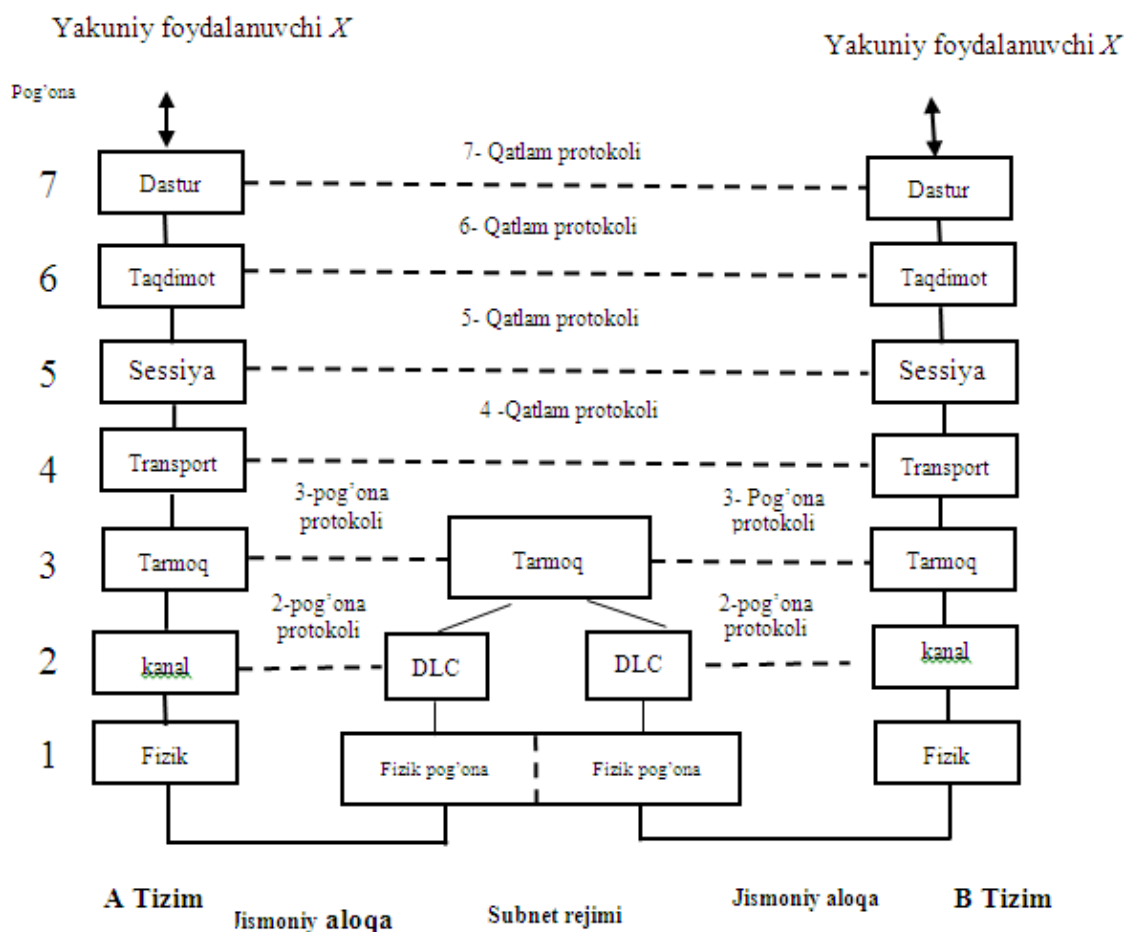
3- qatlam - Paketlarni tarmoq orqali yoʻnaltirish va oqim nazoratini amalga oshiradi. Bu yoʻnaltiruv jarayoni orqali topilgan aloqa yoʻllanmasidagi yuqori sifatni kafolatlash uchun moʻljallangan;

2- qatlam - Maʼlumotlarning kanal boʻylab ishonchli oʻtikazilishi uchun xatoliklarni nazorat qiladi;

1- qatlam - Toʻliq ishlab chiqilmagan bitlarni jismoniy kanal boʻylab oʻtkazadi; bu qatlam kanalga kirish uchun qoʻyilgan mexanik, elektrik, funksional va jarayonga tegishli talablar bilan shugʻullanadi.



1.2– rasm. Aloqa tarmogʻi



5

1.3- rasm. OSI modeli, o'rtadagi DLC qisqartmasi data link control (ma'lumot aloqa nazorati)ni bildiradi

1.2.Axborot manbai va axborot iste'molchisi

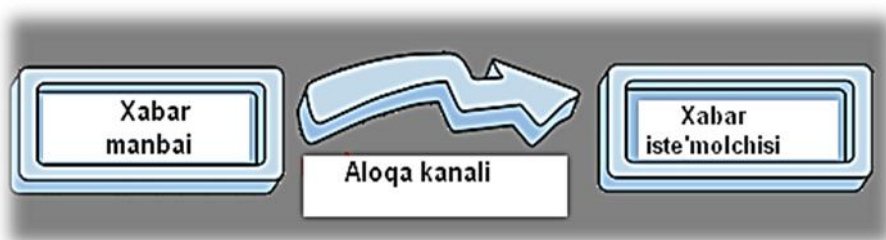
Biron bir voqea, hodisa va obyekt holati haqidagi ma'lumot **axborot deb ataladi**.

Axborot manbadan axborot oluvchiga yozma, og'zaki nutq shaklida, o'zgaruvchan va o'zgarmas tasvir shaklida va boshqa shakllarda uzatilishi mumkin.

Axborotni yetkazib berish shakli **xabar deb ataladi**.

Xabarni turli usullarda uzatish, taqsimlash, xotirada saqlash, shaklini o'zgartirish va to'g'ridan-to'g'ri axborot oluvchiga yetkazib berish mumkin.

Xabarni ma'lum bir shaklda yaratib beruvchi obyekt xabar yoki axborot manbai deb, uni qabul qiluvchisi esa **axborot iste'molchisi deb ataladi.**



1.4- rasm. Axborotni uzatish

1.3. Elektromagnit to'liqlar

Elektr aloqada xabarni manbadan iste'molchiga yetkazib berish uchun elektromagnit to'liqlardan foydalaniladi.

Elektromagnit to'liqlarning tarqalish tezligi S ga teng bo'lib, uning asosiy parametri to'liqin 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'liqinning T vaqt ichida bosib o'tgan to'g'ri masofasi to'liqin uzunligi deb ataladi va u quyidagicha aniqlanadi:

$$\lambda = s/f \quad (1.1)$$

Masalan, elektromagnit to'liqinning vakuumda tarqalish tezligi $S_0=3 \cdot 10^8$ m/s va chastotasi $f=3 \cdot 10^3$ Gts bo'lsa, unda (1.1) formulaga asosan u tarqatayotgan to'liqin uzunligi $\lambda=105$ m, agar $f=3 \cdot 10^9$ Gts= 3 GGts bo'lsa, unda $\lambda=10$ sm ga teng bo'ladi.

Radioto‘lqinlarni chastota diapazoni va to‘lqin uzunligi bo‘yicha taqsimoti

1.1-jadval

T R	Radiochastotalarni ng nomlanishi	Chastota diapazoni	Radioto‘lqin nomi	To‘lqin uzunligi
1.	Haddan tashqari past chastota (HTPCh)	3,0÷30 Gts	Dekametrl	100÷10M m
2.	Juda juda past chastota (JJPCCh)	30÷300 Gts	Megametrl	10÷1,0 Mm
3.	Infra past chastota (IPCh)	300÷3000 Gts	Gektokilometr li	1000÷100 km
4.	Juda past chastota (JPCh)	3÷30 KGts	Mirametrl	100÷10 km
5.	Past chastota (PCh)	30÷300 KGts	Kilometrl	10÷1 km
6.	O‘rta chastota (O‘Ch)	0,3÷3,0 MGts	Gektometrl	100÷10 m
7.	Yuqori chastota (YuCh)	3,0÷30,0 MGts	Dekametrl	10÷1,0 m
T R	Radiochastotalarni nomlanishi	Chastota diapazoni	Radioto‘lqin nomi	To‘lqin uzunligi
8.	Juda yuqori chastota (JYuCh)	30,0÷300 MGts	Metrli	1,0÷0,1 m
9.	Ultra yuqori chastota (UYuCh)	300÷3000 MGts	Detsimetrl	10÷1,0 dm
10 .	O‘ta yuqori chastota (JJYuCh)	3,0÷30,0 GGts	Santimetrl	1,0÷0,1 sm

11	Haddan tashqari yuqori chastota (HTYuCh)	30,0÷300,0 GGts	Millimetrli	10÷1,0 mm
12	Giper yuqori chastota (GYuCh)	300,0÷3000 GGts	Detsimillimetrli	1,0÷0,1 mm

1.4. Aloqa tizimining funksional sxemasi

Aloqa chizig'i bo'yicha uzatilayotgan $x(t)$ signalga $w(t)$ – xalaqitlar ta'sir qiladi. Agar signal xalaqit bilan qo'shilsa bunday xalaqit *additiv xalaqit* deyiladi.

$$z(t)=x(t)+w(t)$$

Agar signal xalaqit bilan ko'paytirilsa u multiplikativ xalaqit deyiladi.

Aloqa kanali deb, xabar manbasi va iste'molchisi xohlagan ikkita nuqta orasidagi texnik qurilmalar to'plamiga aytiladi.

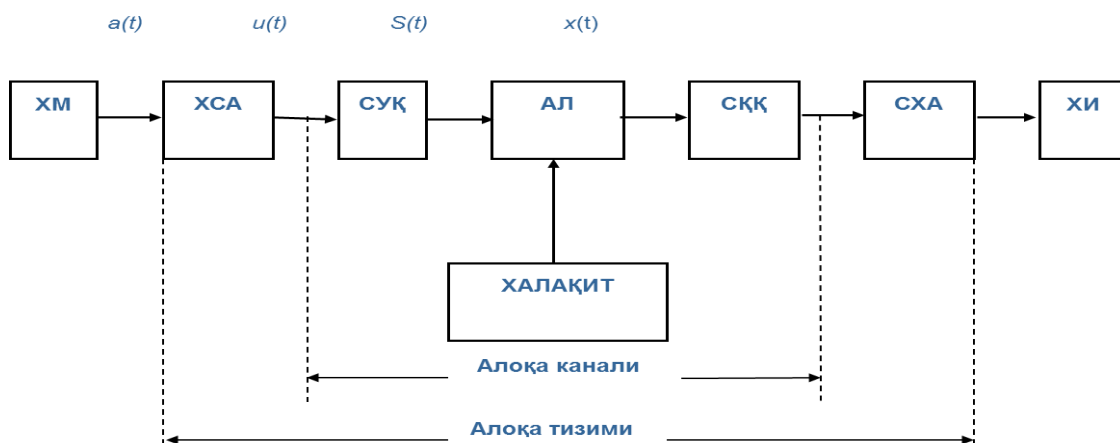
Aloqa kanallari kirishi hamda chiqishidagi signallar turiga qarab, aloqa kanallari uzluksiz va diskret bo'lishi mumkin.

Aloqa tizimining turi ham ishlatilayotgan kanal turiga mos keladi.

Aloqa tizimlari uzatilayotgan xabar turiga qarab ma'lum turlarga bo'linadi: nutq uzatish (telefoniya), harakatdagi tasvir (televideniye), tekst uzatish (telegrafiya), axborot uzatish va xokazo.

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 mobila 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) xabarlarni 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.



1.5- rasm. Aloqa tizimining funksional sxemasi

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 Gts kenglikdagi spektrga ega bo‘lgan xabarlarni 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 iyerarxiya (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 iyerarxiyasidan foydalaniladi.

Ko‘p kanalli xabar uzatish strukturaviy sxemasi 1.6-rasmda keltirilgan. Bunda xabar manbalari chiqishidagi nisbatan past chastotali $b_1(t), b_2(t), \dots b_i(t), b_N(t)$ signallar xususiy modulyatorlar $M_1, M_2, \dots M_i, M_N$ yordamida xususiy signallar $u_1(t), u_2(t), \dots u_i(t), u_N(t)$ ga aylantiriladi. Xususiy kanal signallari guruhlash (yig‘ish) qurilmasi yordamida guruh signali $u_r(t)$ ga aylantiriladi,

$$u_r(t) = \sum_{u=1}^N u_i(t). \quad (1.2)$$

Guruh signali $u_r(t)$ ajratilgan chastotalar diapazoniga guruh uzatkichi modulyatori M yordamida liniya signali $u_{\mathcal{L}}(t)$ ga aylantiriladi va aloqa liniyasi (AL) kirishiga beriladi. Hozircha, masalani osonlashtirish uchun aloqa kanali (AK) da halaqitlar yo‘q va kanalda signallar shakli buzilmaydi deb hisoblaymiz. U holda qabul qilingan signal $s(t) = Ku_{\mathcal{L}}(t)$ ga teng bo‘ladi, bunda K – aloqa kanalining uzatish koeffitsiyenti, hozircha K=1 deb hisoblaymiz. Signal qabul qilish tomonida liniyadagi signal $s_{\mathcal{L}}(t)$ guruh qabul qilish qurilmasi (GQQ) chiqishida $s_{\mathcal{L}}(t) = Ku_r(t)$ ga aylantiriladi, so‘ngra xususiy qabul qilish qurilmalari (QQ) guruh signali $Ku_r(t)$ dan har 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.

Kanal uzatkichi va birlashtirish qurilmasi bilan birga kanallarni birlashtirish apparaturasi (KBA) deb ataladi. Guruh uzatkichi (GU), aloqa liniyasi (AL) va guruh signallarini qabul qilish 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 $s_r(t)$ 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.

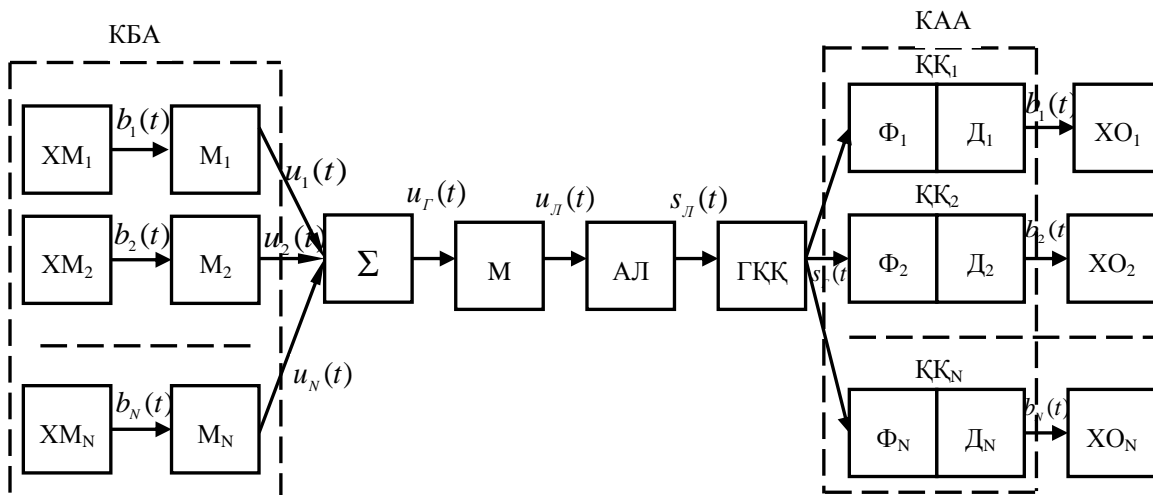
Endi ko‘p kanalli aloqa tizimlari orqali bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan holatda axborot uzatish uchun foydalaniladigan signallarga qo‘yiladigan talablarni ko‘rib chiqamiz. Signal ajratish qurilmasi bir necha kanal signallarini bir-biridan farqlashi uchun ularning har biriga xos belgilari bo‘lishi kerak. 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, shakl va boshqalar bo‘yicha ajratishga asoslanadi.

Masalan, guruh signallari umumiy trakti orqali N xususiy kanallar signallarini uzatish talab etilsin. Guruh signallari umumiy trakti har bir i -kanal signali $u_i(t)$ ni uzatish uchun yaroqli deb hisoblasak, u holda

$$u_i(t) = C_i \Psi_i(t), \quad (1.3)$$

bunda, $\Psi_i(t)$ - tashuvchi funksiyasi, C_i - uzatilayotgan xabarni aks ettiruvchi koeffitsiyent. Hamma kanal signallari (guruh signali) uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$u_r(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t) = \sum_{i=1}^N C_i \Psi_i. \quad (1.4)$$



1.6- rasm. Ko‘p kanalli xabar uzatish tizimi strukturaviy sxemasi

Guruh signali liniya signaliga aylantiriladi va uzatish trakti kirishiga beriladi. SQQ tomonida $s_{Г}(t)$ signal qayta guruh signali $s_{Г}(t)$ ga aylantiriladi. SQQ tomonida N ta kanal signallari 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 Π_{κ} 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:

$$\Pi_{\kappa}(s_i + s_k) = \Pi_{\kappa}(s_i) + \Pi_{\kappa}(s_k). \quad (1.5)$$

Signal ajratish tadbiri (prinsipi)ni matematik shaklda ifodalash mumkin. SQQsining k -chi kanali chiqishidagi aks ta’siri $s'(t)$, unga guruh signali $s_{Г}(t)$ ta’siri natijasida hosil bo‘ladi:

$$\Pi_{\kappa}\{s_{Г}(t)\} = s'_k(t) \quad (1.6)$$

Har bir k -kanal SQQ kirishiga bir vaqtda hamma N -kanal signallari ta'si etadi. SQQ faqat o'ziga tegishli $s_k(t)$ ga sezgir bo'lishi uchun quyidagi shart bajarilishi kerak:

$$s'_k(t) = \Pi_\kappa \left\{ \sum_{i=1}^N s_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_\kappa \{s_i(t)\} = \begin{cases} s_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (1.7)$$

Yoki hamma i va k lar uchun

$$\Pi_\kappa \{s_k(t)\} = \begin{cases} s'_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (1.8)$$

(1.3) ifodani (1.8) ifodaga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$\Pi_\kappa \{c_i \Psi_i(t)\} = \begin{cases} c_k \Psi_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (1.9)$$

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. Xususiyl holda $s_k(t)$ signalga aks ta'sir c_k bilan bir qiymatli bog'langan kattalik γ bo'lishi mumkin.

$$s_k(t) = \Pi_\kappa \{s_r(t)\} = \Pi_\kappa \left\{ \sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_\kappa \{c_i \Psi_i(t)\} = \gamma, \quad (1.10)$$

yoki

$$\Pi_\kappa \{c_i \Psi_i(t)\} = \begin{cases} \gamma_k, & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (1.11)$$

(1.8) va (1.10) ifodalardan quyidagi xulosani chiqarish mumkin. SQQ signal $s_k(t)$ ga nisbatan tanlovchanlik xususiyatiga ega. (1.8) va (1.10) ifodalardagi matematik amallar chiziqli elektr zanjirlar asosida

amalgam oshadi, shuning uchun unga tegishli nazariya chiziqli ajratish nazariyasi deb ataladi.

Biz ideal ajratish holatini ko'rib chiqdik, amalda signallarni ajratishda o'tish halaqitlari paydo bo'ladi.

Signallarni chiziqli ajratish sharti. Chiziqli ajratish operatori Π_k ni guruh signali $s_r(t)$ ga ta'sirini skalyar ko'paytma shaklida ifodalash mumkin:

$$\Pi_k \{s_r(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(\tau) \eta_k(t, \tau) d\tau, \quad (1.12)$$

bunda, $\eta_k(t, \tau)$ - operator Π_k ga mos bo'lgan miqdor (vazn) koeffitsiyenti. (1.5) 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 koeffitsiyentlar bir vaqtda nolga teng bo'lganda,

$$c_1 \Psi_1(t) + c_2 \Psi_2(t) + \dots + c_k \Psi_k(t) + c_N \Psi_N(t) = 0. \quad (1.13)$$

Haqiqatdan ham (1.8) va (1.10) ifodalar SQQning tanlovchanligi va ajratilishi sharti bo'lib, quyidagi shart bajarilganda amalga oshadi:

$$\Pi_k \{\Psi_i(t)\} = \gamma_{ik}, \quad i, k = 1, 2, \dots, N, \quad (1.14)$$

bunda, γ_{ik} - ajratish qurilmasining $s_i(t)$ signalga aks ta'siri bo'lib, $\gamma_{ik} = 0$ bo'ladi, agar $i \neq k$ va $\gamma_{kk} \neq 0$. Π_k operatori bilan (13.12) ifodaning har ikkala tomoniga ta'sir etib va (13) ifodani e'tiborga olib, quyidagiga erishamiz:

$$\Pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N c_i \Pi_k \{\Psi_i(t)\} = c_k \gamma_{kk} = 0. \quad (1.15)$$

Aloqa kanalida halaqitlar 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 halaqitlar bor, shuning uchun boshqa har qanday signallarga

qaraganda o‘zaro ortogonal signallar yuqori halaqitbardoshlikni ta’minlaydi. Bu holda kanal signallarini ajratuvchi chiqishidagi signal vektori, kanal signaliga mos keladi va bunday ajratuvchi (tanlovchi) qurilmalar oddiy bo‘ladi.

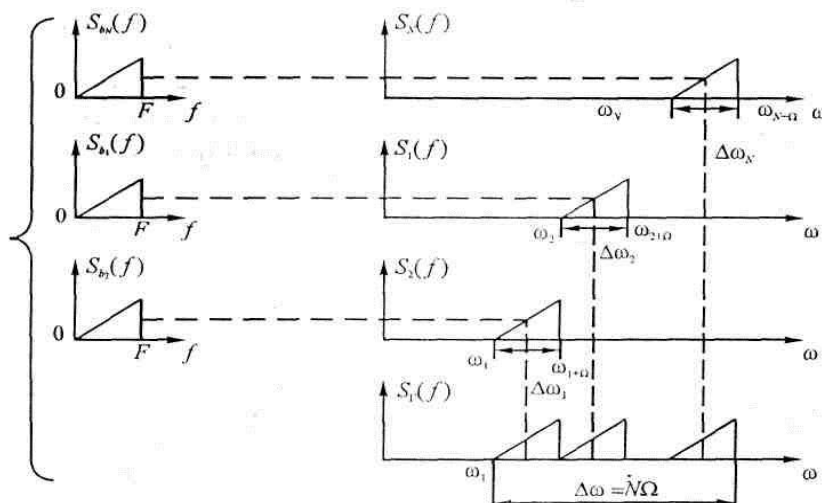
O‘zaro ortogonal signallar to‘plamini turli usullar bilan tanlash mumkin. bulardan eng keng tarqalgani chastota va vaqt bo‘yicha ajratish usuli bo‘lib, bu signallar uchun ortogonallik kanallar signali spektr va vaqt bo‘yicha bir-biridan ajralib turadi.

Signallarni chastotalari orqali 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 Gts orasida joylashgan bo‘lib, har bir kanalga 4,0 kGts 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 4kGts ga farq qiladi. Kanal filtrlari Φ_1 , Φ_2 , ... Φ_k chiqishidagi $s_k(f)$ kanal signallari mos ravishda Δf_1 , Δf_2 , ... Δf_k chastotalar polosalarini egallaydi. Qo‘sh kanallar spektri bir-biridan 900Gts 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 Δf_1 , Δf_2 , ... Δf_k bir-birining ustiga tushmaydi, ajralib turadi. Bu holda $s_1(t)$, $s_2(t)$, ... $s_k(t)$ signallar o‘zaro ortogonal bo‘ladi (1.7-rasm).

Birlamchi modulyatsiya natijasida olingan signallar spektrlari $\dot{s}_1(f)$, $\dot{s}_2(f)$, ... $\dot{s}_k(f)$ birlamchi jamlash qurilmasida yig‘iladi va bu $s_r(f)$ signal ikkinchi guruh modulyatori M_r kirishiga beriladi. Bu modulyator chiqishida ham modulyatsiyalangan signalning bir yon polosasi qoldiriladi, uning polosasi kengligi $\Delta f_r = N\Delta f$ bo‘ladi. Bunda Δf - birlamchi xabar spektri kengligi F_c ga zahira chastotalar kengligi

Δf_3 yig'indisiga teng, ya'ni $\Delta f = F + \Delta f_3 = 4\kappa\Gamma\mathcal{U}$. Ikkilamchi guruh signallari modulyatori tashuvchisi Δf_r ko'p kanalli aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar diapazoniga mos ravishda tanlanadi. Natijada $s_r(t)$ guruh signali f_0 chastotalar diapazonida joylashib liniya signali $s_{\mathcal{L}}(t)$ hosil bo'ladi. Umuman chastota bo'yicha ajratish ko'p kanalli aloqa tizimida boshqa modulyatsiya turlaridan ham foydalanish mumkin.



1.7- rasm. Signallarni chastota bo'yicha ajratishga oid spektr diagrammalari

Signal qabul qilish tomonida liniya signali $s_{\mathcal{L}}(t)$ ni guruh signali demodulyatori kirishiga beriladi. $\Pi_{\mathcal{L}}$ liniya signali spektri $s_{\mathcal{L}}(f)$ ni guruh spektri $s_r(f)$ ga o'zgartirib beradi. Guruh signali xususiy signal qabul qilish qurilmalari $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_k$ va ularning mos filtrlari $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_k$ yordamida yana Δf_k larga ajratiladi va demodulyator yordamida birlamchi spektrlar $s_1(f), s_2(f), \dots, s_k(f)$ larga va ular $b_1(t), b_2(t), \dots, b_k(t)$ xabarlarga aylantiriladi. Kanal signallari bir-biriga halaqit bermasliklari uchun ularning mos filtrlari $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_k$ lar orqali faqat ularga tegishli Δf_k signal spektri tashkil etuvchilari o'tishi kerak, qolgan hamma boshqa kanal signali spektr tashkil etuvchilari filtrlar orqali o'tmasliklari kerak.

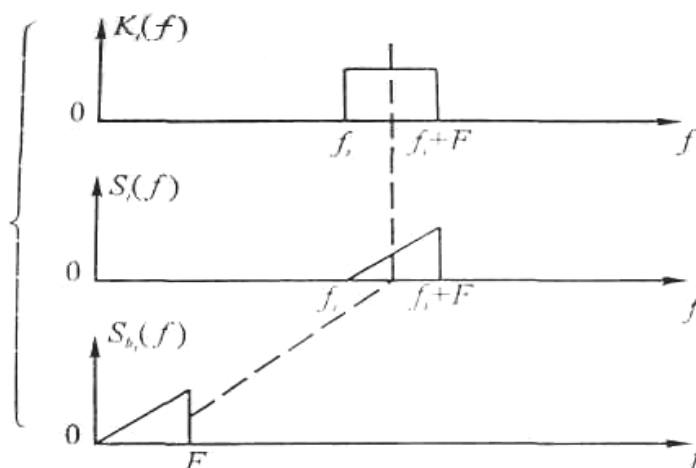
Matematik nuqtai nazardan ideal filtr yordamida signallarni ajratish (1.16) ifodaga o'xshash shaklni oladi:

$$s_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(\tau) q_k(t - \tau) d\tau, \quad (1.16)$$

bunda, $q_k(t)$ - spektri kengligi Δf bo'lgan signalni buzilishlarsiz o'tkazuvchi ideal polosa filtring impuls karakteristikasi. (1.16) ifoda (1.12) ifodaga miqdor (vazn) koeffitsiyenti

$$\eta_k(t, \tau) = q_k(t - \tau). \quad (1.17)$$

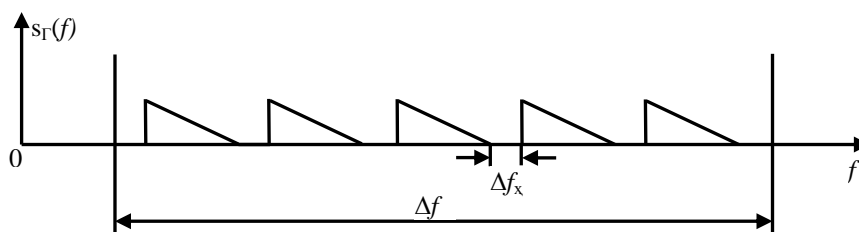
(1.13) ifodadagi chastota bo'yicha yoyish amali guruh signali $s_r(t)$ ni i filtr P-simon uzatish funksiyasi ko'paytmasiga teng bo'ladi (1.8-rasm).



1.8- 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 polosa Δf_k da to'liq joylashgan bo'lishi va ajratuvchi polosa filtrlar Φ_k karakteristikalari ideal bo'lishi kerak. Ammo bu ikki shart amalda bajarilmaydi, natijada kanallar orasidagi o'zaro halaqit yuzaga keladi. Shuning uchun kanallar orasida Δf_x - himoya polosasi qoldiriladi. Qo'shni kanallar orasida 900Gts himoya

polosasi qoldirilishi natijasida, chastota bo'yicha signallarni ajratish ko'p kanalli aloqa tizimida uzatish traktidan 80% samara bilan foydalaniladi (1.9-rasm).



1.9- rasm. Chastota bo'yicha zichlashtirilgan ko'p kanalli signal spektr diagrammasi

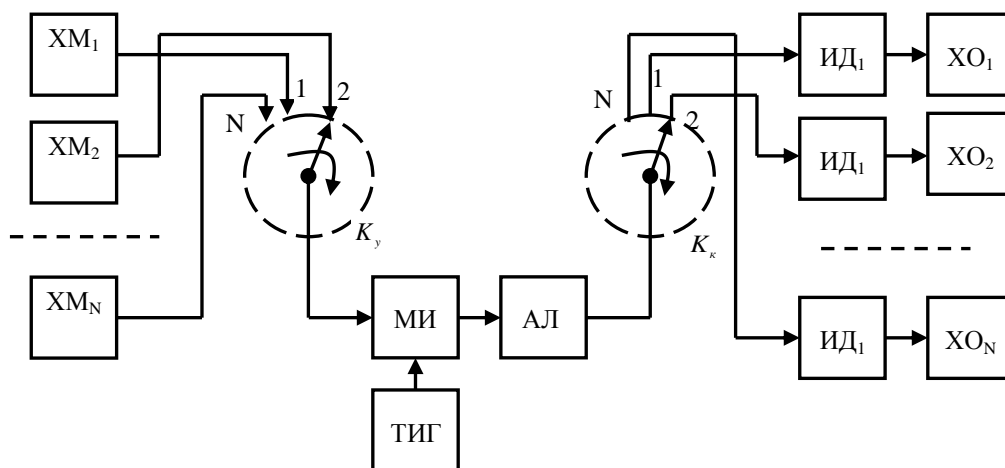
Signallarni vaqt bo'yicha ajratish tizimi

Kanal signallarini vaqt bo'yicha ajratish (KSVA) ko'p kanalli aloqa tizimida (KKAT) guruh trakti kommutator K_y yordamida har bir kanalga navbatma-navbat ulanadi (1.10-rasm).

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 qabul qilish tomonida huddi shunday K_u kommutator har bir kanal signal qabul qilish qurilmalarini navbatma-navbat guruh kanaliga ulaydi. i -kanal qabul qilish qurilmasi faqat i -signal uzatilgan vaqtda ulanadi, qolgan hamma qabul qilish qurilmalari uziladi. So'ngra $i+1$ qabul qilish qurilmasi faqat $i+1$ signalni uzatish davrida ulanadi va bu f_d chastota bilan davriy takrorlanadi. Tizimning barqaror ishlashi uchun signal uzatish va qabul qilish tomonidagi K_y va K_k 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 (1.10-rasm).

Xususiyl signallar $s_1(t)$, $s_2(t)$, ... $s_k(t)$ ketma-ketligi guruh signalini $s_r(t)$ tashkil etadi. 1.11,a-rasmda faqat ikkita kanal signallari $s_1(t)$ va $s_2(t)$ misol tariqasida keltirilgan.



1.10- rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish ko'p kanalli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

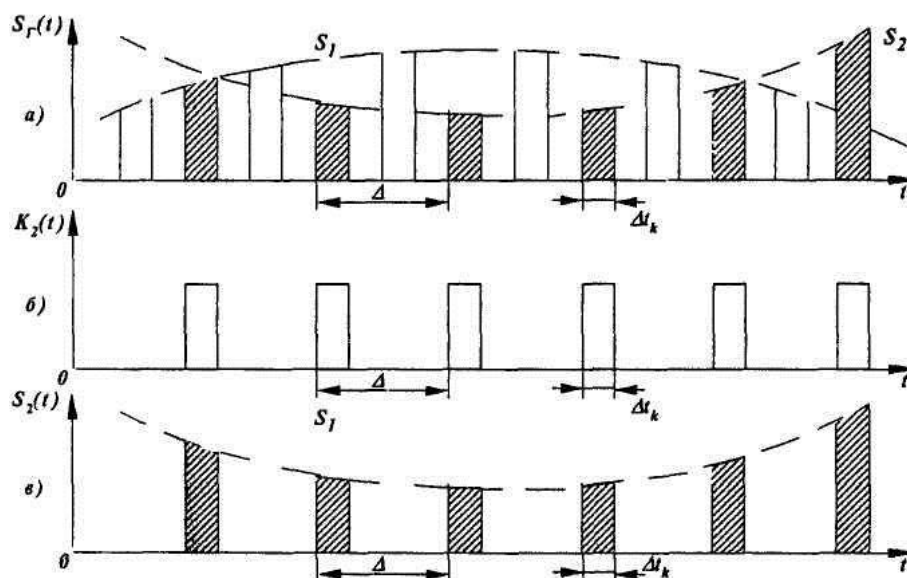
Guruh signali qabul qilish qurilmasi kommutatori K_k ga beriladi, uni tegishli kanal signallarini uzatish koeffitsiyenti birga teng bo'lgan vaqt filtri deb atash mumkin (1.11,b-rasm), ya'ni

$$K_i(t) = \begin{cases} 1, & t \in \Delta t_i \\ 0, & t \notin \Delta t_i \end{cases} \quad (1.18)$$

Vaqt bo'yicha filtrlash natijasida i -chi qabul qilish qurilmasi chiqishida faqat i -chi kanal impulsi paydo bo'ladi (1.11,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 halaqitlar 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 qabul qilish tomonida davomiyligi cheklangan impuls o‘rniga, davomiyligi cheksiz katta bo‘lgan impulsni olamiz (1.11-rasm). Boshqacha qilib aytganda kanallar orasida o‘zaro halaqitlar paydo bo‘ladi. Bunday xatoliklar sinxronizatsiya aniqligi yomonlashganda ham hosil bo‘ladi.



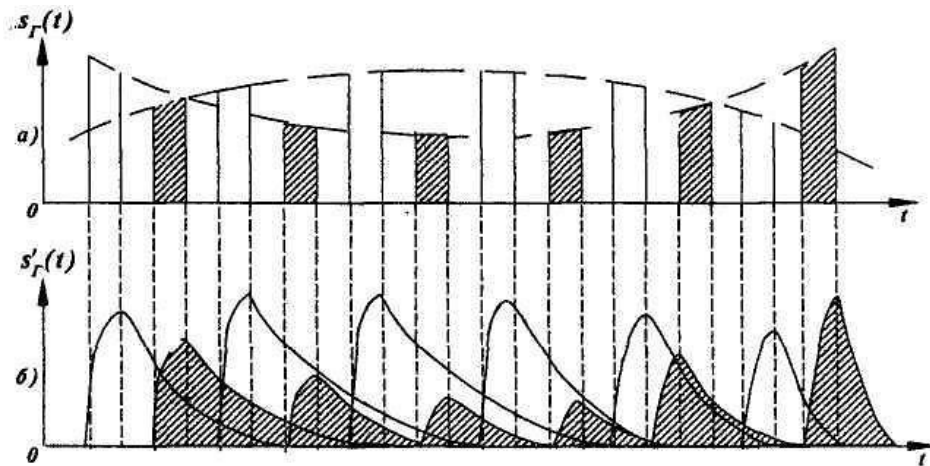
1.11- rasm. Signallarni vaqt bo‘yicha ajratishga oid vaqt diagrammalari

O‘zaro halaqitlarni 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 Gts bo‘lib, Kotelnikov teoremasiga asosan diskretizatsiyalash chastotasi $f_o = \frac{1}{\Delta t} = 2F_n = 6800\Gamma_y$. Ammo real aloqa tizimlarida impulslar takrorlanish chastotasi $f_o = 8000\Gamma_y$ qilib olinadi.

Bunday impulslarni bir kanalli holda uzatish uchun eng kamida 4 kGts chastotalar polosasi kerak bo‘ladi. Vaqt bo‘yicha ajratishga asoslangan ko‘p kanalli aloqa tizimlarida vaqt oralig‘i Δt bir xil bo‘lib, Kotelnikov teoremasi asosida (sinxronizatsiya bunda e‘tiborga olinmaydi) aniqlanadi:

$$\Delta f_N = \frac{\Delta t}{N} = \frac{1}{2NF_{10}} = \frac{1}{2F_y}, \quad (1.19)$$

bunda, $F_y = NF_{10}$ bo'lib N kanalli chastota bo'yicha ajratish KKAT polosasiga teng.



1.12- rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratishdagi buzilishlarga oid vaqt diagrammalari

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 noxiziqli buzilishlar natijasida o'tish halaqitlari hosil 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 qabul qilish tomonida chastota bo'yicha ajratuvchi filtr bo'lishini talab qiladi. Vaqt bo'yicha ajratish KKATda modulyatsiyalangan signal dinamik diapazoni nisbatan kichik. VAK KKATdan uzluksiz xabarlarni analog modulyatsiyalangan impulslar yordamida (AIM, FIM, ShIM) uzatishda va IKM yordamida xabarlarni uzatishda keng foydalaniladi.

Shuni alohida ta'kidlash lozimki, KKATda xabarlarini talab etiladigan halaqitbardoshlik bilan uzatish uchun talab etiladigan signal umumiy quvvati P_{cy} , bir kanalli aloqa tizimidagiga nisbatan N marta katta bo'ladi, chunki KKATdagi umumiy halaqit quvvati $P_{xy} = NP_1 = NN_0F_k$, bunda N_0 - halaqit energiyasi spektral zichligi, F_k - bir kanal polosasining kengligi. Haqiqatda esa yuqoridagi shart bajarilganda ham KKAT halaqitbardoshligi bir kanalli aloqa tizimi halaqitbardoshligidan kam bo'ladi, chunki chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda signal umumiy quvvati P_{cy} ni oshirish natijasida o'tish halaqitlarini kamaytirib bo'lmaydi, chunki o'tish halaqitlarining quvvati ham oshadi, ba'zi hollarda nochiziqli buzilishlar natijasida hosil bo'ladigan halaqitlar sathi signal quvvati oshishiga nisbatan tezroq ro'y beradi.

Assinxron manzilli tizimlari

Yuqorida ko'rib chiqilgan turli KKATlarda ortogonal va bir-biri bilan chiziqli bog'lanmagan ortogonal signallardan foydalanishga asoslangan bo'lib, ular normal holatda ishlashi uchun ma'lum darajada sinxronizatsiyani, ChAKlarida uzatiladigan signal spektri kanal chastotalar polosasiga mosligini, VAKda signal uzatishda vaqt intervallarining to'liq mosligini, ShAKda trakt intervali boshi va oxirini aniq bilish ularni aktiv filtrlar yordamida qabul qilishda va moslashgan filtrlar yordamida qabul qilishda har bir elementar signal oniy qiymatlarini uzatish vaqtini aniq bilish talab etiladi.

Ko'p hollarda sinxronizatsiyani aniq ta'minlash qiyin. Misol uchun, harakatdagi obyektlar (avtomobil, samolyot va h.k.) bilan aloqa o'rnatishda. Shunga o'xshash holat sun'iy yo'ldosh orqali aloqa tizimlaridan retranslyator shaklida foydalanganda ham uchraydi. Shunday hollarda asinxron ko'p kanalli aloqa tizimlaridan foydalanishga to'g'ri keladi, bunda hamma abonentlarning signallari umumiy chastotalar polosasida uzatiladi va kanallar ishi sinxronizatsiyalanmagan bo'ladi. Bunday aloqa tizimlarida har bir kanalga chastotalar polosi, foydalanish vaqti oralig'i va vaqti biriktirilmagan bo'lib, ular hohlagan

vaqtda aloqa oʻrnatishlari mumkin. bunday tizimlar aloqa liniyasidan foydalanishi erkin (cheklanmagan) yoki kanallari abonentlarga biriktirilmagan aloqa tizimlari deb ataladi.

Foydalanishi chastota va vaqt boʻyicha cheklanmagan har bir abonentga maʼlum bir shakldagi signal biriktiriladi, bu uning “adresi” hisoblanadi. Oddiy shakl boʻyicha ajratishga asoslangan aloqa tizimlarida ortogonallik sharti hamma kanallar uchun trakt intervali yuqori darajada sinxronizatsiyalangan boʻlishi, ularni bir-biridan toʻliq chiziqli ajratish imkoniyatini beradi. Umumiy aloqa kanalidan erkin foydalanish tizimida ortogonallik yoki oʻzaro bogʻliq emaslik alohida kanal signallarining paydo boʻlish vaqti turlicha boʻlgan holda ham saqlanishi (taʼminlanishi) kerak. Demak, har qanday ikki $s_i(t)$ va $s_k(t)$ signal uchun ortogonallik sharti doimo bajarilishi kerak, yaʼni

$$\int_t^{t+T} s_i(t)s_k(t-\tau)dt = 0, \quad (1.20)$$

boʻlishi kerak, $0 \leq t \leq T$, bunda T – elementar signal davomiyligi boʻlib, integrallash har qanday t dan $t+T$ vaqt oraligʻida bajariladi. (1.20) sharti haqiqiy signallar uchun ular “oq shovqin” shaklida boʻlgan holatda, yaʼni ular spektri va dispersiyasi cheksiz keng boʻlganda bajariladi. Bu shart haqiqiy signallar uchun bajarilmaydi. Shunga qaramasdan (1.20) shart taxminan bajarilishini taʼminlovchi signallarni shakllantirish mumkin. Bunday signallar uchun $s_i(t)$ va $s_k(t-\tau)$ skalyar koʻpaytmasi vaqt farqi τ ning qiymatidan qatʼiy nazar alohida signal energiyasidan kam boʻladi, yaʼni

$$\int_t^{t+T} s_i(t)s_k(t-\tau)dt \ll \|s_i\|^2 = \|s_j\|^2, \quad (1.21)$$

sharti, agar $0 \leq t \leq T$ boʻlsa bajariladi.

Bunday signallarni deyarli ortogonal deb hisoblasa boʻladi. Deyarli ortogonal signallar oʻzlarining xossalari bilan oq shovqinga yaqinlashadi, shuning uchun ularni shovqinsimon signallar deb ataladi.

Ularning korrelyatsion funksiyalari va quvvat spektr zichligi oq shovqinnikiga yaqin. Shovqinsimon signallar murakkab signallar guruhiga kiradi, ularning bazalari $B = 2TF \gg 1$ bo'lib, shakli bo'yicha ajratiluvchi signallarning rivojlanish natijasi hisoblanadi.

Shovqinsimon signallar (ShSS) ning keng tarqalgan turiga misol qilib, ma'ulm usulda shakllantirilgan tasodifiysimon diskret signallar ketma-ketligini keltirish mumkin, uning xususiy ko'rinishi shaklida ikkilik radioimpulslarni keltirish mumkin. Bunda ShSS bazasi diskret ketma-ketlikdagi impulslar soniga teng bo'ladi. Har bir kanalga, deyarli ortogonal ikkilik impulslar ketma-ketligi biriktiriladi, ushbu biriktirilgan impulslar ketma-ketligi abonent adresi vazifasini bajaradi. Natijada asinxron adresli aloqa tizimi (AAAT) nomini oladi.

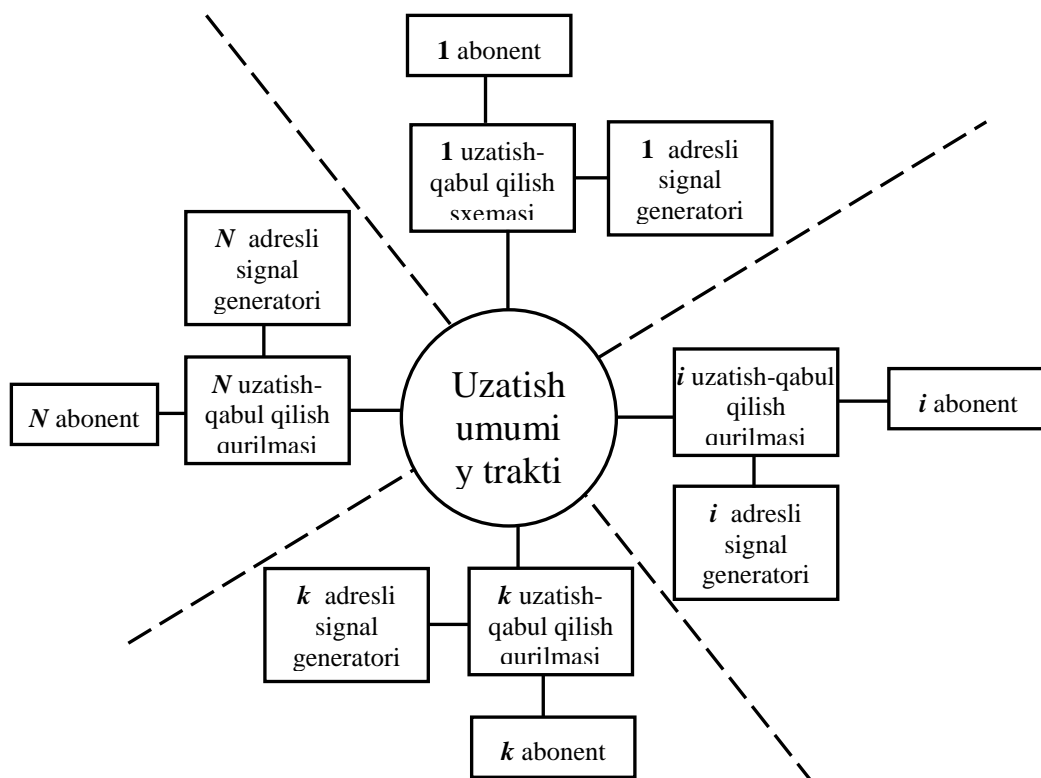
AAATning eng katta afzalliklaridan biri bu tizimga markaziy kommutatsiya stansiyasi kerak emas, hamma abonentlar bir-biri bilan xohlagan vaqtda, signal uzatish va qabul qilish qurilmalari chastotalarini sozlashmasdan aloqa o'rnatishlari mumkin (1.13-rasm).

Bunda chaqirilayotgan abonent "adresi" terilsa, ya'ni adres impulslar ketma-ketligi shaklini o'zgartirish yetarli bo'ladi.

Chastota va vaqt bo'yicha ajratiladigan KKATda tizimga yangi abonentni kiritish faqat tizimdan biror-bir abonentni chiqarib yuborish evaziga amalga oshiriladi. Bu masala AAATda nisbatan oson hal qilinadi. Bu tizimda bir vaqtning o'zida umumiy N_u – abonentlardan N_a ta aktivi aloqa o'rnatishi mumkin. aktiv (faol) abonentlar soni N_a ni aniqlashda foydalanilayotgan signallarning to'liq ma'noda ortogonal emasligi natijasida o'tish halaqitlari (noortogonallik shovqini) paydo bo'ladi, ularning sathi faol abonentlar soni N_a ga bog'liq ravishda oshib boradi. Faol abonentlar soni N_a foydalanilayotgan shovqinsimon signal bazasiga, ya'ni undagi elementar ikkilik impulslar soniga bog'liq bo'lib, signal bazasi qancha katta bo'lsa faol abonentlar soni shuncha ko'p bo'ladi.

AAATdagi abonentlarning har bir vaqt birligidagi faolligini aniqlab, uning statistikasini o'rganib, misol uchun, $N_u=1000$ kanalli tizimni tashkil etish mumkin, ulardan $N_a=50$ tasi bir vaqtning o'zida

aloqa o'rnatishi va tizimdan foydalanishi mumkin. bunda tizim imkoniyatidan kam faol abonentlar hisobiga ham oshirish mumkin.



1.13- rasm. Ko'p kanalli asinxron adresli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

Nazorat 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 mazmunini 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. Vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT strukturaviy sxemasini chizing va undagi funksional qismlari vazifasini aytib bering.

8. Chastota bo'yicha ajratish va vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKATlarini taqqoslang.

9. Signallarni shakli bo'yicha ajratish KKAT strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.

10. Signallarni shakl bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda signallar qanday tanlanadi?

11. Asinxron adresli aloqa tizimining afzalliklarini aytib bering.

12. AAATda signallarga qanday talablar qo'yiladi?

2- BOB. SIGNAL VA XALAQITLARNING ASOSIY MATEMATIK MODELLARI

2.1. Signal va xalaqitlarning matematik modellari

Signal va xalaqitlarning matematik modellari signallarning umumiy fizik xossalari o'rniga faqat qo'yilgan radiotexnik masalani yechishga tegishli xossalari e'tiborga olingan matematik modelidan foydalaniladi. Zamonaviy RTTlar nazariyasida signallarga ehtimollik nazariyasi asosida yondoshish, ya'ni uzatilayotgan va qabul qilinayotgan xabarni tasodifiy jarayonning ko'rinishlaridan biri deb qabul qilinadi.

Diskret signallarning modeli sifatida diskret tasodifiy ketma-ketlik $\{X_i\}$ – tasodifiy jarayondan foydalaniladi. Uning qiymatlari va aniqlanish hududi diskret to'plamda bo'ladi. Kelgusida diskret ketma-ketlik qiymati X_i har bir t_i vaqtda o'zining diskret to'plamdagi qiymatlaridan biri $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ larga teng bo'ladi. Diskret signalning eng oddiy modellaridan biri alohida t_i vaqtlardagi bir-biriga bog'liq bo'lmagan ketma-ketlik – Bernulli ketma-ketligi hisoblanadi.

Bu ketma-ketlikda X_i ning tasodifiy qiymatlari bir-biriga bog'liq bo'lmay, o'z qiymatlari to'plami (alfaviti) dagi $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ qiymatlardan biriga $P(\alpha_r) = P_r (r = 1, 2 \dots m)$ ehtimollik bilan teng bo'ladi. Bunday model bilan xotirasiz diskret xabar manba ifodalanadi.

Diskret tasodifiy ketma-ketlikning umumlashgan modelida uning t_i vaqtda qabul qiladigan qiymatlari bir-biriga bog'liq bo'ladi. Bunday model orqali xotirali diskret xabar manbai chiqishidagi signal ifodalanadi. Bunday signal modelida uning t_i vaqtda qabul qiladigan qiymati X_i undan avvalgi $t_{i-1}, t_{i-2}, \dots, t_{i-k}$ vaqtlarda tasodifiy ketma-ketlik qabul qilgan qiymatlarga bog'liq bo'ladi, ya'ni

$$\begin{aligned} P \left(\alpha_{r_{j+1}}^{j+1}, \alpha_{r_{j+2}}^{j+2}, \dots, \alpha_{r_{j+N}}^{j+N} \right) = \\ = P \left(\alpha_{r_{j+1}}^{j+1} \right) P \left(\alpha_{r_{j+2}}^{j+2} \right) \dots P \left(\alpha_{r_{j+N}}^{j+N} \right) / \alpha_{r_{j+N-1}}^{j+N-1}, \dots \alpha_{r_{j+1}}^{j+1} \end{aligned} \quad (2.1)$$

bo‘ladi, $P(\alpha_{r_{j+k}}) / \alpha_{r_{j+k-1}}, \dots, \alpha_{r_{j+1}}$ undan avvalgi element $\alpha_{r_{j+k-1}}$ bo‘lgan holatda (sharti bajarilganda) t_{j+k} vaqtda uning qiymati $\alpha_{r_{j+k}}$ ga teng bo‘lish ehtimolligi.

Agar xabar manbaining statistik ifodasi (2.1) vaqtga bog‘liq bo‘lmasa, bunday manba stasionar manba deb ataladi, uning chiqishida hosil bo‘ladigan signal stasionar tasodifiy signal bo‘ladi.

Uzluksiz signallarning matematik modeli uzluksiz $X(t)$ tasodifiy jarayon bo‘ladi. Bunday tasodifiy jarayon – signal n -o‘lchamli taqsimot funksiyasi bilan yetarli darajada to‘liq baholanadi,

$$F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n) = P\{X(t_1) < x_1, X(t_2) < x_2, \dots, X(t_n) < x_n\} \quad (2.2)$$

yoki n -o‘lchamli ehtimollik zichligi taqsimoti funksiyasi bilan ifodalanadi

$$W_n(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n) = \frac{\partial^n F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n)}{\partial x_1, \partial x_2, \partial x_3, \dots, \partial x_n} \quad (2.3)$$

bunda, umumiy holda $n \rightarrow \infty$ sharti bajarilishi talab etiladi.

(2.2) va (2.3) ifodalar orqali aniqlanadigan ko‘p o‘lchamli funksiyalarni aniqlash qiyin, ba’zan esa umuman mumkin emas. Bundan tashqari xabar uzatish bilan bog‘liq muammolarni yechish bilan bog‘liq bo‘lgan masalalarni yechishda ko‘p o‘lchamli taqsimot qonunini bilish talab etilmaydi. Shuning uchun xabar signallari modeli sifatida bir yoki ikki o‘lchamli taqsimot qonuni orqali ifodalanadigan tasodifiy jarayonlardan foydalaniladi. Ko‘p hollarda tasodifiy jarayonning sonli xarakteristikalari: o‘rtacha qiymat, dispersiya, avtokorrelyatsiya va o‘zaro korrelyatsiya qiymatlarini aniqlash yetarli hisoblanadi.

Haqiqiy xabarlar tabiatan nostasionar tasodifiy jarayon bo‘lib, uning matematik modeli ham nostasionar tasodifiy jarayon shaklida bo‘ladi. Ko‘p hollarda umuman nostasionar jarayonni yoki nisbatan kichik vaqt oralig‘ida kvazistasionar deb, amalda esa stasionar jarayon deb qabul qilish mumkin. Nostasionar jarayondan stasionar jarayon

modeliga o'tish ko'p hollarda xabar nostasionarligi bilan bog'liq masalani yechishning juda murakkabligi, ba'zi hollarda umuman yechib bo'lmazligi bilan asoslanadi.

Amaliyotda xabarlarining va xalaqitlarning stasionar tasodifiy modeli sifatida Gauss tasodifiy jarayonidan foydalaniladi. Tasodifiy jarayonning Gauss modeli tovush va teleko'rsatuv xabarlarini, radiolokasion stansiya qabul qiladigan signallarni, telemetrik jarayon bilan bog'liq signallarni va aloqa kanallaridagi shovqinlarni yetarli darajada yaxshi ifodalaydi.

Tasodifiy jarayonning yagona vaqtda (momentda) aniqlanadigan funksiyasidan eng ko'p foydalaniladigani bu tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati:

$$m_x(t) = M\{X(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} xW(x; t)dx, \quad (2.4)$$

dispersiyasi:

$$\begin{aligned} D_x(t) &= M\{[X(t) - m_x(t)]^2\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [x - m_x(t)]^2 W(x; t)dx, \end{aligned} \quad (2.5)$$

va tasodifiy jarayonning ikki vaqt onlaridagi qiymatlari orqali aniqlanadigan korrelyatsiya funksiyasi:

$$\begin{aligned} B_x(t_1; t_2) &= M\{[X(t_1) - m_x(t_1)][X(t_2) - m_x(t_2)]\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [x_1 - m_x(t_1)][x_2 - m_x(t_2)] W_2(x_1, x_2; t_1, t_2) dx_1 dx_2, \end{aligned} \quad (2.6)$$

tasodifiy jarayonning o'zaro korrelyatsiya funksiyasi:

$$\begin{aligned} B_{xy}(t_1; t_2) &= M\{[X(t_1) \cdot Y(t_2)]\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 W_2(x_1, y_2; t_1, t_2) dx_1 dy_2. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Bunda $M[z]$ tasodifiy jarayonning t_1 va t_2 vaqtlardagi alohida-alohida qiymatlarining o'rtachasini, ya'ni tasodifiy jarayonning t_1 vaqtdagi qiymati uning t_2 vaqtdagi qiymati bilan qanchalik bog'liqligini baholaydi – o'zaro korrelyatsiya funksiyasi deb yuritiladi.

Funksiya $X(t)$ ning bir-biridan $t_2 - t_1 = \tau$ vaqtga farq qiluvchi qiymatlari ushbu funksiyaning τ vaqt oralig'idagi o'rtacha qiymatini anglatadi va ushbu bir-biridan τ vaqt oralig'iga farq qiluvchi qiymatlarining o'zaro bog'liqligini baholaydi.

Stasionar tasodifiy jarayonlar uchun quyidagi shartlar bajariladi:

$$m_x(t) = m_x = \text{const}; \quad D_x(t) = D_x = \text{const};$$

$$B_x(t_1; t_2) = B_x(t_2 - t_1) = B_x(\tau); \quad B_{xy}(t_1; t_2) = B_{xy}(t_2 - t_1) = B_{xy}(\tau).$$

Avtokorrelyatsiya va o'zaro korrelyatsiya funksiyalarining $t_2 - t_1 = \tau$ vaqt oraliqlaridagi qiymatlarining o'zaro bog'liqligini baholash uchun avtokorrelyatsiya va o'zaro korrelyatsiya normallashtirilgan koeffisientlari $R_x(\tau)$ va $R_{xy}(\tau)$ lardan foydalanish kerak bo'ladi. Bunda $R_x(\tau) = \frac{B_x(\tau)}{B_x(0)}$ va $R_{xy}(\tau) = \frac{B_{xy}(\tau)}{B_{xy}(0)}$ ifodalar orqali aniqlanadi, ya'ni korrelyatsiya funksiyalarining $t_2 - t_1 = \tau$ qiymati uchun hisoblangan korrelyatsiya absolyut qiymati ushbu funksiyalarning $\tau = 0$ bo'lgan holatdagi qiymati orqali aniqlanadi.

Avtokorrelyatsiya va o'zaro korrelyatsiya koeffisientlari

$$R_x(\tau) = \frac{B_x(\tau)}{B_x(0)} = |0 \div 1|, \quad R_{xy}(\tau) = \frac{B_{xy}(\tau)}{B_{xy}(0)} = |0 \div 1|,$$

ya'ni absolyut qiymati 0 dan 1 gacha oraliqda bo'lishi mumkin.

Agar $R_x(\tau) = 0$ yoki $R_{xy}(\tau) = 0$ bo'lsa, u holda bu tasodifiy jarayonning $t_2 - t_1 = \tau$ vaqtga farq qiluvchi qiymatlari bir-biriga bog'liq emasligini bildiradi. Agar $R_x(\tau) = 1$ va $R_{xy}(\tau) = 1$ bo'lsa, u

holda bu bir-biridan $t_2 - t_1 = \tau$ vaqtga farq qiluvchi tasodifiy jarayonning qiymatlari bir-biri bilan to'liq bog'liqligi, bir-biriga juda o'xshashligini bildiradi. Agar $R_x(\tau) = -1$ va $R_{xy}(\tau) = -1$ holati yuz bersa, u holda tasodifiy jarayonning $\tau = t_2 - t_1$ vaqtga farq qiluvchi qiymatlari bir-biriga qarama-qarshi ekanligini bildiradi.

Korrelyatsiya funksiyalari quyidagi xossalarga ega:

- korrelyatsiya funksiyasi (koeffisienti) juft funksiya, ya'ni $R(\tau) = R(-\tau)$;

- korrelyatsiya funksiyasi (koeffisienti) $\tau \rightarrow \infty$ holatda nolga intiladi, ya'ni $R_x(\tau)_{\tau \rightarrow \infty} = 0$ va $R_{xy}(\tau)_{\tau \rightarrow \infty} = 0$ bo'ladi;

- avtokorrelyatsiya funksiyasining $\tau = 0$ dagi qiymati ushbu tasodifiy jarayonning quvvatiga teng bo'ladi, ya'ni $B_x(\tau) = X(t_1)X(t_1) = X^2(t_1) = P_{tj}$ (bunda tasodifiy jarayon o'tayotgan qarshilik qiymati 1 Omga teng deb olingan);

- agar ikki tasodifiy jarayonning korrelyatsiya funksiyasi $R_{xy}(0) = 1$ va $\tau = t_2 - t_1 \neq 0$ holatda $R_{xy}(\tau)_{\tau \neq 0} = 0$ bo'lsa bunday tasodifiy jarayon to'liq ma'noda tasodifiy jarayon deb ataladi;

- agar tasodifiy jarayon ikki qismdan: tasodifiy va determinant o'zgaruvchi qismlardan tashkil topgan bo'lsa, u holda bu tasodifiy jarayonning korrelyatsiya funksiyasi $B_{xy}(\tau)_{\tau \neq \infty}$ bo'lgan holat uchun determinant qismi amplitudasining kvadratiga teng bo'ladi. U holda tasodifiy jarayon o'tayotgan yuklamaning qarshiligini shartli ravishda 1 Om ga teng deb olsak, ushbu yuklamada tasodifiy jarayonning faqat determinant qismi $P_d = q^2$ ga teng quvvat ajralib chiqadi;

- agar funksiya davriy bo'lsa, u holda uning korrelyatsiya funksiyasi ham ushbu ko'rilayotgan funksiyaning davriga teng davr bilan takrorlanadi;

- agar ba'zi hollarda matematik tahlillar natijasida ularning o'zaro korrelyatsiya funksiyalari nolga teng bo'lsa ushbu funksiyalar orasidagi fizik, matematik bog'liqlikni hisobga olgan holda yakuniy xulosa chiqarish kerak. Agar haqiqatdan har ikki tasodifiy jarayon bir-biri bilan bog'liq bo'lmasa o'zaro korrelyatsiya funksiyasi nolga teng bo'ladi. Teskarisi hamma vaqt ham ushbu ikki funksiya orasida haqiqatda

bog‘lanish yo‘qligini tasdiqlaydi. Bu holda qo‘shimcha tahlillar o‘tkazish talab qilinadi.

Tasodifiy jarayonning o‘rtacha qiymati va dispersiyasi uning tarkibini va o‘zgarish tezligini aks ettirmaydi. Tasodifiy jarayonning o‘zgarish tezligini uning t_1 va t_2 vaqtlarda olingan oniy qiymatlarining statistik bog‘liqligi orqali baholash mumkin. Bu bog‘liqliklar tasodifiy jarayonning avtokorrelyatsion funksiyasi va ikki tasodifiy jarayon $X(t_1)$ va $X(t_2)$ larning t_1 va t_2 vaqtlarda olingan oniy qiymatlari orasidagi bog‘liqlik o‘zaro korrelyatsiya funksiyasi orqali baholanadi. Korrelyatsiya funksiyalari o‘rtacha qiymat va dispersiyaga nisbatan tasodifiy jarayon haqida ko‘proq ma’lumotlar beradi.

Tasodifiy jarayon uchun shunday $t_2 - t_1 = \Delta\tau$ ni ko‘rsatish mumkinki, agar $t_2 - t_1 = \tau$ ushbu $\Delta\tau$ dan katta bo‘lsa uning t_2 va t_1 vaqtlardagi oniy qiymatlari orasidagi bog‘liqlik yo‘qoladi. Tasodifiy jarayonning t_1 va t_2 vaqtlarda oniy qiymatlari orasidagi o‘zaro bog‘liqlik saqlanib qolgan vaqt oralig‘i $\Delta\tau$ – korrelyatsiya oralig‘i (intervali) deb ataladi. Odatda, korrelyatsiya oralig‘i kattaligi uning normallashtirilgan korrelyatsiya koeffisientini har bir yechiladigan muammoga bog‘liq ravishda belgilanadi, ya’ni $R_{xx}(\tau) \geq \alpha_{ber}$, α_{ber} – korrelyatsiya koeffisientining berilgan qiymati.

Korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau$ balandligi birga teng va yuzasi korrelyatsiya koeffisienti chizig‘i bilan chegaralangan to‘g‘ri to‘rtburchakning asosi kengligi orqali aniqlanadi, ya’ni

$$\Delta\tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) d\tau}{B(0)} = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau. \quad (2.8)$$

Tasodifiy jarayonlar vaqt funksiyasi sifatida ikki turga bo‘linadi:

- stasionar tasodifiy jarayonlar;
- nostasionar tasodifiy jarayonlar.

Agar tasodifiy jarayonning sonli xarakteristikalarini: o‘rtacha qiymat, dispersiya yoki korrelyatsiya funksiyasi vaqt funksiyasi bo‘lib, o‘zgaruvchan bo‘lsa, ya’ni $M(X, t)$, $D(X, t)$ va $R(t_2, t_1)$ ning qiymati

$t_2 - t_1 = \tau$ ni vaqt o'qining qaysi qismida olinganligiga bog'liq bo'lsa, bunday jarayonlar nostasionar tasodifiy jarayonlar hisoblanadi. O'rtacha qiymati, dispersiyasi vaqtga bog'liq bo'lmagan, korrelyatsiya funksiyasi faqat $t_2 - t_1 = \tau$ ga bog'liq bo'lib, $t_2 - t_1 = \tau$ ni vaqt o'qining qaysi qismida olinganligiga bog'liq bo'lmasa bunday tasodifiy jarayonlar stasionar tasodifiy jarayonlar hisoblanadi.

Stasionar tasodifiy jarayonlar ergodiklik xossasiga ega. Stasionar tasodifiy jarayonlarning ushbu xossasiga asosan uning bir-necha realizatsiyalaridan t_1 vaqtda olingan o'rtacha qiymati, ushbu tasodifiy jarayon davomiyligi T cheksizlikka intilgan realizatsiyasining vaqt bo'yicha o'rtacha qiymatiga birga yaqin ehtimollik bilan tenglashadi, ya'ni

$$\begin{aligned}\overline{X(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)dt = \overline{x(t)} \\ \overline{X^2(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} x^2p(x)dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t)dt = \overline{X^2(t)} \\ B_x(\tau) &= \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1x_2p_2(x_1, x_2; \tau)dx_1dx_2 = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt = \overline{x(t)x(t+\tau)}.\end{aligned}\quad (2.9)$$

Tasodifiy signalning oniy qiymatlari orasidagi statistik bog'liqlikni aniqlash – korrelyatsion tahlildan va tasodifiy signallarning ergodiklik xossasidan signallarni qabullash va ularga ishlov berishning zamonaviy tizimlarida keng foydalaniladi.

2.2. Gauss tasodifiy jarayoni

Normal – Gauss tasodifiy qiymatlar taqsimot qonuni tabaitda boshqa taqsimot qonunlariga qaraganda nisbatan ko'p uchraydi. Aloqa kanallaridagi xalaqitlar ham ko'p hollarda normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Ko'p hollarda taqsimot qonuni normal taqsimot qonunidan

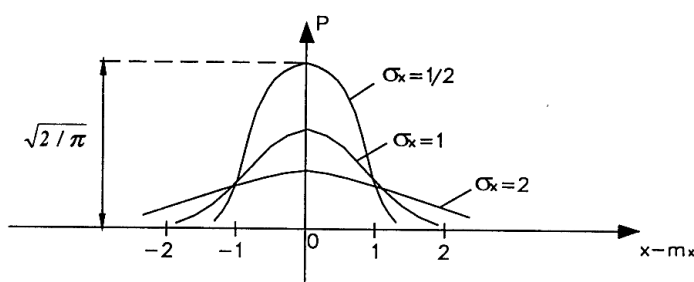
kam farqlanadigan tasodifiy jarayonlarni Gauss jarayoni shaklida tahlil etiladi.

Bir o‘lchamli normal taqsimot qonuni quyidagi umumiy formula orqali ifodalanadi:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp \left[-\frac{(x - m_x)^2}{2\sigma_x^2} \right] \quad (2.10)$$

Bunda tasodifiy jarayon stasionar va ergodik Gauss jarayoni deb hisoblanadi. Shuning uchun m_x va σ_x sifatida fluktuasion shovqin – xalaqitning o‘rtacha qiymati va uning realizatsiyasining fluktuasion (o‘zgaruvchan) tashkil etuvchisining quvvati tushuniladi.

Normal taqsimot qonuni ehtimollik zichligining grafigi σ_x ning bir necha qiymatlari uchun 2.1- rasmda keltirilgan.



2.1- rasm. Normal taqsimot qonuni ehtimollik zichligining grafigi

Ehtimollik zichligi $P(x)$ taqsimot qonuniga nisbatan simmetrik joylashgan. Dispersiya σ_x ning qiymati qancha katta bo‘lsa ehtimollik zichligining eng katta qiymati shuncha kichik bo‘ladi, grafigi yassi bo‘ladi va aksincha σ_x ning qiymati qancha kichik bo‘lsa grafigi maksimumi shuncha katta va tik bo‘ladi. Dispersiyaning har qanday qiymatlarida ham uning grafigi ostidagi yuza bir xil saqlanib qoladi, chunki

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(x) dx = 1. \quad (2.11)$$

Normal taqsimot qonunining eng ko‘p tarqalganiga sabab, yetarli darajada ko‘p bir-biri bilan umuman bog‘liq bo‘lmagan yoki kuchsiz (kam) bog‘liq bo‘lgan tasodifiy kattaliklarning yig‘indisi qiymatlarining taqsimot qonuni normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo‘ysunadi. Ushbu ta’rif ehtimollik nazariyasining markaziy chegaraviy teoremasi deb ataladi.

Radiotexnik tizimlarda eng ko‘p tarqalgan xalaqitlardan biri bu fluktuasion shovqin – xalaqit hisoblanadi. Fluktuasion xalaqit elektr hodisasi natijasi bo‘lib, u radiotexnik zanjirga ko‘p sonli alohida-alohida kuchlanishlarning ta’siri natijalari ulardagi o‘tish jarayoni sababli bir-biri bilan qo‘shilib yagona tasodifiy ko‘rinishdagi xalaqitni keltirib chiqaradi.

Fluktuasion xalaqitning o‘rtacha qiymati $m_x = 0$ ligini e’tiborga olib (2.10) ifodani quyidagi ko‘rinishga keltiramiz.

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp \left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2} \right]. \quad (2.12)$$

Xalaqit sathini uning dispersiyasi σ_x ga nisbatini $u = \frac{x}{\sigma_x}$ orqali belgilab va $du = \frac{dx}{\sigma_x}$ ni e’tiborga olib, fluktuasion xalaqitning integral taqsimot qonunini quyidagicha ifodalaymiz:

$$\begin{aligned} F(u_0) = P(u < u_0) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-u^2/2} du \\ &= \frac{1}{2} [1 + F(u_0)]. \end{aligned} \quad (2.13)$$

(2.13) formula orqali fluktuasion xalaqitning sathi berilgan u_0 ga teng yoki kichiklik ehtimolligi hisoblanadi. (2.13) formulada $\sigma_n^2 = P_x$ bo‘lib, xalaqitning o‘rtacha quvvatini anglatadi, bundan tashqari $\sigma_n = \sqrt{P_x} = U_{xe}$ – xalaqitning effektiv qiymati, $F(u)$ – funksiya

ehtimollik integrali yoki Kramp funksiyasi deb ataladi va u quyidagicha aniqlanadi:

$$F(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{u_0} e^{-u^2/2} du. \quad (2.14)$$

Kramp funksiyasi – ehtimollik integralining qiymatlari maxsus jadvallarda keltiriladi va u quyidagi xususiyatlarga ega:

- Kramp funksiyasi toq funksiya, ya'ni $F(-u) = -F(u)$;
- Kramp funksiyasi $F(\infty) = 1$ va $F(0) = 0$.

Ehtimollik taqsimoti qonuni asosida xalaqitning qiymati ma'lum chegaralardagi qiymatlarni olish ehtimolligini, qiymati berilgan sath u_1 dan katta u_2 dan kichikligi kabi ehtimolliklarni aniqlash mumkin.

$P(u_1 < u < u_2) = \int_{u_1}^{u_2} P(u) du$ ga Kramp funksiyasini qo'yib quyidagini aniqlaymiz:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [F(u_2) - F(u_1)]. \quad (2.15)$$

Fluktuasion xalaqit qiymati u_0 dan kattaligi ehtimolligini hisoblash uchun $u_2 = \infty$ va $u_1 = u_0$ qiymatlarni (2.15) ifodaga qo'yish kerak, natijada quyidagini olamiz:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [F(\infty) - F(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - F(u_0)]. \quad (2.16)$$

(2.16) formula asosida hisoblashlar shuni ko'rsatadiki, fluktuasion xalaqit sathi bo'sag'aviy sath u_0 dan katta bo'lish ehtimolligi u_0 kattalashgan sari kichiklashib boradi. Misol uchun xalaqit sathi $u_0 = 1$ dan katta bo'lish ehtimolligi 0,16 ga teng; xalaqit sathi $u_0 = 3$ dan katta bo'lish ehtimolligi 0,0013 ga teng va $u_0 = 4$ bo'lgan holat uchun $3,5 \cdot 10^{-5}$ va hakazo. Yuqoridagilardan ko'rinadiki fluktuasion xalaqit sathi amalda $u_0 = 3$ dan katta bo'lmaydi. Odatda xalaqitning eng katta qiymatini uning kichik qiymatiga nisbati 3,5...4,5 dan katta emas.

Shuning uchun fluktuasion xalaqitni impulssimon xalaqitdan farqlash uchun tekis xalaqit deb ham ataladi.

Oq shovqin – fluktuasion xalaqitning spektri cheksiz keng bo‘lib korrelyatsiya oralig‘i nolga intiladi. Oq shovqin haqidagi tushuncha ideallashtirilgan holat uchun bo‘lib, amalda esa chastota oshgan sari uning energetik spektri kamayib boradi va korrelyatsiya oralig‘i ma’lum bir kattalikka ega bo‘ladi, ya’ni $\Delta\tau \neq 0$. Yuqoridagi ideallashtirish xalaqit korrelyatsiya oralig‘i u ta’sir etayotgan radiotexnik zanjir vaqt davomiyligidan kichik bo‘lgan hol uchun o‘rinli hisoblanadi. Bunday tizimlarning chastotalar o‘tkazish polosasida fluktuasion xalaqitning spektri tashkil etuvchilari bir xil taqsimlangan bo‘ladi.

2.3. Tasodifiy jarayon quvvati spektri zichligi

Tasodifiy jarayonlar vaqt funksiyasi bo‘lib, u turli shakllarni qabul qiladi, shuning uchun uning spektri xarakteristikasi ham turlicha bo‘ladi. Agar tasodifiy jarayon (funksiya) $x(t)$ sifatida elektr toki yoki kuchlanishi tushunilsa, u holda ushbu funksiya (signal)ning o‘rtacha kvadratik qiymatini qarshiligi 1 Om bo‘lgan yuklamada ajralib chiqayotgan o‘rtacha quvvat deb qarash mumkin. Ushbu quvvat tashkil etuvchilarining chastotalari ma’lum bir polosada joylashgan bo‘lib, u ushbu tasodifiy signalning hosil bo‘lish sababiga bog‘liq.

O‘rtacha quvvatning spektri zichligi bu ma’lum bir chastota ω ning 1 Hz polosasi kengligida joylashgan o‘rtacha quvvatini anglatadi, quvvatning chastotalar polosasiga nisbati shaklida aniqlanadi.

$$|G(\omega)| = \left[\frac{\text{quvvat}}{\text{chastotalar polosasi}} \right] = [\text{quvvat} \times \text{vaqt}] = [\text{energiya}]$$

Tasodifiy jarayonning spektr zichligini uni hosil qilgan fizik tasodifiy jarayon ma’lum bo‘lgan holda aniqlash mumkin. Tasodifiy jarayon $x(t)$ ning T davomiylikka ega bo‘lgan bitta realizatsiyasiga Fure almashtirishini qo‘llab uning spektri zichligini aniqlaymiz. U holda ushbu tahlil etilayotgan T davomiylidagi tasodifiy jarayon spektri

zichligi $S_T(\omega)$ ni va u orqali ushbu signal energiyasini aniqlash mumkin, ya'ni

$$E = \int_{-T/2}^{T/2} x_T^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_T(\omega)|^2 d\omega \quad (2.17)$$

(2.17) ifoda orqali aniqlangan energiyani signal davomiyligi T ga bo'lib, ushbu T vaqt bo'lagidagi signal o'rtacha quvvatini topamiz:

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega \quad (2.18)$$

Signal davomiyligi T uzaytirilsa, uning energiyasi E kattalashadi, ammo E/T qandaydir chegaraviy kattalikka intiladi. $T \rightarrow \infty$ holat uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega \quad (2.19)$$

bu ifodada

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T}$$

tasodifiy jarayon (signal) o'rtacha quvvati spektri zichligini anglatadi.

Umuman olganda $G(\omega)$ tasodifiy jarayonning bir necha realizatsiyalari asosida aniqlanishi kerak. Ammo ko'p hollarda stasionar va ergodik tasodifiy jarayonning birgina realizatsiyasi asosida olingan quvvat spektri zichligi ham ushbu tasodifiy jarayonni butunlay tavsiflab beradi.

Signalning energetik spektri uni tashkil etuvchi chastotalarning boshlang'ich fazalari haqida hech qanday ma'lumot bermaydi. Signal shaklini vaqt funksiyasi sifatida uning energetik spektri orqali tiklab

bo'lmaydi. Signalni faqatgina uning amplituda-chastota va faza-chastota spektrlari ma'lum bo'lgan vaqtdagina tiklash mumkin.

2.4. Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog'liqlik. Oq shovqin

Signalning vaqt funksiyasi sifatida tez yoki asta-sekin o'zgarishi uning spektri tashkil etuvchilari soniga, spektri kengligiga bog'liq bo'lib, shu bilan birga signalning tez yoki asta-sekin vaqt funksiyasi sifatida o'zgarishi uning korrelyatsiya funksiyasiga bog'liq. Tasodifiy signalning energetik spektri $G(\omega)$ va korrelyatsiya funksiyasi $B(\tau)$ orasida mustahkam bog'liklik bor.

Tasodifiy jarayon (signal)ning energetik spektri va korrelyatsiya funksiyasi bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari orqali bog'liq bo'lib, buni Viner-Xinchin teoremasi ham tasdiqlaydi, ya'ni

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2.20)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (2.21)$$

Tasodifiy signal energetik spektri va korrelyatsiya funksiyalari juft funksiyalar ekanligini e'tiborga olib, (2.20) va (2.21) formulalarni quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega\tau d\tau \quad (2.22)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega\tau d\omega \quad (2.23)$$

yoki

$$G_x(\omega) = 2 \int_0^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega\tau \, d\tau \quad (2.24)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega\tau \, d\omega \quad (2.25)$$

Tasodifiy jarayon energetik spektrini uning korrelyatsiya funksiyasi orqali va teskari Fure almashtirishidan ushbu tasodifiy signalning korrelyatsiya funksiyasini uning energetik spektri orqali aniqlash mumkin, ya'ni

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} \, d\tau \quad (2.26)$$

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} \, d\omega \quad (2.27)$$

(2.21) ifodadan $\tau = 0$ bo'lgan holat uchun quyidagi tenglikni olamiz:

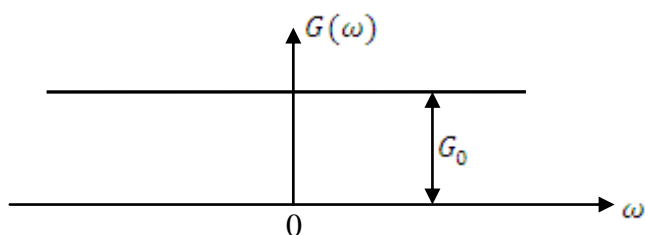
$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \, d\omega = P \quad (2.28)$$

(2.28) ifodadan ko'rinadiki signal energetik spektri deganda ushbu tasodifiy signalning kengligi 1 Hz bo'lgan polosadagi quvvati tushuniladi. Uning to'liq energiyasi signal polosasidagi hamma quvvatlarning yig'indisiga teng.

Xulosa qilib aytganda tez o'zgaruvchi signalning korrelyatsiya oralig'i kichik, asta-sekin o'zgaradigan signalning korrelyatsiya oralig'i shuncha katta bo'ladi. Xuddi shuningdek spektri polosasi keng signal tez

oʻzgaradi va korrelyatsiya oraligʻi shuncha kichik, spektri polosasi tor boʻlgan signal sekin oʻzgaradi va korrelyatsiya oraligʻi katta boʻladi.

RTTlarda hamma vaqt keng polosali fluktuasion xalaqit – oq shovqin mavjud boʻlib, uning chastotalari nazariya nuqtai nazaridan $-\infty < \omega < \infty$ polosada joylashgan hisoblanadi, shuning uchun fluktuasion xalaqitlarni “oq shovqin” deb ataladi.



2.2- rasm. Oq shovqin spektri

Agar (2.27) ifodada $G(\omega)$ ni $G_0 = \text{const}$ bilan almashtirsak, u holda oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz, yaʼni

$$B(\tau) = G_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = G_0 \cdot \delta(\tau), \quad (2.29)$$

bunda, $\delta(\tau)$ – delta funksiya.

Spektri cheksiz keng va bir tekis boʻlgan oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasi τ ning $\tau = 0$ boʻlgan qiymatidan boshqa hamma qiymatlarida nolga teng boʻlib, $\tau = 0$ boʻlganda $B(0)$ cheksizlikka intiladi.

Korrelyatsiya funksiyasi ignasimon, cheksiz ingichka tasodifiy sakrab oʻzgarishlarga ega boʻlib, bunday jarayonni delta – korrelyatsiyalangan jarayon deb ataladi. Oq shovqinning dispersiyasi cheksiz katta. Agar oq shovqinning spektri yuqoridan ω_0 chastota bilan chegaralangan boʻlsa, u holda bunday shovqin “oqqa oʻxshash” (kvazi oq) shovqin deb ataladi.

Nazorat savollari

1. *Tasodifiy jarayon deb qanday jarayonga aytiladi?*
2. *Tasodifiy jarayonning sonli karakteristikalarini keltiring.*
3. *Matematik kutilmaning fizik ma'nosini tushintiring.*
4. *Dispersiyaning fizik ma'nosini tushintiring.*
5. *O'zaro korrelyatsion funksiya.*
6. *Avtokorrelyatsion funksiya.*
7. *Taqsimot funksiyalarni keltiring.*
8. *Normal taqsimot qonunini matematik ifodasini keltiring.*
9. *Reley taqsimot qonunini matematik ifodasini keltiring.*
10. *Integral taqsimot qonunini matematik ifodasini keltiring.*
11. *Normal taqsimot qonuniga signallarga zarralarni ta'sirini fluktuatsion shovqinning oniy qiymatlari bo'ysunadi.*
12. *Xabarlarning matematik modellari.*
13. *Xabar va signallarni vektor shaklida tasvirlash.*
14. *Davriy signallarning spektrlari.*
15. *Statsionar tasodifiy jarayonlar deb qanday jarayonga aytiladi?*
16. *Ergodik statsionar jarayonlar deb qanday jarayonga aytiladi?*
17. *Statsionar tasodifiy jarayonlarning spektri?*
18. *Viner-Xinchen teoremasi ni keltiring?*
19. *Tasodifiy jarayonning spektral zichligi. Uzluksiz signallarni vaqt bo'yichadiskretizatsiyalashga tegishli Kotelnikov teoremasini aytib bering va uni vaqt diagrammasi yordamida tushuntiring.*

3- BOB. NOCHIZIQLI VA PARAMETRIK ELEMENTLAR. ULARNING HARAKTARISTIKALARINI APPROKSIMATSIYALASH

3.1. Nochiziqli elementlarning volt-amper harakteristikalarini 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 nuqtai-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;

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i u^i, \quad (3.1)$$

va uning xususiy shakllari: ikkinchi va uchinchi darajali polinomlardan, ya’ni

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2, \quad (3.2)$$

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2+a_3u^3, \quad (3.3)$$

ba'zi hollarda uchinchi va beshinchi darajali qisqartirilgan polinomlardan ham foydalaniladi:

$$i=a_1u+a_3u^3; \quad i=a_1u+a_3u^3+a_5u^5. \quad (3.4)$$

b. Eksponentasimon funksiya va eksponentasimon funksiyalar yig'indisi

$$i=Ae^{\alpha u}, \quad i=Ae^{\alpha u} + Be^{\beta u}. \quad (3.5)$$

v. To'g'ri chiziqlar yordamida bo'laklab approksimatsiyalash, bu usul ba'zan siniq 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 qiyyalikka ega bo'lgan to'g'ri chiziqlar bilan almashtiriladi.

3.2. Nochiziqli rezistiv element VAXsini polinom bilan approksimatsiyalash

Misol uchun NE VAXsi 3.1-rasmdagi ko'rinishda bo'lsin.

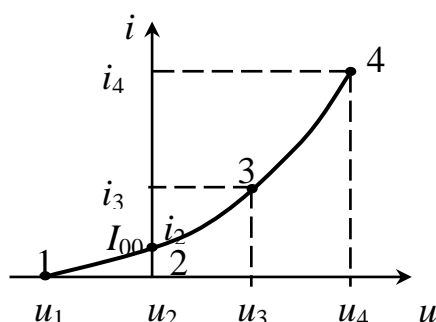
Bunday harakteristika elektron lampa diod VAXsiga to'g'ri keladi. Harakteristikani 3-darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2+a_3u^3. \quad (3.6)$$

Ushbu approksimatsiyalovchi funksiya a_0 , a_1 , a_2 va a_3 koeffitsiyentlarining ma'lum bir qiyyatida NE real VAXsiga mos keladi. Ushbu koeffitsiyentlar qiyyatini 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

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 ; \\ i_2 &= a_0 + a_1 U_2 + a_2 U_2^2 + a_3 U_2^3 ; \\ i_3 &= a_0 + a_1 U_3 + a_2 U_3^2 + a_3 U_3^3 ; \\ i_4 &= a_0 + a_1 U_4 + a_2 U_4^2 + a_3 U_4^3 . \end{aligned} \quad (3.7)$$



3.1- rasm. Nochiziqli element vol-ampere harakteristikasi

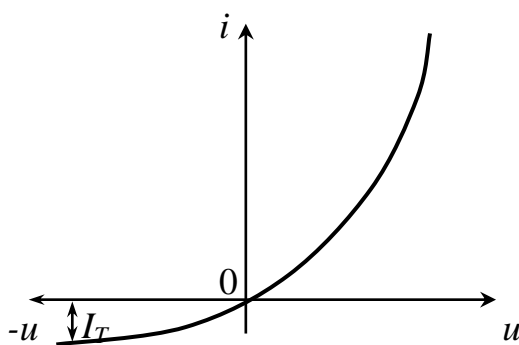
Ushbu to'rt noma'lumli to'rt tenglamani birga yechib a_0, a_1, a_2 va a_3 koeffitsientlar qiymati aniqlanadi. Bunda $U_2=0$ qiymatiga NE o'tuvchi boshlang'ich tok I_{00} mos keladi, chunki bunda $i_2=I_{00}=a_0+a_1U_2+a_2U_2^2+a_3U_2^3$. Approksimatsiyalovchi funksiyadagi a_1 koeffitsiyenti VAXning $U_2=0$ kuchlanishga mos 2-nuqtadagi harakteristika qiyaligi S -ga mos keladi, a_2 va a_3 koeffitsiyentlari qiyalik S ning birinchi va ikkinchi hosilasiga mos keladi. Ular mos ravishda quyidagi o'lchov birliklariga ega bo'ladilar: mA/V; mA/V²; mA/V³.

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 koeffitsiyentlari qiymatlarini aniqlash uchun $n+1$ tenglama tuzish kerak, bunda berilgan kuchlanish va toklar soni ham $n+1$ tadan bo'lishi kerak.

3.3. 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 3.2- rasmda berilgan bo'lsin.



3.2- rasm. Yarim o'tkazgich diod volt-amper harakteristikasi

Bu harakteristikani vakuum diod xarakteristikasi (3.3- rasm)ni approksimatsiyalovchi funksiya

$$i=A_0e^{\alpha u} \quad (3.7)$$

bilan solishtirib tahlil etamiz. Bunda $U=0$ bo'lganda tok $i=A_0$, A_0 koefitsiyent vakuum dioddan o'tuvchi boshlang'ich tok I_{00} ga mos keladi, shuning uchun (3.7) quyidagi ko'rinishni oladi

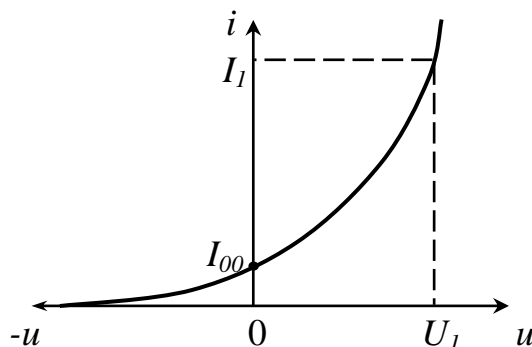
$$i=I_{00}e^{\alpha u} \quad (3.8)$$

(3.8) ifodadagi α – koefitsiyenti qiymatini aniqlash uchun 3.1- rasmda $u=U_1$ ga mos $i=I_1$ ni aniqlaymiz, ya'ni

$$I_1=I_{00}e^{\alpha u_1}. \quad (3.9)$$

(3.9) tenglikdan α -koeffitsiyenti 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

$$i=A_0(e^{\alpha u}-1). \quad (3.10)$$



3.3- rasm. Elektron lampa diod volt-ampere harakteristikasi

3.2- rasmda $u=-\infty$ deb hisoblasak, diod orqali I_t ga teskari tok o‘tadi, unda (3.10) ifodani quyidagicha yozish mumkin

$$i= I_t (e^{\alpha u}-1). \quad (3.11)$$

(3.11) ifodadagi α – koeffitsiyenti qiymatini aniqlash uchun $u=U_1$ kuchlanishga mos $i=i_1$ tokni aniqlaymiz va

$$i_1= I_t (e^{\alpha U_1}-1) \quad (3.12)$$

tenglamani α ga nisbatan yechamiz.

Yarim o‘tkazgichlarda α – koeffitsiyenti qiymati yarim o‘tkazgich materialiga 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 (3.8) ifodani logarifmlash orqali chiziqli shaklga keltirish usulidan foydalanamiz.

$$\ln i = \ln I_{00} + \alpha u \quad (3.13)$$

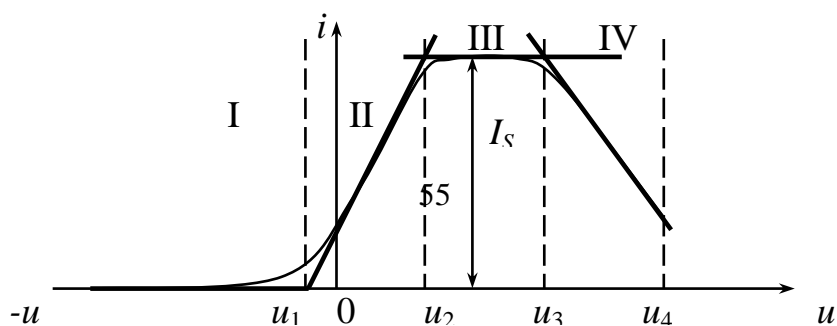
(3.13) ifoda tok logarifmini kuchlanishga to'g'ri chiziqli bog'lanishdaligini ko'rsatadi. Agar real VAX eksponensial funksiya (3.10) ga aniq mos bo'lsa, (3.13) chiziqli bog'lanishda bo'ladi, ularning farqi xatolik darajasini ko'rsatadi.

3.4. 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 chiziqlar bilan almashtiriladi. Misol uchun, 3.4- rasmda keltirilgan VAXni approksimatsiyalash kerak bo'lsin. Ushbu tavsifni 4 qismga bo'lamiz va ularni to'g'ri chiziqlar bilan approksimatsiyalaymiz.

$$\begin{aligned} 1\text{-qismda } i &= 0, & \text{ chunki } u < u_1 & \text{ va } S = 0; \\ 2\text{-qismda } i &= S \cdot u, & \text{ chunki } u_1 \leq u \leq u_2 & \text{ va } S \neq 0; \\ 3\text{-qismda } i &= I_s, & \text{ chunki } u_2 \leq u \leq u_3 & \text{ va } S = 0; \\ 4\text{-qismda } i &= S_1 \cdot u, & \text{ chunki } u_3 \leq u \leq u_4 & \text{ va } S_1 \neq 0, S_1 < 0. \end{aligned} \quad (3.14)$$

To'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash siniq chiziq bilan approksimatsiyalash deb ham ataladi va NE dan kuchli kuchlanish berish holatida, ya'ni uning VAXsi o'tayotgan tokning eng kichik qiymatidan eng katta qiymatigacha qismidan foydalanilganda qo'llanadi.



3.4- rasm. Murakkab volt-amper harakteristikani aproximatsiyalash

3.5.Giperbolik tangens funksiyasi bilan aproximatsiyalash

Bir qator hollarda noxiziqli elementlarning volta-amper harakteristikalarini aproximatsiyalashda transendent funksiyalardan ham foydalaniladi. Bu funksiyalarning koeffitsiyentlari ma'lum bir qonuniyatga asosan tanlanadigan darajali qatorga yoyish mumkin. Koeffisientlarni tanlash har bir qonuniyati yangi transendent funksiyani keltirib chiqaradi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, transendent funksiya bilan aproximatsiyalash juda yuqori darajali polinom bilan aproximatsiyalash natijasini beradi.

Noxiziqli elementlarning VAXlarini aproximatsiyalash uchun turli transendent funksiyalar taklif etilgan (arctangenssimon, 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 (triody, pentody)larning anod-setka harakteristikalarini aproximatsiyalash uchun taklif etildi.

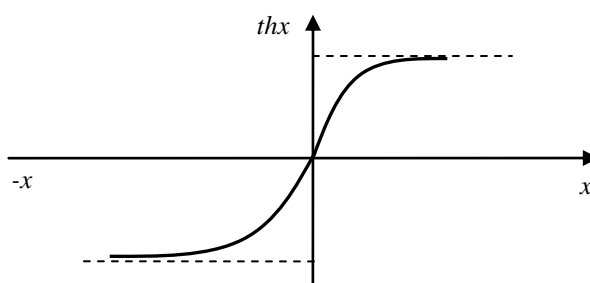
Giperbolik tangens funksiyasi quyidagi umumiy ko'rinishga ega

$$i = A(1 + thau). \quad (3.15)$$

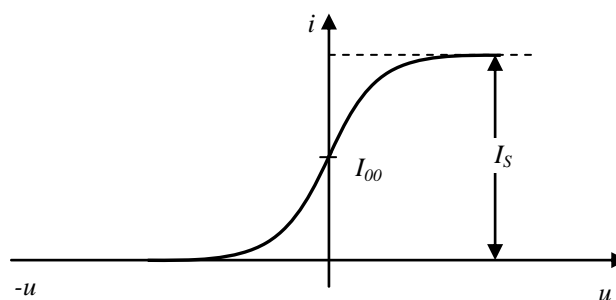
Noxiziqli elementlarning VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan aproximatsiyalashning asosiy afzalligi, u noxiziqli element harakteristikasi qiyaligining o'zgarishini (birinchi va ikkinchi hosilasi) yetarli darajada aniq baholaydi. VAX qiyaligining o'zgarishi bilan bog'liq bo'lgan radiotexnik jarayonlarni tahlil etishda bu asosiy aproximatsiyalash usuli hisoblanadi. Misol uchun, radioqabul qilish

qurilmasi kuchaytirish kaskadi kirishiga foydali signal bilan birga kuchli xalaqit signali ta'sir etganda yuz beradigan modulyatsiya ko'chishi, blokirovkalanish, signallar shaklining nohiziqli buzilishi kabi jarayonlarini o'rganishda juda qo'l keladi. Hozirda radioqabul qilish qurilmalari dastlabki kaskadlarida maydon tranzistorlaridan foydalaniladi. Ularning stok-zatvor harakteristikalarini approksimatsiyalashda giperbolik tangens funksiyadan foydalanish mumkin.

Elektron lampalar anod-setka $i_s = F(u_s)$ va maydon tranzistorlarining stok-zatvor $i_s = F(u_{zi})$ harakteristikalari giperbolik tangens funksiyasiga o'xshash (3.5- rasm).



3.5- rasm. Giperbolik tangens funksiyasi grafigi



3.6- 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 $i_s = F(u_s)$, $i_s = F(u_{zi})$ karakteristikalarini giperbolik tangens funksiyasi (3.15) bilan approksimatsiyalanganda undagi A, a koeffitsiyentlari 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 (3.15) ifodani quyidagi ko‘rinishga keltiramiz

$$i_s = I_{00}(1 + thau_{zi}). \quad (3.16)$$

Nochiziqli reaktiv elementlarning karakteristikalarini approksimatsiyalash yuqorida ko‘rib chiqilgan approksimatsiyalashlardan farq qilmaydi. Misol uchun, nochiziqli kondensatorning volt-kulon karakteristikasini n -darajali ko‘phad bilan approksimatsiyalash mumkin.

$$q(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n. \quad (3.17)$$

Ko‘p hollarda $q = F(u)$ funksiya o‘rniga differensial sig‘im $C = F(u)$ funksiyasidan foydalaniladi.

$$C(u) = \frac{dq}{du} = a_1 + 2a_2 u + \dots + na_n u^{n-1}. \quad (3.18)$$

Ba‘zan nochiziqli yarim o‘tkazgich sig‘im – varikapning volt-farada karakteristikasi quyidagi funksiya orqali yetarli darajada aniqlik bilan approksimatsiyalanadi, ya’ni

$$C(u) = C(0) \sqrt[n]{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + u}} \quad (3.19)$$

bunda, u – varikap $p - n$ o‘tishiga qo‘yilgan kuchlanish; φ_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.

3.6. Uch va besh ordinatalar usuli

Ushbu grafo-analitik usuldan noxiziqli 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 3.7-rasmda keltirilgan shaklda bo‘lsin.

Uning kirishiga

$$u_k(t) = U_k \cos \omega_0 t \quad (3.20)$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (3.21)$$

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

$$\begin{aligned} i_{max} &= I_0 + I_1 + I_2; \\ i_0 &= I_0 - I_2; \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$i_{min}=I_0-I_1+I_2.$$

Bunda $\cos 0=1$, $\cos \pi/2=0$ va $\cos \pi=-1$ ekanligini nazarda tutish kerak.

(3.21) tengliklarni birgalikda yechib I_0 , I_1 va I_2 larni quyidagicha aniqlaymiz

$$\begin{aligned} I_0 &= 0,25(i_{max}+i_{min})+0,5i_0; \\ I_1 &= 0,5(i_{max}-i_{min}); \end{aligned} \quad (3.23)$$

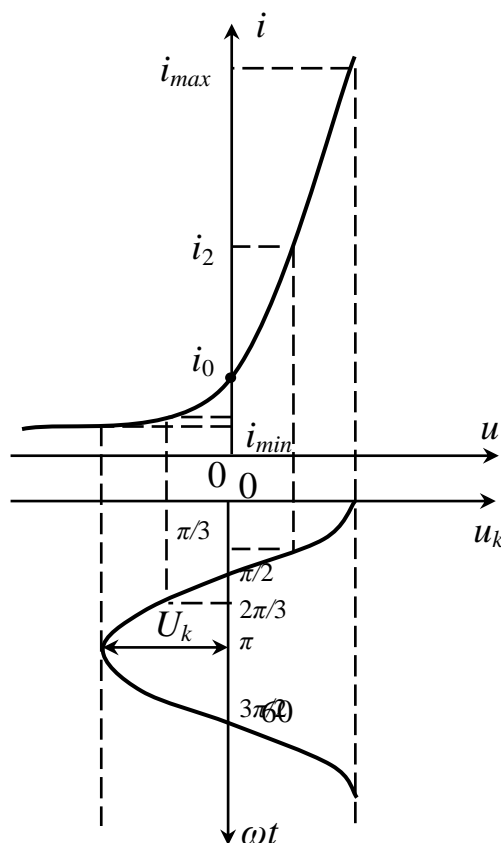
$$I_2 = 0,25(i_{max}+i_{min}) - 0,5i_0.$$

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

$$\begin{aligned} i_{max} &= I_0+I_1+I_2+I_3+I_4; & \omega t &= 0; \\ i_1 &= I_0+0,5I_1-0,5I_2-I_3-0,5I_4; & \omega t &= \pi/3; \\ i_0 &= I_0-I_2+I_4; & \omega t &= \pi/2; \\ i_2 &= I_0-0,5I_1-0,5I_2+I_3-0,5I_4; & \omega t &= 2\pi/3; \\ i_{min} &= I_0-I_1+I_2-I_3+I_4; & \omega t &= \pi, \end{aligned} \quad (3.24)$$

bunda $\cos \pi/3=0,5$ ekanligi e'tiborga

va $\cos 2\pi/3=-0,5$ olingan.



3.7- rasm. 3 va 5 ordinata usuliga oid chizma

(3.25) tengliklarni birgalikda yechib tokning doimiy tashkil etuvchisi va uning birinchi, ikkinchi, uchinchi va toʻrtinchi garmonikalarining amplitudalarini topamiz.

$$\begin{aligned} I_0 &= 1/6 [i_{max} + i_{min} + 2(i_1 + i_2)]; \\ I_1 &= 1/3 [i_{max} - i_{min} + i_1 - i_2]; \\ I_2 &= 0,25 [i_{max} + i_{min} - 2i_0]; \\ I_3 &= 1/6 [i_{max} - i_{min} - 2(i_1 - i_2)]; \\ I_4 &= 1/12 [i_{max} + i_{min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0]. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Uch va besh ordinatalar usuli bilan aniqlangan toklar qiymati xatoligi kirish kuchlanishi amplitudasi oshgan sari koʻpayib boradi. Shunga qaramasdan bu usul amalda past chastotali signal kuchaytirgichlari, modulyator va detektorlarda hosil boʻladigan nochiziqli buzilishlarni taqriban aniqlash va baholash imkoniyatini beradi. Yuqoridagi qurilmalar va shunga oʻxshash qurilmalarda buzilish koeffitsiyent quyidagi ifoda orqali hisoblanadi, buzilish qiymati garmonikalar koeffitsiyenti orqali aniqlanadi va odatda foizlarda baholanadi

$$K_g = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100\%. \quad (3.26)$$

3.7. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli

Bu usuldan NE VAXsini eksponenta va eksponentalar yig'indisi bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi. Misol uchun, yarim o'tkazgichli diod kirishiga

$$u_k(t) = E_c + U_k \cos \omega_0 t; \quad (3.27)$$

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

$$i = I_T (e^{\alpha u} - 1). \quad (3.28)$$

(3.27) ifodaga (3.28) ni qo'yamiz, bunda

$$i = I_T (e^{B_0} \cdot e^{B_k \cos \omega_0 t} - 1) \quad (3.29)$$

ifodani olamiz. (3.29) ifoda juft funksiya bo'lganligi uchun, undan o'tayotgan tok faqat kosinusoidal tashkil etuvchilardan iborat bo'ladi va uni quyidagi Fure qatoriga yoyish mumkin

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (3.30)$$

(3.30) ifodadagi tok spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini aniqlash uchun Bessel funksiyasi nazariyasidan foydalanamiz. Unga asosan

$$e^{\alpha U \cos \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k(\alpha U_k) \cos k\omega_0 t; \quad (3.31)$$

$$e^{\alpha U \sin \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2B_1(\alpha U_k) \sin \omega_0 t + 2B_2(\alpha U_k) \sin 2\omega_0 t + \dots + 2B_k(\alpha U_k) \sin k\omega_0 t. \quad (3.32)$$

$B_k(\alpha U_k)$ – koeffisientlar qiymati Bessel mavhum argumentlari funksiyasi orqali aniqlanadi.

(3.31) ni (3.32) ifodaga qo‘yib,

$$i = I_T [e^{\alpha E_c} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1] + 2I_T e^{\alpha E_c} \cdot B_1(\alpha U_k) \cos \omega_0 t + 2I_T e^{\alpha E_c} \cdot B_2(\alpha U_k) \cos 2\omega_0 t + 2I_T e^{\alpha E_c} \cdot B_3(\alpha U_k) \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (3.33)$$

(3.33) ifodadan tok spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini aniqlaymiz, bular:

$$\begin{aligned} I_0 &= I_T [e^{\alpha E_c} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1], \\ I_1 &= 2I_T e^{\alpha E_c} \cdot B_1(\alpha U_k), \\ I_2 &= 2I_T e^{\alpha E_c} \cdot B_2(\alpha U_k), \\ &\dots\dots\dots \\ I_n &= 2I_T e^{\alpha E_c} \cdot B_n(\alpha U_k). \end{aligned} \quad (3.34)$$

Tok garmonikalari amplitudalari Bessel koeffisiyentlariga proporsional, lekin garmonika tartib raqami oshgan sari uning qiymati kamayib boradi. Bu usuldan detektorlar, chastota ko‘paytirgichlar va chastota o‘zgartkichlarni tahlil etishda foydalaniladi.

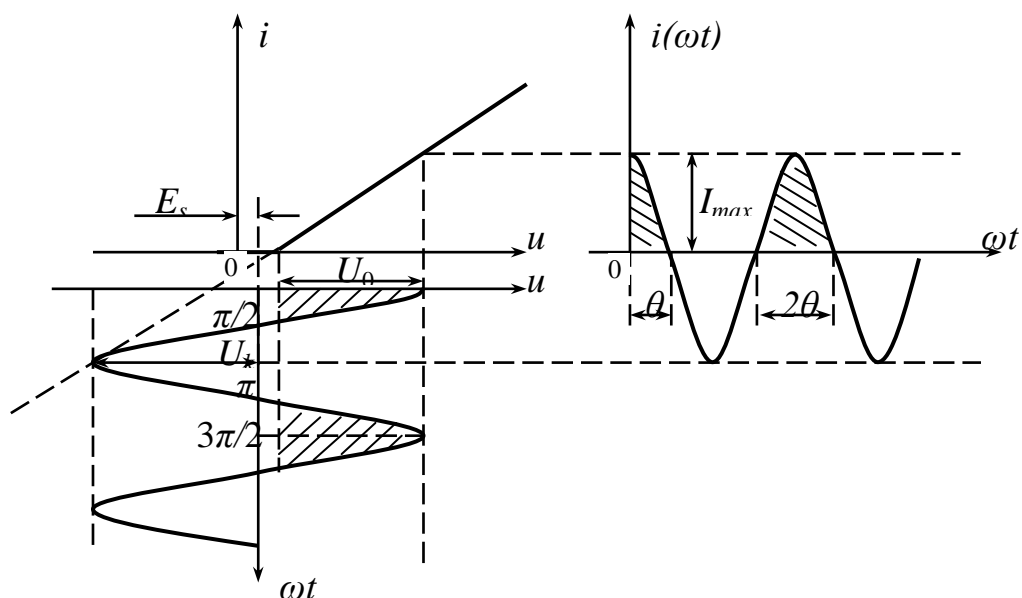
3.8. Kesish burchagi usuli

Bu usuldan NE VAXsini siniq chiziq bo‘laklari bilan approksimatsiyalaganda foydalaniladi.

3.8- rasmda NE approksimatsiyalangan karakteristikasi keltirilgan.

Uning kirishiga siljish kuchlanishi E_s va garmonik tebranish kuchlanishi berilgan, ya’ni

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos \omega_0 t. \quad (3.35)$$



3.8-rasm. Kesish burchagi usuliga oid chizma

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 kelmaydi. Tok o'tishida qatnashadigan kirish kuchlanishi va chiqish toklari 3.8-rasmida shtrixlangan. Bu rejimda NE orqali kirish kuchlanishing bir davri (2π)da faqat 2θ davomida tok o'tadi, qolgan qismi kesiladi. NE chiqishidagi tok kosinusoidal impuls shaklida bo'lib, u ikki ko'rsatkich I_{max} va θ bilan baholanadi, bunda I_{max} – kosinusoidal impuls maksimal qiymati va θ – kesish burchagi.

Kesish burchagi deb, NE orqali o'tgan tok davomiyligining yarmiga yoki NE orqali tokning minimal qiymatdan maksimal qiymatgacha o'zgarish oralig'i yoki teskarisiga aytiladi.

Ba'zan NE yopilish kuchlanishi U_0 , kesish kuchlanishi deb ham ataladi. Kesish burchagini aniqlash uchun NE VAXsini quyidagicha approksimatsiyalaymiz,

$$i = \begin{cases} S_0(u_k - U_0), & u_k \geq U_0; \\ 0, & u_k \leq U_0 \end{cases} \quad (3.36)$$

bunda: S – NE VAX tok o‘tkazadigan qismining qiyaligi.

(3.36) ifodaga (3.37) ifodani qo‘yib

$$i = S(E_s + U_k \cos \omega_0 t - U_0) = S E_c + S \cos \omega_0 t - S U_0 \quad (3.37)$$

olamiz. Bu (3.37) tenglikdan kesish burchagi $\cos \theta$ ni aniqlaymiz

$$\cos \theta = (U_0 - E_k) / U_k \quad (3.38)$$

NE orqali o‘tayotgan davriy tok impulslari o‘z tarkibida kirish signali chastotasiga teng va uning garmonikalari toklaridan iborat bo‘ladi, ya’ni

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (3.39)$$

θ – kesish burchakli kosinusoidal impuls eng katta qiymati I_{max} quyidagicha aniqlanadi

$$i(\omega t) = S U_k (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (3.40)$$

bunda $S U_k = I$ va $\omega t = 0$ da $i = I_{max}$ ni ko‘ramiz

$$I_{max} = I(1 - \cos \theta). \quad (3.41)$$

Tokning doimiy tashkil etuvchisi va garmonik tashkil etuvchilari qiymatlari quyidagicha aniqlanadi:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad (3.42)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t = I_1 \cdot \gamma_1(\theta), \quad (3.43)$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos 2\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos 2\omega t d\omega t = I_2 \cdot \gamma_2(\theta), \quad (3.44)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d\omega t = I_n \cdot \gamma_n(\theta), \quad (3.45)$$

$\gamma_0(\theta), \gamma_1(\theta), \gamma_2(\theta), \dots, \gamma_n(\theta)$ – kosinusoidal impulsni garmonik tashkil etuvchilarga ajratish koeffitsiyentlari deb, yoki Berg koeffitsiyentlari deb ataladi, bunda

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{I}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{I}, \quad \gamma_2(\theta) = \frac{I_2}{I}, \quad \dots, \quad \gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{I}. \quad (3.46)$$

NE ish rejimi uchun uning VAX qiyaligi S , kirish kuchlanishi amplitudasi U_k , yopilish kuchlanishi U_0 va siljish kuchlanishi ma'lum bo'lgani uchun, (3.45) va (3.46) ifodalardan foydalanib θ, I_{max} hamda I larni aniqlaymiz. NE dan o'tayotgan tokning kerakli spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini quyidagi ifodalar orqali aniqlash mumkin:

$$I_0 = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad I_1 = I \cdot \gamma_1(\theta), \quad I_2 = I \cdot \gamma_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I \cdot \gamma_n(\theta). \quad (3.47)$$

Agar $I_{max} = I(1 - \cos\theta)$ ni e'tiborga olsak, u holda

$$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos\theta) \quad \text{yoki} \quad \alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{(1 - \cos\theta)} \quad (3.48)$$

ifodalarni olamiz. Bu ifodalar $\gamma_n(\theta)$ koeffitsiyentlardan $\alpha_n(\theta)$ koeffitsiyentlarga va teskarisiga o'tish imkoniyatini beradi. $\alpha_n(\theta)$ koeffitsiyentlari yordamida tokning maksimal qiymati I_{max} o'zgarmas bo'lganda tokning foydali spektral tashkil etuvchilari I_n ni quyidagicha aniqlash mumkin

$$I_0 = I_{max} \cdot \alpha_0(\theta), \quad I_1 = I_{max} \cdot \alpha_1(\theta), \quad I_2 = I_{max} \cdot \alpha_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I_{max} \cdot \alpha_n(\theta). \quad (3.49)$$

$\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ – qiymatlari ushbu darslikning ilovasida jadval va grafik shaklida keltirilgan. Shuning uchun (3.48) yoki (3.49) ifodalardan

foydalanib tokning istalgan tashkil etuvchisi qiymatini aniqlash juda oson.

$\alpha_n(\theta)$ – koefitsiyentlardan NE o‘tayotgan kosinusoidal impulslar maksimal qiymati I_{max} o‘zgaruvchan holda foydalaniladi. Bunga U_k yoki E_s qiymatini tanlash natijasida erishiladi.

$\gamma_n(\theta)$ – koefitsiyentlardan 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.

3.8-rasmdagi $\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ garfiklardan ko‘rinib turibdiki kesish burchagi θ ning ma‘lum bir qiymatlarida $\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ koefitsiyentlari 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,

$$\alpha_1(120^\circ)=0,54; \quad \alpha_2(60^\circ)=0,27 \quad \text{va} \quad \alpha_3(40^\circ)=0,18, \quad \text{ya'ni} \quad \theta_{\alpha_{onm}} = \frac{120^\circ}{n}$$

$$\text{qiymatlarida; } \gamma_1(180^\circ)=1, \quad \gamma_2(90^\circ)=0,2 \quad \text{va} \quad \gamma_3(60^\circ)=0,05, \quad \text{ya'ni} \quad \theta_{\gamma_{onm}} = \frac{180^\circ}{n}$$

qiymatlarida o‘zlarining eng katta qiymatlariga erishadilar.

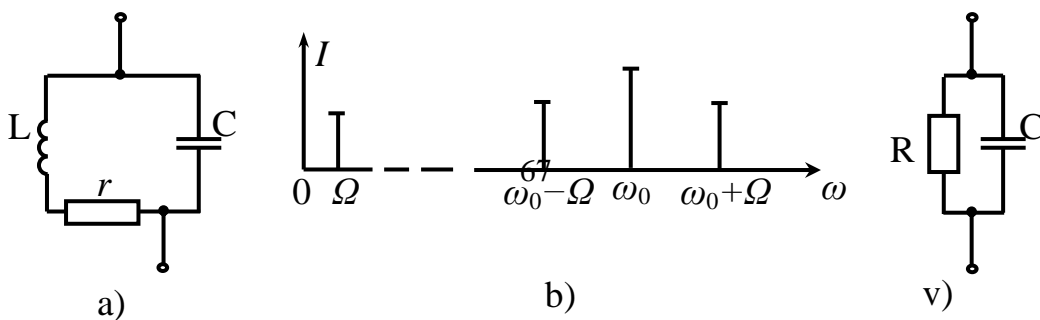
3.9. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish

NE orqali o‘tayotgan tok spektri yoki noxiziqli 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 3.9- rasmda keltirilgan.



3.9- 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

$$Z_e = \frac{R_e}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}} = \frac{R_e}{\sqrt{1+\alpha^2}}, \quad (3.50)$$

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‘lqin qarshiligi; $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ – konturning nisbiy nosozligi va α – 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_e qarshiligi maksimal qiymatidan 0,7 sathga kamayishiga mos keluvchi chastotalar farqi konturning o‘tkazish polosasini kengligi hisoblanadi

$$2\Delta\omega_{0,7} = \frac{f_0}{Q}. \quad (3.51)$$

Parallel ulangan RC zanjir past chastotalar filtri hisoblanadi. Uning ekvivalent qarshiligi

$$Z_{RC} = \frac{R}{\sqrt{1 + \Omega^2 R^2 C^2}} \quad (3.52)$$

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_e 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. *Kombinatsion tashkil etuvchilar NE qanday ish rejimida hosil bo'ladi?*

7. *NE VAXsi $i=au^2$ 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 oraliqda o'zgarishi mumkin?*

11. *$\alpha_0(\theta)$, $\alpha_1(\theta)$, $\alpha_2(\theta)$... $\alpha_n(\theta)$ koeffitsiyentlari nima? Ulardan qaysi hollarda foydalaniladi?*

12. *$\gamma_0(\theta)$, $\gamma_1(\theta)$, $\gamma_2(\theta)$... $\gamma_n(\theta)$ koeffitsiyentlari nima? Ulardan qaysi hollarda foydalaniladi?*

13. *Optimal kesish burchagi nima? U $\alpha_n(\theta)$ va $\gamma_n(\theta)$ koeffitsiyentlari uchun qanday aniqlanadi?*

14. *$\alpha_n(\theta)$ va $\gamma_n(\theta)$ koeffitsiyentlari, I va I_{max} yordamida tok spektral tashkil etuvchilari qanday aniqlanadi.*

15. *Approksimatsiya nima?*

16. *Approksimatsiyalovchi funksiyalarga qanday talablar qo'yiladi?*

17. *Yarim o'tkazgich VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalang va approksimatsiya koeffitsiyentlarini aniqlang.*

4- BOB. UZLUKSIZ SIGNALLARNI UZATISHDA ULARGA ISHLOV BERISH

4.1. Signallarga ishlov berish turlari

Past chastotali signallar (birlamchi signallar) quyidagi spektr tengliklarga ega:

- 1) Telefon signal **300 Gts ÷ 3400Gts.**
- 2) Musiqa signal **20 Gts ÷ 20000Gts.**
- 3) Telegraf signal **0 Gts ÷ 100Gts.**
- 4) Video / Televizion signal **0 Gts ÷ 6 MGts.**

Birlamchi pas chastotali signallarni to‘g‘ridan – to‘g‘ri uzoq masofaga uzatib bo‘lmaydi. Ular aloqa liniyasining (elektr aloqa kabelining) uzunligi oshishi bilan tez suratda so‘nib boradilar. Bunga asosiy sabab elektr aloqa kabellarining birlamchi elektr parametrlari:

- 1) Qarshiligi.
- 2) Induktivligi.
- 3) Sig‘imi.
- 4) Xalaqitlar.

Elektr signallarini elektromagnit to‘lqinlar (radio to‘lqinlar) yordamida o‘zgarilganda quyidagilarni eboratga olish lozim. Uzaturvchi va qabul qiluvchi antennalarning uzunligi. Elektr magnit to‘lqinlarning uzunligiga teng bo‘lishi, yoki ularning uzunligidan 25 % kam bo‘lishi kerak emas.

$$l_{an} = 0,25\lambda \quad \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ M/C}}{f} \quad f = 3000 \text{ Gy.} \quad f = 3 \text{ MGy.} \quad f = 300 \text{ MGy.}$$

$$\lambda = 100000 \text{ m} \quad \lambda = 100 \text{ m} \quad \lambda = 1 \text{ m} \quad l_{an} = 25 \text{ km} \quad l_{an} = 25 \text{ m} \quad l_{an} = 25 \text{ cm}$$

$$f = 30 \text{ m} \quad f = 900 \text{ MGy.} \quad f = 1800 \text{ MGy.} \quad \lambda = 10 \text{ m} \quad \lambda = 0,33 \text{ m} \quad \lambda \approx 16 \text{ cm}$$

$$l_{an} = 2,5 \text{ m} \quad l_{an} \approx 8 \text{ cm} \quad l_{an} \approx 4 \text{ cm}$$

Yuqori chastotali tebranishlarni bemolol uzoq masofalarga uzatish mumkin, chunki ular past chastotali signallarga nisbatan kamroq so‘nadi. Shuning uchun amaliyotda past chastotali tebranishlarni uzoq masofalarga uzatish uchun ularni yuqori chastotali tashuvchi signallarga yuqlatib uzatiladi. Yuqori chastotali tashuvchi signallar sifatida, yuqori chastotaning garmonik tebranishlari yoki to‘g‘ri to‘rt bo‘rchakli

impulslar ketma – ketligi ishlatiladi. Yuqori chastotali garmonik tebranish berilgan bo‘lsin:

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.1)$$

4.2. Analog modulyatsiyalangan signallar

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.

4.3. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar

Tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik tebranuvchi signalni olamiz (4.1a- rasm)

$$U_t(t) = U_\omega \cos \omega_0 t. \quad (4.2)$$

Modulyatsiyalovchi signalning chastotasi Ω ga teng garmonik tebranuvchi signal deb hisoblaymiz (4.1b- rasm)

$$U_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t. \quad (4.3)$$

Odatda $\omega_0 \gg \Omega$ etib tanlanadi.

(4.2) tashuvchining amplitudasi U_ω modulyatsiyalovchi U_Ω signal amplitudasiga mos ravishda o'zgaradi

$$U_{AM}(t) = [U_\omega + kU_\Omega \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t, \quad (4.4)$$

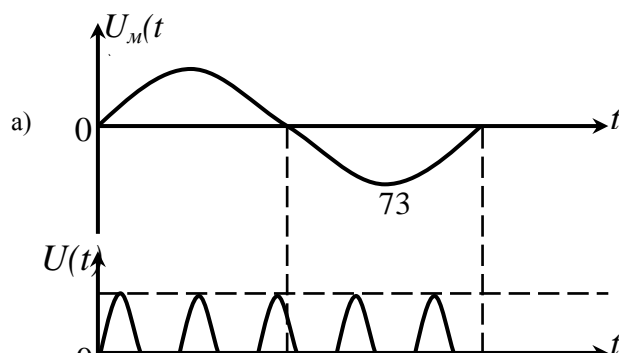
bunda, k – proporsionallik koeffitsienti bo'lib, modulyatsiyalovchi signal amplitudasi o'zgarishini tashuvchi U_ω amplitudasi o'zgarishi ΔU_ω bilan bog'laydi, $\Delta U_\omega = kU_m$.

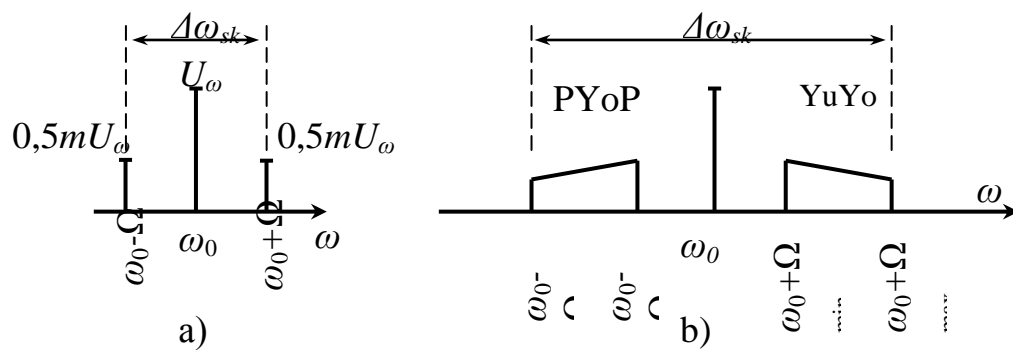
(4.4) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz (4.1 v- rasm)

$$U_{AM}(t) = U_\omega \left[1 + \frac{\Delta U_\omega}{U_\omega} \cos \Omega t \right] \cos \omega_0 t, \quad (4.5)$$

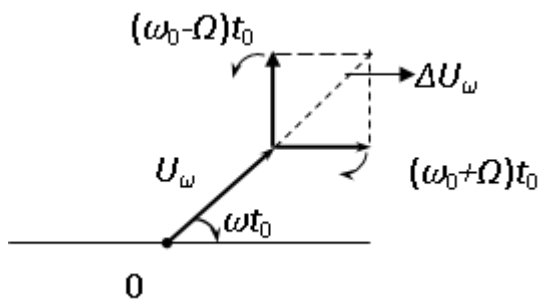
bunda, $\frac{\Delta U_\omega}{U_\omega} = m$ deb belgilab, (4.5) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz

$$U_{AM}(t) = U_\omega [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (4.6)$$





4.2- rasm. AM signallarning spektri



4.3- rasm. AM signal vektor diagrammasi

4.4. 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

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{va} \quad \Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0. \quad (4.7)$$

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

$$u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 + \varphi_0)t \quad (4.8)$$

ning fazasi modulyatsiyalovchi $u_m(t)$ qonuni bo‘yicha o‘zgaradi, ya’ni

$$\varphi(t) = \varphi_0 + aU_m(t), \quad (4.9)$$

bunda a – proporsionallik koeffisienti. Burchak modulyatsiyasida tashuvchining amplitudasi o‘zgarmaydi, ya’ni $U_{\omega} = \text{const}$, shuning uchun FM tebranishni quyidagicha ifodalash mumkin

$$u_{FM}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + aU_m(t)]. \quad (4.10)$$

Agar modulyatsiya past chastotali garmonik signal

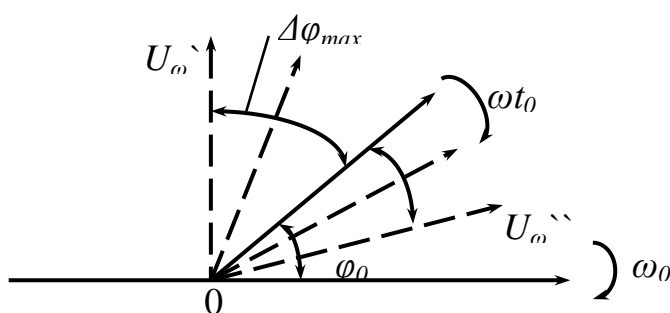
$$u_m(t) = U_m \sin \Omega t, \quad (4.11)$$

ta’sirida amalga oshirilsa, FM signalning fazasi oniy qiymati quyidagiga teng bo‘ladi

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + aU_m \sin \Omega t. \quad (4.12)$$

(4.12) ifodada birinchi va ikkinchi tashkil etuvchisi modulyatsiyalangan signal fazasiga teng, uchinchi fazaning modulyatsiya natijasida o'zgarishi 4.4- rasmda FM signal vektor diagramma yordamida tushuntirilgan.

Bunda tashuvchi vektori soat strelkasi bo'yicha harakatlanib t_0 onda rasmdagi U_{ω}^* holatini egallasin. Faza modulyatsiyasi ushbu vektor U_{ω}^* – ni o'zining dastlabki holatidan $\Delta\varphi = aU_m \sin\Omega t$ qonuni bo'yicha o'ngga va chapga og'ishini anglatadi. Tashuvchining eng chekka holati U'_{ω} va U''_{ω} bilan belgilangan.



4.4- 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. $\Delta\varphi_{\max} = M_{FM} = aU_m$ ni e'tiborga olib (4.8) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$U_{FM}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + m \sin\Omega t]. \quad (4.13)$$

FM signalning oniy chastotasi quyidagicha o'zgaradi

$$\omega(t) = \omega_0 + m\Omega \cos\Omega t. \quad (4.14)$$

Shunday qilib FM signal turli onlarda turlicha chastotaga ega bo'ladi, uning tashuvchi chastotasidan farqi

$$\Delta\omega = m\Omega \cos\Omega t \quad (4.15)$$

bo‘lib, FM signalni ChM signal deb qarash mumkin.

Chastota maksimal qiymati ω ning ω_0 dan farqi $\Delta\omega_d$ chastota deviatsiyasi deb ataladi, ya’ni

$$\Delta\omega_d = m_{chm}\Omega \quad \text{yoki} \quad \Delta f_d = M_{chm}F. \quad (4.16)$$

Chastota modulyatsiyasini amalga oshirilganda tashuvchining chastotasi oniy qiymati modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ ga mos ravishda o‘zgaradi, ya’ni

$$\omega(t) = \omega_0 + a u_m(t), \quad (4.17)$$

bunda a – proporsionallik koeffisienti. ChM signalning oniy fazasi

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + a \int_0^t u_m(t) dt. \quad (4.18)$$

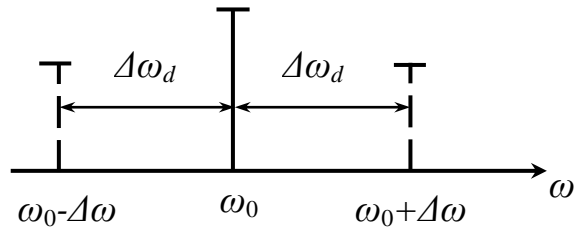
ChM signalning analitik ifodasi quyidagicha bo‘ladi

$$U_{chM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + a \int_0^t u_m(t) dt \right] \quad (4.19)$$

Agar $u_m(t) = U_m \cos\Omega t$ bo‘lsa, u holda

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_d \cos\Omega t, \quad (4.20)$$

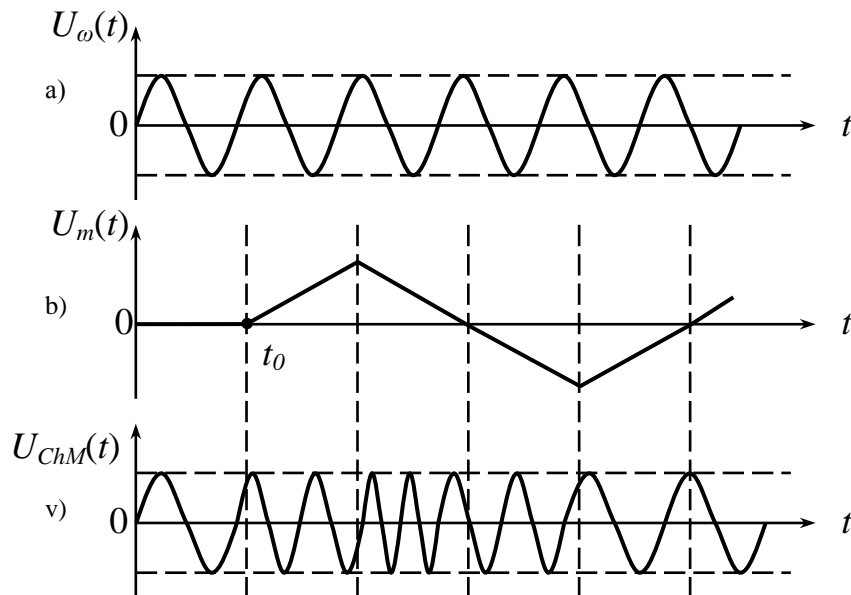
bunda $\Delta\omega_d$ – chastota deviatsiyasi, ya’ni tashuvchi chastotasi ω_0 ning bir tomonga maksimal oshishi yoki kamayishi (4.5- rasm).



4.5- rasm. ChM signal chastota deviatsiyasini aniqlashga oid chizma

(4.20) ni e'tiborga olib (4.19) ni quyidagi shaklga keltiramiz

$$u_{chM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t \right]. \quad (4.21)$$



4.6- rasm. ChM signal vaqt diagrammalari: a) ChM signal tashuvchisi, b) modulyatsiyalovchi past chastotali signal, v) chastotasi modulyatsiyalangan signal

(4.21) ifoda ChM signalni bir ton Ω 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 bogʻliq emas, chastota deviatsiyasi modulyatsiya chastotasiga bogʻliq;

- ChM signal chastota deviatsiyasi, modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bogʻliq emas, modulyatsiya indeksi modulyatsiya chastotasiga teskari propotsional.

ChM va FM signallarni farqi modulyatsiyalovchi signal murakkab boʻlgan holda yaqqol seziladi.

ChM va FM signallarni oʻrtacha qiymati sezilarli oʻzgarmaydi

$$P_{\text{or}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{U^2_{\omega}}{R}, \quad (4.22)$$

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

$$\Delta\omega_{ChM} = 2(M_{ChM} + 1)\Omega. \quad (4.23)$$

FM signal spektri kengligi

$$\Delta\omega_{FM} = 2(M_{FM} + 1)\Omega. \quad (4.24)$$

Agar ChM signal uchun $M_{ChM} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ va FM signal uchun $M_{FM} = \Delta\varphi_{Max}$ ekanligini eʼtiborga olsak, ChM signal spektr kengligi

$\Delta\omega_{\text{ChM}}$ modulyatsiya chastotasi o'zgarsa 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.

4.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish

Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi fazasi modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ga proporsional o'zgaradi, ya'ni

$$\varphi(t) = \varphi_0 + k u_m(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t), \quad (4.25)$$

bunda k – modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ni faza o'zgarishi $\Delta\varphi(t)$ bilan bog'lovchi koeffitsient. Modulyatsiya natijasida boshlang'ich faza φ_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'zgarimasligi uning 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. 4.7a- rasmda FM soddalashgan sxemasi va 1b- rasmda parallel kontur faza-chastota xarakteristikalarini $\varphi(\omega)$ keltirilgan. FM modulyator ishlash jarayonini faza-chastota xarakteristikalarini yordamida ko'rib chiqamiz. Agar kontur tashuvchi signal chastotasi ω_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.

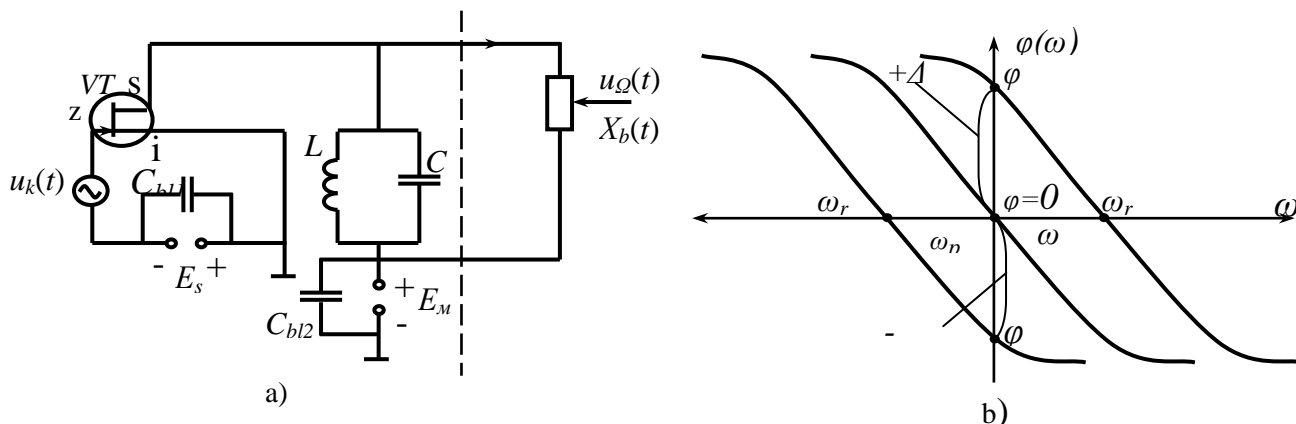
Shuning uchun $\varphi(\omega)$ xarakteristika ω_0 nuqtadan o'tadi (4.7b- rasm). Agar $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida $X_b(t)$ o'zgarib LC kontur rezonans chastotasi ω_r kamaysa, bu kontur tashuvchi chastotasi ω_0 ga teng bo'lmaydi. Natijada $\varphi(\omega)$ xarakteristika chapga suriladi va chastotal o'qini ω_{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 ω_r ko'paysa U_k kuchlanish tok I_1 dan $\Delta\varphi_2$ fazaga kech qoladi. Kontur $\varphi(\omega)$ xarakteristikasi o'ng tomonga suriladi, $\omega_{p2} > \omega_0$ bo'ladi. Shunday qilib, $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida $X_b(t)$ – reaktiv qarshiligi o'zgaradi, kontur rezonans chastotasi ω_r tashuvchi chastotasi ω_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 ω_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.

Signalning fazasi va chastotasi o'zaro bog'liqligi uchun FM signalni chastota modulyatori yordamida va ChM signalni faza modulyatori yordamida olish mumkin.



4.7- rasm. a) faza modulyatori soddalashgan elektr sxemasi, b) FM signalni olishga oid chizma

4.6. Diskret modulyatsiya turlari

Diskret modulyatsiya natijasida diskret xabar a_i simvollariga ma'lum kodlash usulidan foydalangan holda tegishli kodlar kombinatsiyalari biriktiriladi. 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 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_m(t)$ 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:

$$u_T(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4.26)$$

va uning amplitudasi A_0 , chastotasi ω_0 va fazasi φ_0 ni diskret signallarga mos ravishda o'zgartirib AMp, ChMp va FMp signallarni

o'lish 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 4.8-rasmda keltirilgan.

Amplitudasi diskret modulyatsiyalangan signal (4.8a-rasm)da “1” simvoli davomiyligi τ_0 ga teng bo‘lgan radioimpulsni uzatish orqali, “0” simvoli esa radioimpuls uzatilmasdan amalga oshiriladi. Chastota manipulyatsiyasida “1” ni uzatish chastotasi f_1 va “0” ni uzatish chastotasi f_2 bo‘lgan tashuvchini τ_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° ga o‘zgaradi, “0” simvoli uzatilganda tashuvchi fazasi o‘zgarmas 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.

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:

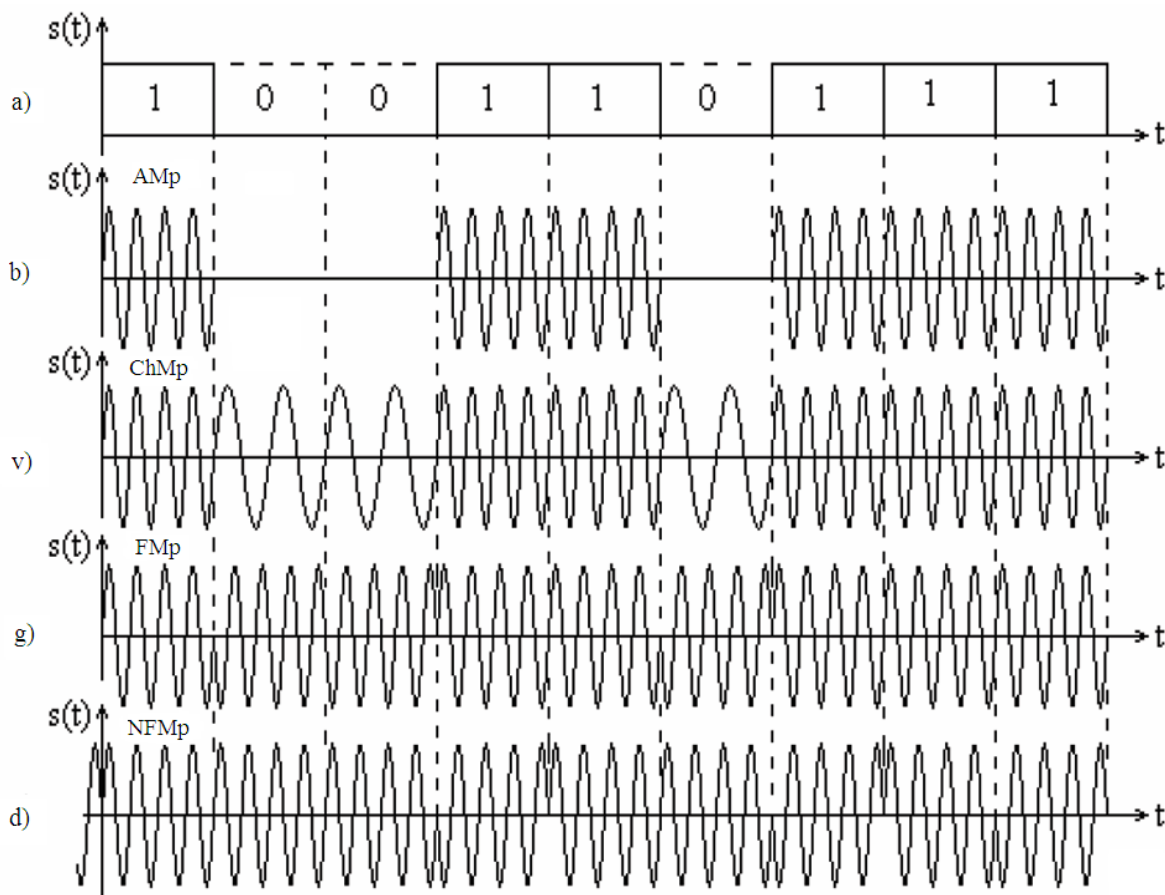
$$s(t) = A_0 u(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4.27)$$

bunda,

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ 0, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (4.28)$$

Diskret signal $u(t)$ uchun Fure qatori quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$u(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \quad (4.29)$$



4.8- rasm. Manipulyatsiyalangan AM, ChM, FM va NFM signallar vaqt diagrammalari

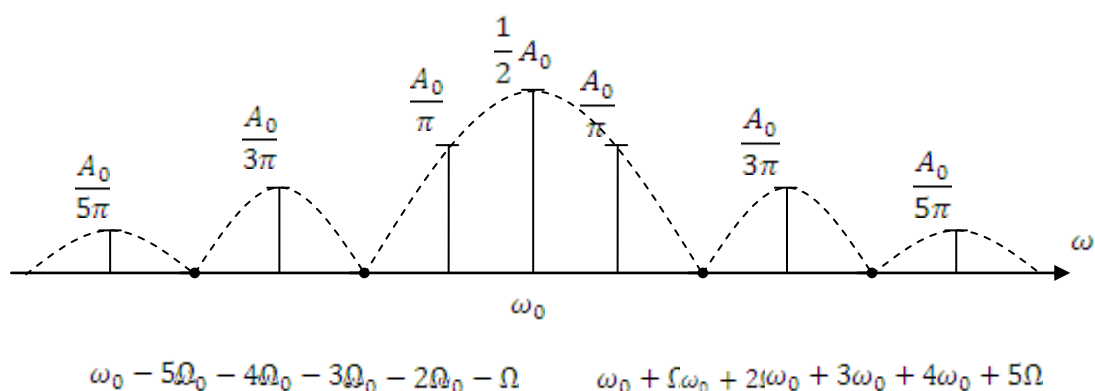
Diskret signal $u(t)$ uchun Fure qatori quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$u(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \quad (4.29)$$

(4.29) ifodani e'tiborga olsak AMp signal uchun (4.27) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_0 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \right) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \\
 &= \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \\
 &+ \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) - \\
 &- \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t + k\Omega t \\
 &+ \varphi_0). \tag{4.30}
 \end{aligned}$$

(4.30) ifoda asosida qurilgan AMp signal spektri 4.9- rasmda keltirilgan.



4.9-rasm. AMp signal spektri

Fazasi diskret modulyatsiyalangan signal spektri

FMp signalni quyidagi formula orqali ifodalash mumkin:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi u(t) + \varphi_0] = \\
 &= A_0 \cos[\Delta\varphi u(t)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 \sin[\Delta\varphi u(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{4.31}
 \end{aligned}$$

Ushbu FMp signal diskret takrorlanish davri $T = 2\tau_0$ bo'lgan $u(t)$ signal bilan manipulyatsiyalangan, ya'ni

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ -1, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (4.32)$$

(4.32) formuladagi $u(t)$ ni (4.31) ifodaga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$S(t) = A_0 \cos \Delta\varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 u(t) \sin \Delta\varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (4.33)$$

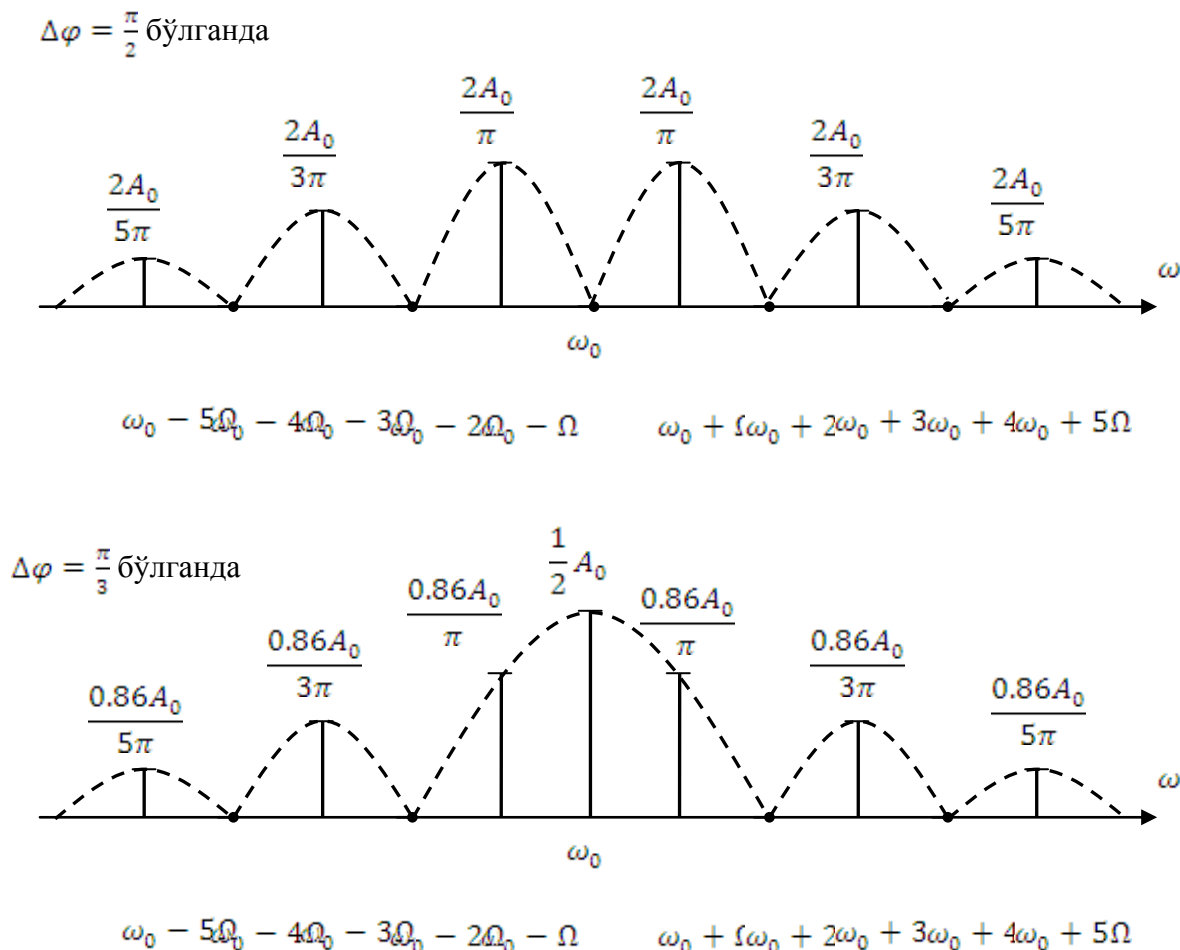
Modulyatsiyalovchi diskret signal $u(t)$ ni Fure qatoriga yoyish natijasida quyidagini olamiz:

$$u(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t. \quad (4.34)$$

Faza deviasiyasi $\Delta\varphi$ ning $\pi/2$ va $\pi/3$ qiymatlari uchun FMp signal spektri 4.10- rasmda keltirilgan.

Bu FMp signal spektri tashuvchisi chastotasi ω_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'zgarganda 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 ω_0 chastotaga surilgan yakka impuls $u(t)$ ning $\sin \Delta\varphi$ ga ko'paytmasi orqali aniqlanadi, ya'ni

$$A(\omega) = A_0 \tau_0 \sin \Delta \varphi \frac{\sin 0.5(\omega - \omega_0) \tau_0}{0.5(\omega - \omega_0) \tau_0}. \quad (4.35)$$

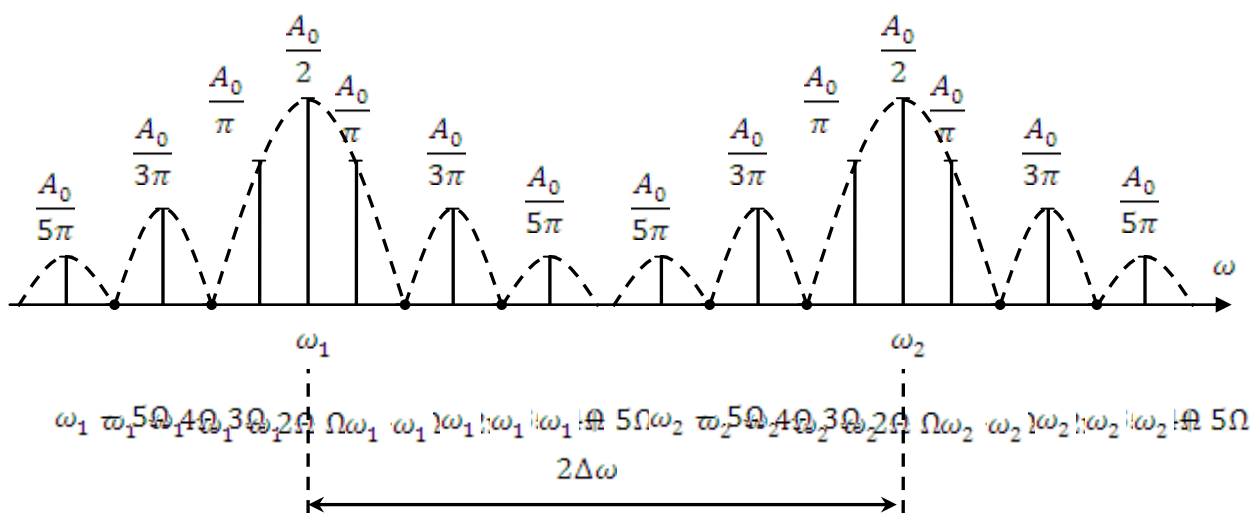


4.10- rasm. FMp signal spektri

Chastotasi manipulyatsiyalangan signal spektri xuddi shu usulda aniqlanadi va uning spektri ikki xil qiymatga ega boʻlgan f_1 va f_2 chastotalarni davriy signal $u(t)$ bilan amplitudasi boʻyicha manipulyatsiyalash natijasida olingan spektrlar yigʻindisiga teng boʻladi (4.11- rasm).

Avval koʻrib 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 signaliga mos ravishda o'zgartirgan) edik. Raqamli aloqa tizimlarida (radioteleometriya, radioboshqaruv va boshqalar) birlamchi axborot tashuvchi sifatida impulslar ketma-ketligidan ham foydalaniladi. Bu impulslar 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 impulslar 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.



4.11- rasm. ChMp signal spektri

4.7. Raqamli aloqa tizimlarida modulyatsiya turlari

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 τ_0 ga teng bo'lgan takrorlanuvchi impulslar ketma-ketligidan foydalaniladi, ya'ni

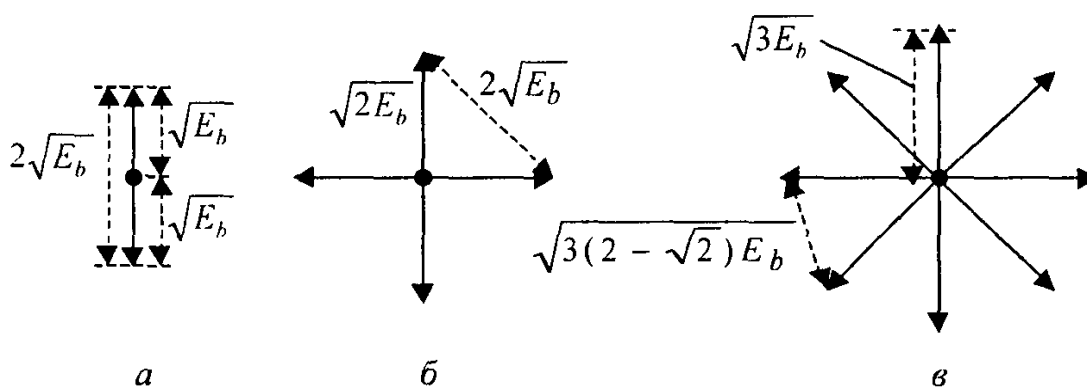
$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} S_0(t - i\tau_0) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i), \quad (4.36)$$

bunda, $S_0(t)$ – impuls o'rovchisi; φ_i – i -nchi impuls boshlang'ich fazasi.

Oddiy binar fazasi modulyatsiyalangan (BFM) signal (inglizcha BPSK – binary phase shift keying) to'g'ri to'rtburchaksimon davomiyliigi τ_0 va boshlang'ich fazasi φ_i impulslar ketma-ketligidan iborat bo'lib, fazasi faqat ikkita: 0 yoki π qiymatga ega bo'ladi. Shunday qilib, har bir impuls bitta ikkilik simvolni uzatadi va davomiyliigi τ_0 va signal quvvati ma'lum kattalikka ega bo'lganda BFM 1 va 0 impulsari fazasi 0 va π 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 signalning energetik spektri $G(\omega)$ chastota, impuls 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 $\Delta f_{sp} = 1/\tau_0$ 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 davomiyliigi τ_0 ni vaqt birligida uzatiladigan ikkilik impuls uzatish tezligi R_i avvalgi

qiymatini saqlab qolish bo‘lib, bunda agar oddiy BFM usulida bir bit $T_b = \tau_0$ vaqt davomida uzatilganligi uchun $R_i = 1/T_b$ ga teng bo‘ladi. Impuls davomiyligini kattalashtirilganda avvalgi tezlikni saqlab qolish uchun radioimpulslar boshlang‘ich fazalari φ_i ning qabul qilishi mumkin bo‘lgan qiymatlari sonini oshirish kerak. Masalan, impulslar davomiyligi ikki marta kattalashtirilsa, ya’ni $\tau_0 = 2T_b$ bo‘lsa, u holda τ_0 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 τ_0 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 (4.12a- rasm).



4.12- 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 (4.12b- 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 qolinganda holda radiosignal davomiyligini uch marta oshirish natijasida radioimpulslar energiyasi BFMga nisbatan uch marta oshadi, natijada vektorlar orasidagi farq 45° ($\pi/4$) ga teng bo‘ladi (4.12v- 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 γ 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.

Raqamli signallar spektri kengligini kichiklashtirish usullari

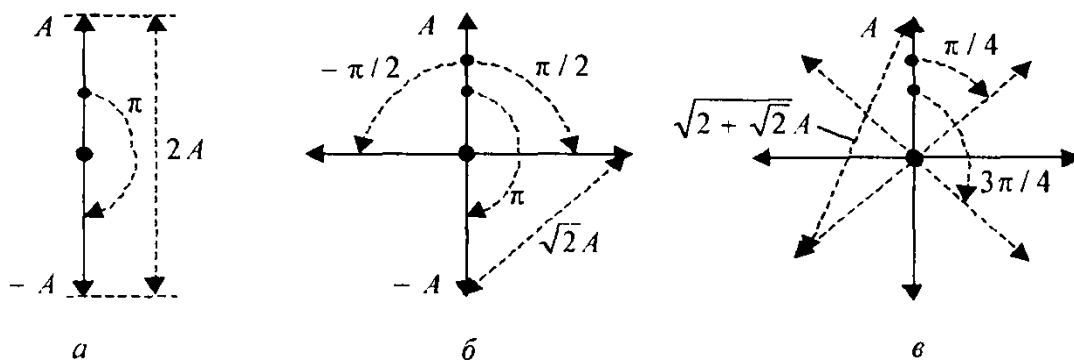
Signallarga bo'ladigan asosiy talablar quyidagilardan iborat:

- 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 koeffisienti η 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° ga o'zgaradi, ya'ni radioimpuls boshlanish fazasi 180° ga o'zgaradi (4.13a-rasm). Buning natijasida kompleks o'rovchi oniy qiymati A dan $-A$ ga va aksincha o'zgarishi quvvat kuchaytirgich tomonidan buzilishlarsiz 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'zgarish kattaligi va uning vaqt birligida takrorlanish chastotasini kamaytirish talab etiladi.



4.13- 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° ga sakrash holati taxminan ikki marta kamaygan bo'lsa ham u saqlanib qoladi. Kuchaytirgich dinamik diapazoniga bo'lgan talabni boshlang'ich fazasi 45° ($\pi/4$) 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 (4.13b- rasm):

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} S_0(t - i\Delta t) \cos\left(2\pi f_0 t + \varphi_i + \frac{\pi}{4}\right) = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i S_0(t - i\Delta t) \cos(2\pi f_0 t) + \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i S_0(t - i\Delta t) \sin(2\pi f_0 t) \right],
 \end{aligned}
 \tag{4.37}$$

bunda $a_i = \cos\varphi_i - \sin\varphi_i$ va $b_i = -\cos\varphi_i - \sin\varphi_i$ binar signallar bo'lib, +1 va -1 qiymatlarni qabul qiladi. (4.37) ifodadan ko'rinadiki KFM signalni ikki o'zaro kvadraturada bo'lgan BFM signal deb hisoblash mumkin, demak, har bir a_i va b_i 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 (4.33) signalning sinus kvadratik tashkil etuvchisini vaqt bo'yicha radioimpuls davomiyligining yarmiga teng vaqtga surilgan holatni ko'rib chiqamiz va quyidagi ifodani olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i S_0(t - i\Delta t) \cos(2\pi f_0 t) + \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i S_0\left(t - i\Delta t - \frac{\Delta t}{2}\right) \sin(2\pi f_0 t) \right], \quad (4.38)$$

(4.38) 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_i va b_i bir vaqtda o'zgarmaydi, a_i o'zgargan onda b_i o'zgarmas qoladi va aksincha. Buning natijasida a_i yoki b_i simvol o'zgarganda signal vektori (4.13b-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 impulsga o'tish holatida uning fazasini $\pi/4$ ga surishdan ham foydalanish mumkin. Buning natijasida radioimpuls fazasi $i = 2k$, $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$ (4.32) ifodada $0, \pi, +\pi/2, -\pi/2$, ga va $i = 2k+1$ bo'lganda esa $\pm\pi/4, \pm 3\pi/4$ ga teng qiymatlarni oladi (4.13v- rasm). Signallarni qabullash qurilmasida fazalarning bu turli qiymatlari oddiy KFM signallarni 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

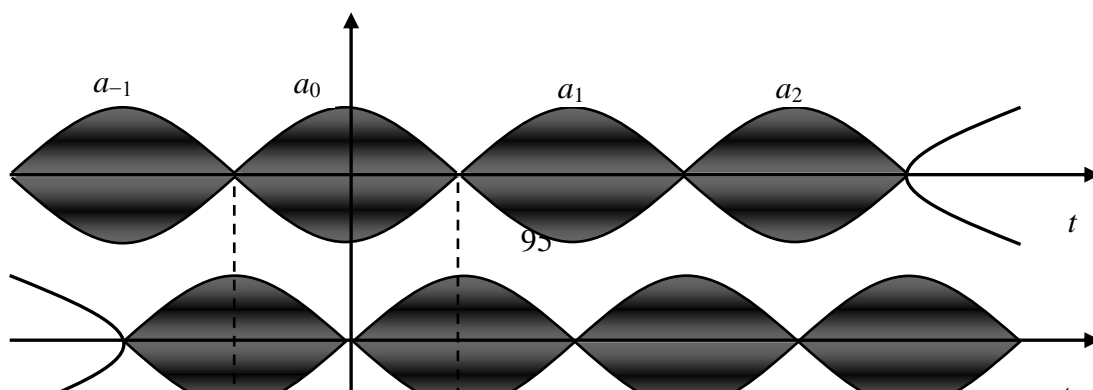
diapazoniga bo‘lgan talab signal fazasi $\pm 3\pi/4$ ga o‘zgarganda, uning kompleks o‘rovchisi $\sqrt{2+\sqrt{2}}A$ ga, ya’ni SKFMDagi o‘zgarishga qaraganda 1,31 marta katta bo‘ladi.

KFM signalning SKFM va $\pi/4$ -KFM turlaridan foydalanilganda modulyatsiyalangan signallarning spektral xarakteristikalari 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 (4.39) formulada modulyatsiyalovchi impuls o‘rovchisini kosinus funksiyasi musbat yarim to‘lqini shaklida va amplitudasi $\sqrt{2}A$ ga teng deb hisoblasak (4.14- rasm), u holda KFM signalning yana bir turi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$S_0(t) = \begin{cases} \sqrt{2}A \cos\left(\frac{\pi t}{\Delta t}\right), & \text{agar } |t| \leq \frac{\Delta t}{2}, \\ 0, & \text{agar } |t| > \frac{\Delta t}{2}. \end{cases} \quad (4.39)$$

KFM signalning bu turi minimal chastota manipulyatsiyasi – MChM signal (MSK – minimal shift keying) deb ataladi.

(4.39) 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 koeffisienti bilan o‘zgarishi signal chastotasining $\pm 1/2\Delta t$ ga surilishini anglatadi.



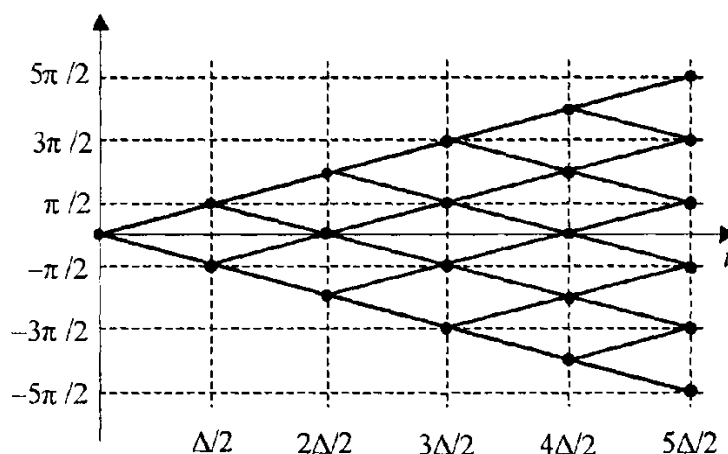
4.14- rasm. MChM signalning kvadratik tashkil etuvchilari

Eng asosiy natija manipulyatsiya natijasida impuls davomiyligining $\Delta t/2$ qismidan soʻng chastotaning oʻzgarishi uning fazasining sakrashlarisiz yuzaga keladi, yaʼni MChMni uzluksiz fazali modulyatsiya deb qabul qilish mumkin.

$$\dot{S}(t = 0^-) = a_0 = \dot{S}(t = 0^+)$$

natijani olamiz (bunda “-” va “+” indeksleri $t = 0$ nuqtaga mos ravishda chap va oʻng tomondan yaqinlashishni anglatadi).

Shunday qilib, avvalgi uzatilayotgan “posilka”dan qatʼiy nazar navbatdagi “posilka” fazasi avvalgisining tugash davridagi fazasini davomi koʻrinishida boʻladi. Yuqoridagi fikr 4.15- rasmda fazalar traektoriyasi koʻrinishida oʻz aksini topgan. Har bir $[k\Delta t/2, (k+1)\Delta t/2]$ vaqt orasida signal fazasi chastotaning vaqt boʻyicha oʻzgarishi $\pm 1/2\Delta t$ ga mos ravishda chiziqli koʻrinishda kattalashadi va kichiklashadi.



4.15- rasm. MChM signal fazasi oniy qiymatlari traektoriyasi

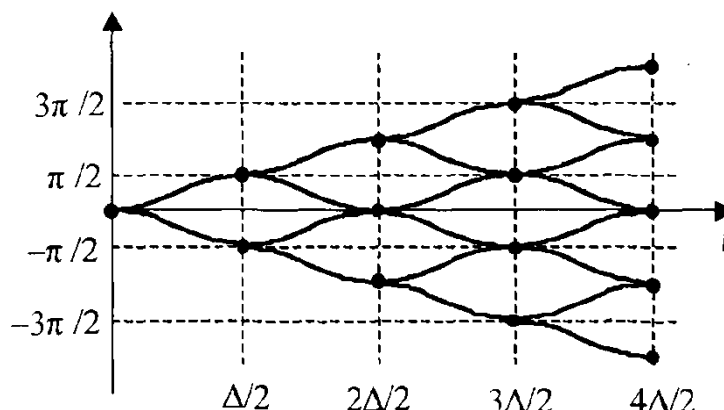
Signal fazasining kattalashishi va kichiklashishi signal a_i , b_i simvollarining ushbu bo‘lakdagi kombinatsiyasiga bog‘liq. Fazaviy burchakning $(k+1)\Delta t/2$ onlardagi chastotaning qabul qilishi mumkin bo‘lgan kattaliklariga mos keluvchi qiymati roppa-rosa π ga farqlanadi. Bunda fazaning har qanday 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 $\Delta f_{0,99} \approx \frac{1,2}{T_b}$ 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 kabilar) hosilalarini ham uzluksiz bo‘lishini ta’minlash orqali amalga oshirilishi mumkin. Boshqacha qilib aytganda 4.15- 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 qonuniyati 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‘tkazilishi 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.



4.16- rasm. Gauss MChM signali fazasi traektoriyasi

Gauss MChM signali fazasining o‘zgarish traektoriyasi ba’zi ikkinchi darajali ko‘rsatkichlar e‘tiborga olinmagan holat uchun 1.5-rasmda keltirilgan.

4.1- jadvalda yuqorida tahlil etilgan modulyatsiya turlari uchun modulyatsiyalangan signal spektri kengligi $\Delta f_{0,99}$ ni signal uzatish tezligi R_b ga bog‘liqligi natijalari keltirilgan.

4.1- 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.

Raqamli televideniya foydalaniladigan modulyatsiya turlari

Yer usti raqamli televideniyaning DVB-T standartida hozirda analog televideniya foydalanilayotgan televizion 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) tadbiq 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 ortogonalligi 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_u ning teskari qiymati $1/T_u$ ga, ya’ni $f_{k+1} - f_k = \Delta f = \frac{1}{T_u}$ 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 ortogonalligi ushbu signallar davomiyligi T_u vaqt oralig‘ida ular spektrlari ko‘paytmasidan 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 Δt simvol davomiyligi T_u ning 1/4, 1/8, 1/16, 1/32 qismini, ya’ni himoya oralig‘i Δt simvol davomiyligi T_u ning 3 dan 25% gachasini tashkil etishi mumkin. himoya oralig‘i Δt ning qiymati, signal tarqalayotgan hudud tekisligi, past-balandligi, undagi qurilgan binolar balandligi va turlari, shu bilan birga teleuzatkichlar orasidagi masofaga bog‘liq. Himoya oralig‘i Δt 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 4.2-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 8Kda foydalaniladigan tashuvchilar soni 2Kdagiga qaraganda 4 marotabaga ko‘pligidir.

COFDM signalining asosiy ko‘rsatkichlari

4.2- 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 Δt davomiyligi, mks	222, 112, 56, 28	56, 28, 14, 7
7.	Xabar simvoli T_u davomiyligi, mks	1120, 1008, 952, 924	280, 252, 58, 51
8.	Bir chastotali radiotarmoqda radiouzatkichlar orasidagi masofa, km	67, 34, 17, 8, 4	17, 8, 4, 2

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. *Past chastotali signallar (birlamchi signallar) qanday spektr kengliklarga ega?*
5. *Uzluksiz modulyatsiyaning qanday turlari mavjud?*

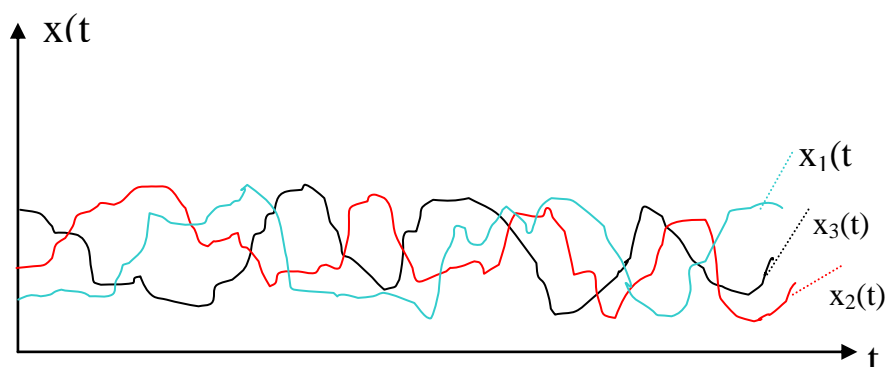
6. *Amplituda modulyatsiyasi deb nimaga aytiladi?*
7. *AM signallarning qanday turlari mavjud?*
8. *Amplitudasi bo'yicha modulyatsiya signallarni hosil qilish qanday bo'ladi?*
9. *Chastota modulyatsiyasi deb qanday modulyatsiyaga aytiladi?*
10. *Chastota deviatsiyasi deb nimaga aytiladi?*
11. *Modulyatsiya indeksi formulasini yozib bering?*
12. *Garmonik ChM signalning vaqt diagrammasini chizib bering?*
13. *Diskret ikkilik modulyatsiya turlari?*
14. *4, 8, 16, 64-KFM va kvadratura AFM signallarni geometrik joylashish grafigini chizing va ushbu signallardan foydalanilganda dastlabki 4-KFM va KAFMdan foydalanilgandagi xalaqitbardoshlikni saqlab qolish uchun qanday chora-tadbirlarni ko'rish kerak?*
15. *Raqamli signal spektri kengligini qanday usullardan foydalanib kichiklashtirish mumkin?*
16. *Dastlabki fazasi $\pi/4$ surilgan KFM signal qanday afzalliklarga ega?*
17. *Mingimal chastota modulyatsiya usullaridan qanday maqsadlarda foydalaniladi?*
18. *Gauss MChM signali fazasi traektoriyasi o'zgarishini vaqt diagrammalarini chizing va tushuntiring.*

5- BOB. SIGNAL VA XALAQITLARNING MATEMATIK MODELLARI

5.1.Xalaqitlarni turlarga ajratish

Aloqa liniyasi bo'ylab uzatilayotgan signallarni va ularga zararli ta'sir qiladigan xalaqitlarni tasodifiy jarayonlar deb qarash mumkin. Chunki qabul qilish tomonida oldindan qanday signal uzatilganligi va bu signalga qanday ko'rinishdagi xalaqit ta'sir qilishi oldindan noma'lumdir.

Tasodifiy jarayon deb kechishi oldindan noma'lum bo'lgan jarayonga aytiladi. Tasodifiy jarayon deb ehtimollik karakteristikalari vaqtga bog'liq bo'lgan tasodifiy miqdorga aytiladi.



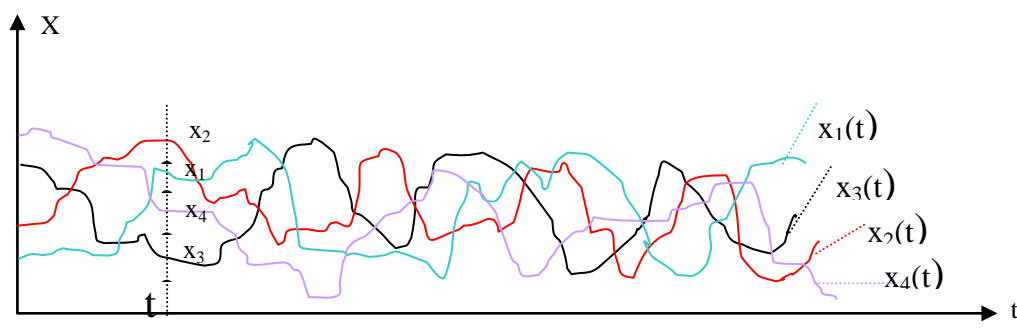
5.1- rasm. Tasodifiy jarayonlarining vaqt diagrammalari

Tasodifiy jarayonning har bir konkret ko'rinishiga uning realizatsiyasi deyiladi.

Tasodifiy jarayonning realizatsiyalar to'plamiga tasodifiy jarayonning ansambli deyiladi.

Tasodifiy jarayonning kesimi deb t ning biror bir momentidagi tasodifiy jarayonning qabul qilish mumkin bo'lgan qiymatlarining to'plamiga aytiladi.

Tasodifiy jarayon aniqlangan deyiladi, agar uning ko'p o'lchovli taqsimot qonuni berilgan bo'lsa.



5.2- rasm. Tasodifiy jarayonlarining kesimi

5.2. 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 (5.3- rasm). Tajriba yoki kuzatish natijasida tasodifiy jarayon qabul qilgan ko'rinish – uning realizatsiyasi deb ataladi. Tajribalar yoki kuzatishlar natijasida tasodifiy jarayon qabul 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 qonunlaridir.

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 (5.1- 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'lmasligi aniqlanadi, ya'ni

$$F_1(x_1, t_1) = P[\zeta(t_1) \leq x_1]. \quad (5.1)$$

(5.1) ifodaning xususiy hosilasi

$$\frac{\partial F_1(x_1, t_1)}{\partial x_1} = P_1(x_1, t_1) \quad (5.2)$$

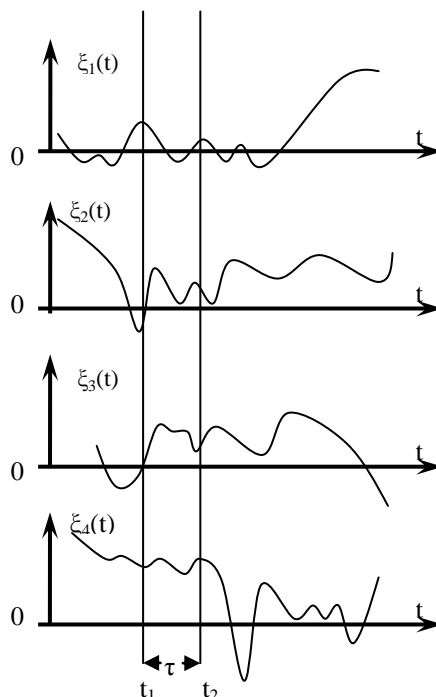
tasodifiy jarayon $\zeta_k(t)$ ning $t=t_1$ vaqt uchun bir o'lchamli taqsimot qonunining zichligi deb ataladi.

$F_1(x_1, t_1; x_2, t_2)$ tasodifiy jarayon $\zeta_k(t)$ 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

$$F_2(x_1, t_1; x_2, t_2) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2]. \quad (5.3)$$

Ikki o'lchamli ehtimollik zichligi (5.4) ifodadan ikkinchi tartibli hosila olish orqali aniqlanadi

$$\frac{\partial^2 F_2(x_1, t_1; x_2, t_2)}{\partial x_1 \partial x_2} = P_2(x_1, t_1; x_2, t_2). \quad (5.4)$$



5.3- rasm. Tasodifiy jarayonlarning realizatsiyalari

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

$$F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots x_n, t_n) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2; \dots \zeta(t_n) \leq x_n] \quad (5.5)$$

n -o‘lchamli integral taqsimot qonuni ifodasi (5.5) dan olingan n -tartibli xususiy hosila

$$\frac{\partial^n F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots x_n, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n} = P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots x_n, t_n) \quad (5.6)$$

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

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots x_n, t_n) = P_1(x_1, t_1)P_2(x_2, t_2) \dots P_n(x_n, t_n). \quad (5.7)$$

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

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (5.8)$$

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

$$\overline{x^2(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (5.9)$$

Dispersiya – tasodifiy jarayonning biror-bir realizatsiyasining t_1 vaqtidagi qiymatini uning o‘rtacha qiymatidan farqining o‘rtacha kvadrati shaklida aniqlanadi, ya’ni

$$D[x(t_1)] = \overline{[x(t_1) - \overline{x(t_1)}]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t_1) - \overline{x(t_1)}]^2 dx_1 dx_2, \quad (5.10)$$

Dispersiya matematik nuqtai nazardan tasodifiy jarayon qiymatlarining o‘zining o‘rtacha qiymati atrofida tarqalganligini (yoyilganligini) bildiruvchi (baholovchi) kattalikdir. Agar $\overline{x(t)} = 0$ bo‘lsa, dispersiya o‘rtacha qiymatga teng bo‘ladi:

$$D[x(t_1)] = \overline{x^2(t_1)} = \sigma_x^2. \quad (5.11)$$

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

$$B_{xx}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)x(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, t_1; x_2, t_2) dx_1 dx_2 \quad (5.12)$$

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

$$B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xyP_2(x, t_1; y, t_2) dx dy \quad (5.13)$$

Agar $x(t)$ va $y(t)$ tasodifiy jarayonlar o'zaro bog'liq bo'lmasa, u holda 2-o'lchamli taqsimot qonuni 1-o'lchamli taqsimot qonunlari ko'paytmasi shaklini oladi, ya'ni

$$P_2(x, t_1; y, t_2) = P_1(x, t_1)P_1(y, t_2), \quad (5.14)$$

natijada $B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)}$, $\overline{x(t_1)} = \overline{y(t_2)} = 0$ va $B_{xy}(t_1, t_2) = 0$ 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 koeffisienti, nisbiy korrelyatsiya tushunchalaridan foydalanishga ehtiyoj seziladi.

Yagona tasodifiy jarayonning t_1 va t_2 vaqtlardagi oniy qiymatlari orasidagi bog'liqlik korrelyatsiya koeffisienti $t_2 - t_1 = \tau \neq 0$ dagi qiymatining, uning $\tau = 0$ bo'lgandagi qiymati shaklida aniqlanadi

$$R_{xx}(t_1, t_2) = R_{xx}(\tau) = \frac{B_{xx}(t_1 - t_2)}{B_{xx}(0)} = \frac{B_{xx}(\tau)}{B_{xx}(0)}. \quad (5.15)$$

$R_{xx}(\tau)$ odatda avtokorrelyatsiya koeffisienti 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 koeffisienti orqali baholanadi

$$R_{xy}(t_1, t_2) = R_{xy}(\tau) = \frac{B_{xy}(\tau)}{B_{xy}(0)} \quad (5.16)$$

O‘zaro korrelyatsiya koeffisienti $R_{xy}(\tau)$ 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_i-t_j qiymatlari farqiga oralig‘iga bog‘liq va alohida-alohida qiymatlariga bog‘liq bo‘lmasa, bunday tasodifiy jarayonlar tor ma’nodagi stasionar tasodifiy jarayonlar deb ataladi, ya’ni

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots x_n, t_n) = P_n(x_1, t_1 + \tau; x_2, t_2 + \tau; \dots x_n, t_n + \tau). \quad (5.17)$$

Stasionar tasodifiy jarayonlarning ehtimollik tavsiflari kuzatish vaqti boshlanishiga bog‘liq emas, faqat $\Delta = t_i - t_j$ oralig‘iga bog‘liq.

Agar tasodifiy jarayonning o‘rtacha qiymati

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1 \quad (5.18)$$

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

$$B_{xx}(t_1, t_2) = B_{xx}(t_2 - t_1) = B_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2. \quad (5.19)$$

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 teoremaga 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 hisoblasa bo‘ladi, ya’ni

$$\tilde{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} xP(x)dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)dt = \tilde{x}(t); \quad (5.20)$$

$$\tilde{x}^2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 P(x)dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t)dt = \tilde{x}^2(t); \quad (5.21)$$

$$\begin{aligned} B_{xx}(\tau) &= \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2 = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt = \tilde{x}(t) \tilde{x}(t+\tau). \end{aligned} \quad (5.22)$$

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 $B_{xx}(0) = \tilde{x}^2(t) = \sigma_x^2$;

- korrelyatsiya funksiyasining hech bir qiymati uning $\tau=0$ bo‘lgandagi qiymatidan katta bo‘lmaydi, ya’ni $B_{xx}(0) \geq B_{xx}(\tau)$, chunki

$$[\tilde{x}(t) - x(t+\tau)]^2 = \tilde{x}^2(t) - 2\tilde{x}(t)x(t+\tau) + x^2(t+\tau) = 2B_{xx}(0) - 2B_{xx}(\tau) \geq 0; \quad (5.23)$$

- 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

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} B_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} [\zeta(t) + x_0][\zeta(t+\tau) + x_0] = x_0^2. \quad (5.24)$$

- davriy takrorlanuvchi jarayon avtokorrelyatsiya funksiyasi o'z davriga teng jarayon bo'ladi. Misol uchun

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \text{ bo'lsa, uning o'rtacha qiymati}$$

$$B_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_k A_n \cos(k\omega t + \varphi_k) \cos(n\omega t + \varphi_n) dt, \quad (5.25)$$

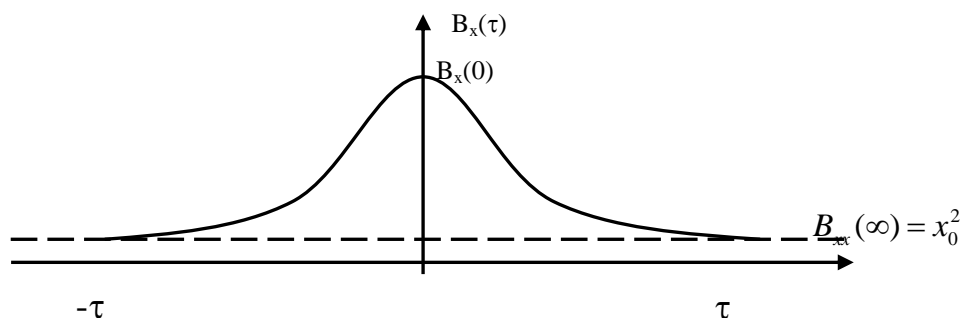
$n \neq k$ bo'lganda kosinuslar ko'paytmasidan olingan integral nolga teng bo'ladi va $n = k \neq 0$ holat uchun bu integral $\frac{1}{2} \cos k\omega\tau$ ga teng bo'ladi, natijada

$$B_{xx}(\tau) = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2} \cos k\omega\tau \quad (5.26)$$

bo‘ladi.

5.4- rasmda ko‘p holatlarda uchraydigan ergodik tasodifiy jarayon korrelyatsion funksiyasi xossalari namoyish etuvchi chizma keltirilgan.

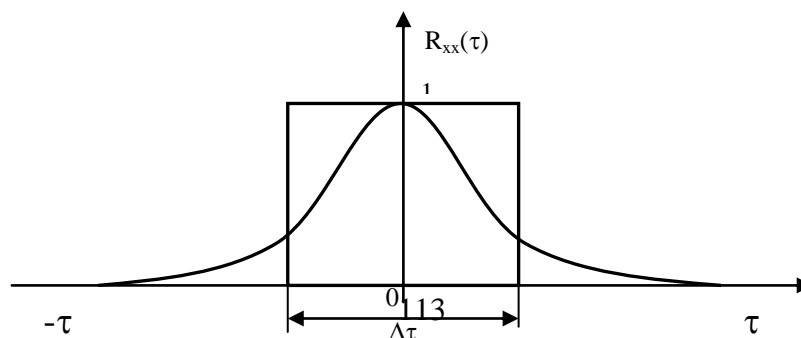
Eslatib qo‘yamiz, korrelyatsion funksiya birlamchi davriy jarayon garmonik tashkil etuvchilari fazalariga bog‘liq emas.



5.4- rasm. Tasodifiy jarayon va determinant signal korrelyatsion funksiyasi

Korrelyatsiya oraliq‘i. Tarkibida determinant tashkil etuvchisi bo‘lmagan tasodifiy jarayon uchun $\Delta\tau$ ning shunday oraliq qiymatini ko‘rsatish 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 (5.5- rasm).

$$\Delta\tau = \frac{1}{B_{xx}(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B_{xx}(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) d\tau. \quad (5.27)$$



5.5- rasm. Tasodifiy jarayon korrelyatsiya funksiyasi

5.3. Signal energetik spektri

Tasodifiy jarayonni ma'lum bir T vaqt davomida kuzatish natijasida uning shu qismiga tegishli amplituda spektrini aniqlash mumkin, ya'ni:

$$s(j\omega) = \int_0^T s(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (5.28)$$

Bu (5.28) 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'lmasligiga 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:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (5.29)$$

Fure teskari o'zgartirishi natijasida $B(\tau)$ ni aniqlash mumkin, ya'ni:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (5.30)$$

(5.29) va (5.30) 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 (5.29) va (5.30) formulalarni quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$B(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cos \omega \tau d\omega, \quad (5.31)$$

$$G(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (5.32)$$

(5.30) formuladan foydalanib $G(\omega)$ funksiyaning fizik mazmunini aniqlash mumkin. Buning uchun $\tau = 0$ deb hisoblaymiz, natijada quyidagiga erishamiz:

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P, \quad (5.33)$$

bunda, P – tasodifiy jarayonning to‘liq quvvati.

(5.33) formuladan ko‘rinadiki $G(\omega)$ funksiya tasodifiy jarayon quvvati spektrining zichligini ifodalaydi va Vt/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 ω_1 dan ω_2 gacha integral olish orqali aniqlanadi, ya’ni:

$$P_{\omega_1 \div \omega_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (5.34)$$

Energetik spektrni tasodifiy jarayon amalga oshirilgan davomiyligi T boʻlgan qismi uchun quyidagicha aniqlash mumkin. Parvesal tengligi yordamida $x(t)$ tasodifiy jarayonning T vaqt davomida ajralgan energiyasi

$$E_T = \int_0^T x^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |s_T(j\omega)|^2 d\omega. \quad (5.35)$$

Tasodifiy oʻrtacha quvvati E_T/T orqali $T \rightarrow \infty$ sharti uchun quyidagiga teng boʻladi:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E_T}{T} = \frac{1}{\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^\infty |s_T(j\omega)|^2 d\omega, \quad (5.36)$$

(5.34) va (5.36) ni taqqoslash natijasida $G(\omega)$ (energetik spektr) va $S(j\omega)$ (amplituda spektri) orasidagi bogʻlanish ifodasini olamiz, yaʼni

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2|s(j\omega)|^2}{T}. \quad (5.37)$$

Energetik spektr tushunchasi tasodifiy jarayon realizatsiyasini oʻrtacha tavsiflaydi. Agar tasodifiy jarayon energetik spektri $G(\omega)$ past chastotalar diapazonida joylashgan boʻlsa, bu protsess spektri $G(\omega)$ yuqori chastotalar diapazonida joylashgan tasodifiy jarayonga nisbatan sekinroq oʻzgaruvchi boʻladi. Tor polosali tasodifiy jarayonning energetik spektri $\Delta\omega$ oʻrtacha chastota ω_0 atrofida joylashgan boʻladi va $\Delta\omega \ll \omega_0$ boʻladi. Bu tasodifiy jarayon avval koʻrib oʻtganimizdek amplitudasi va fazasi asta oʻzgaruvchi oʻrtacha chastotasi ω_0 ga teng boʻlgan garmonik tebranishni eslatadi.

Energetik spektr va korrelyatsiya funksiyasi bir-biri bilan Fure toʻgʻri va teskari juft oʻzgartirish orqali bogʻlanganligi uchun ularga nisbatan spektral tahlil teoremasini qoʻllash mumkin. Ushbu teoreмага

asoslardan ba'zi natijalar 5.1- jadvalda keltirilgan. Bunda $\bar{x} = 0$, $x_1(t)$ va $x_2(t)$ funksiyalar o'zaro bog'liq emas deb hisoblangan.

5.1- jadval.

$x(t)$	$B_x(\tau)$	$G(\omega)$
$x_1(t) + x_2(t)$	$B_1(\tau) + B_2(\tau)$	$G_1(\omega) + G_2(\omega)$
$x(ct)$	$B(c\tau)$	$\frac{1}{c}G\left(\frac{\omega}{c}\right)$
$x(t-t_0)$	$B(\tau)$	$G(\omega)$
$x(t)e^{-j\Omega t}$	$B(\tau)e^{j\Omega\tau}$	$G(\omega) + \Omega$
$x_1(t) x_2(t)$	$B_1(\tau) \cdot B_2(\tau)$	$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\nu)G_2(\omega-\nu)d\nu$

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:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\tau. \quad (5.38)$$

Tasodifiy jarayonlar uchun uning spektri kengligi Δf va korrelyatsiyasi oralig'i $\Delta\tau$ lar orasida umumiy bog'liqlik bor, ya'ni

$$\Delta f \cdot \Delta\tau \geq \mu \approx 1 \quad (5.39)$$

bunda, μ – doimiy koeffitsient bo'lib, taxminan birga teng.

Energetik spektr kengligi Δf korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau$ ga o'xshash ifoda orqali aniqlanadi:

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f = \frac{1}{G(\omega)} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega. \quad (5.40)$$

Korrelyatsiya funksiyasi $B(\tau) = a^2 e^{-\alpha|\tau|}$ ifoda orqali aniqlanadigan jarayon energetik spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$G(\omega) = 2 \int_0^{\infty} a^2 e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega\tau d\tau = \frac{2a^2\alpha}{\pi(\alpha^2 + \omega^2)}. \quad (5.41)$$

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 $\Delta f \cdot \Delta\tau = 1$.

5.4. Fluktuasion xalaqitlar

Fluktuatsion xalaqit statsionar tasodifiy jarayon bo'lib, ehtimollik normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Chunki fluktuatsion 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:

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(w-\bar{w})^2}{2\sigma^2}} \quad (5.42)$$

bunda, \bar{w} – tasodifiy jarayon o'rtacha qiymati; σ^2 – tasodifiy jarayon dispersiyasi.

Fluktuasion xalaqitlar uchun w ning musbat va manfiy qiymatlari bir hil ehtimollikka ega, shuning uchun $\bar{w} = 0$, dispersiya σ^2 xalaqitning quvvati P ga teng, xalaqitning effektiv (samarali) qiymati $Q_{n\sigma} = \sqrt{P} = \sigma_n$. Yuqoridagilarni e'tiborga olish natijasida xalaqit ehtimolligi zichligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{w^2}{2\sigma_n^2}}. \quad (5.43)$$

Bunga mos ravishda ehtimollik taqsimoti integral funksiyasi quyidagicha bo'ladi:

$$F(u_0) = P(u \leq u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} [1 + \Phi(u_0)], \quad (5.44)$$

bunda, $u = \frac{w}{\sigma_n}$ – xalaqitning nisbiy qiymati;

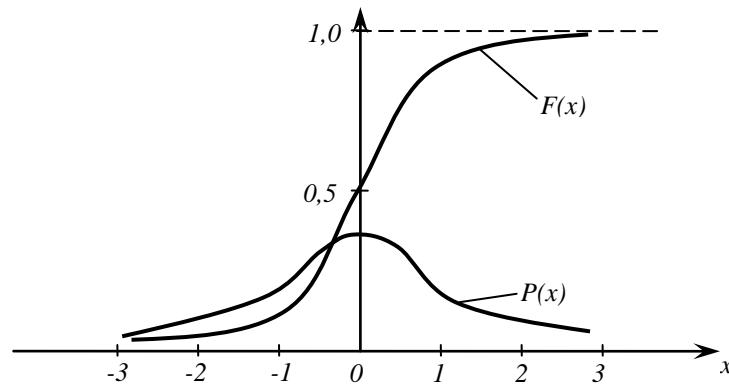
$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (5.45)$$

$\Phi(u)$ – ehtimollik integrali yoki Kramp funksiyasi deb ataladi. Kramp funksiyasi toq funksiya bo'lib $\Phi(-u) = -\Phi(u)$, bundan tashqari $\Phi(\infty) = 1$ va $\Phi(0) = 0$

5.4-rasmda Gauss jarayoni integral va differensial taqsimoti chizmalari keltirilgan.

Ehtimollik taqsimoti qonuni asosida xalaqit qiymatining berilgan oraliqda bo'lish ehtimolligini aniqlash mumkin, misol uchun u_1 va u_2 oraliqda bo'lishini:

$$P[u_1 < u < u_2] = \int_{u_1}^{u_2} P(u) du. \quad (5.46)$$



5.6- rasm. Differensial va integral taqsimot qonunlari

(5.46) ifodadagi $P(u)$ o‘rniga (5.45) ni qo‘yib quyidagini olamiz:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [\Phi(u_2) - \Phi(u_1)] \quad (5.47)$$

(5.47) 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:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [\Phi(\infty) - \Phi(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - \Phi(u_0)] \quad (5.48)$$

(5.48) 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 13×10^{-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 $3,5 \div 4,5$ marotaba katta, shuning uchun fluktuasion xalaqitni impulssimon xalaqitdan farqliroq tekis xalaqit deb ataladi. Chunki impulssimon xalaqitning eng katta qiymatining eng kichik qiymatiga nisbati juda katta ($10^2 \div 10^6$) bo‘ladi.

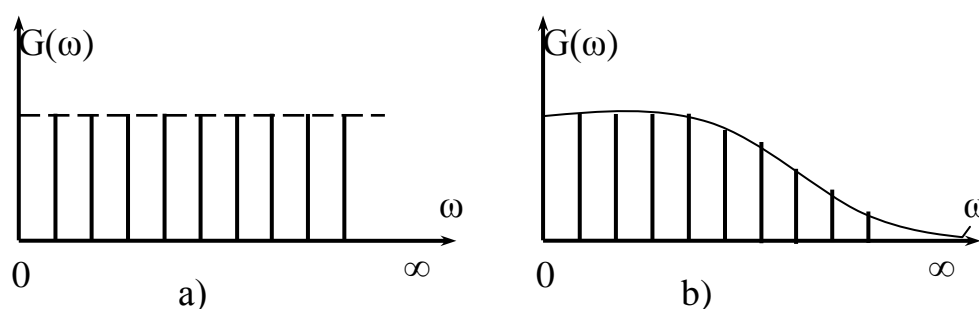
Fluktuasion xalaqit tashkil etuvchilari bir-biri bilan statistik bog‘lanishga ega bo‘lmaganligi uchun bunday xalaqitlar “oq shovqin” xalaqitlar deb ataladi, chunki uning spektri oq rang spektriga o‘xshash juda keng, nazariy nuqtai nazardan 0 dan ∞ orasida joylashgan fluktuasion xalaqitlar avtokorrelyatsion 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:

$$P_n(w_1, w_2, w_3, \dots, w_n) = \prod_{k=1}^n P(w_k) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{n/2}} e^{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^n w_k^2} \quad (5.49)$$

“Oq shovqin” shaklidagi fluktuasion xalaqit energetik spektri hamma 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 (5.7-rasm).

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 idellashtirilgan shakldan fluktuasion xalaqit korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau$ radiotexnik qurilma yoki tizimda o‘tish jarayoni davomiyligi τ 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.



5.7- 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 otsillograf 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:

$$w(t) = u(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (5.50)$$

bunda, ω_0 – o‘rtacha chastota, $u(t)$ va $\varphi(t)$ tasodifiy jarayonning asta-sekin o‘zgaruvchi o‘rovchisi va fazasi.

Tasodifiy jarayonni (5.50 ifoda) trigonometrik yoyishlardan foydalanib quyidagi ko‘rinishga keltirishimiz mumkin:

$$w(t) = u_1(t) \cos(\omega_0 t) + u_2(t) \sin(\omega_0 t), \quad (5.51)$$

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:

$$u(t) = \sqrt{u_1^2(t) + u_2^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{u_2(t)}{u_1(t)}. \quad (5.52)$$

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 σ_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

$$P(u_1, u_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{u_1^2 + u_2^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (5.53)$$

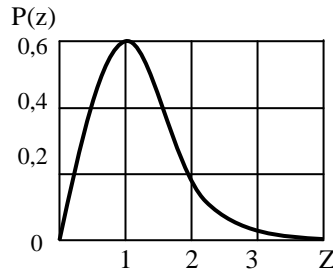
Tor polosali Gauss tasodifiy jarayon o'rovchisi ehtimolliki zichligi quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$P(U) = \frac{u}{\sigma_n^2} e^{-\frac{u^2}{2\sigma_n^2}}, \quad (u \geq 0). \quad (5.54)$$

Hisoblashlarda u o'rovchi o'rniga uning σ_n ga nisbati $z = \frac{u}{\sigma_n}$ dan foydalanish qulay, (5.54) ifodaga $z = \frac{u}{\sigma_n}$ va $dz = \frac{du}{\sigma_n}$ kattaliklarni kiritib

$$P(z) = z e^{-\frac{z^2}{2}}, \quad (5.55)$$

ifodani olamiz. Bu ehtimollik taqsimoti Rele taqsimot qonuni deb ataladi (5.8- rasm).



5.8- 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 φ ning hamma qiymatlari uchun uning ehtimollik zichligi taqsimoti bir xil bo‘ladi (5.9- rasm),

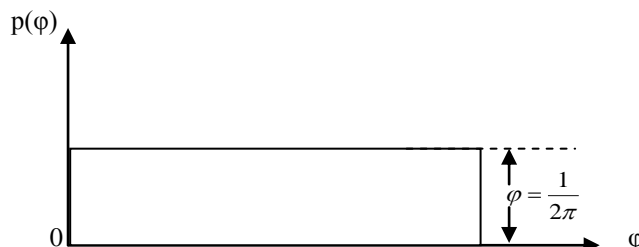
$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (0 \leq \varphi \leq 2\pi). \quad (5.56)$$

Ko‘p hollarda garmonik shakldagi signal va xalaqit yig‘indisi $z(t) = s(t) + w(t)$ ning o‘rovchisi va fazasi ehtimolliqi taqsimotini aniqlash talab etiladi. Agar xalaqitni tor polosali deb hisoblasak, u holda

$$z(t) = s(t) + w(t) = (u_1 + A) \cos \omega_0 t + u_2 \sin \omega_0 t = u(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (5.57)$$

bo‘lib, bunda

$$u(t) = \sqrt{(u_1 + A)^2 + u_2^2}; \quad \varphi(t) = \arctg \frac{u_2(t)}{u_1(t) + A}.$$



5.9- rasm. Tor polosali tasodifiy jarayon tashkil etuvchilarining boshlang'ich fazalari taqsimoti

Signal va xalaqit yig'indisining o'rovchisi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P(U) = \frac{1}{\sigma_n^2} B_0 \left(\frac{Au}{\sigma_n^2} \right) e^{-\frac{u^2 + A^2}{2\sigma_n^2}}, \quad (5.58)$$

bunda, $B_0(x)$ – Bessel nolinchii tartibli modifikatsiyalangan funksiyasi, σ_n^2 – xalaqit dispersiyasi. (5.58) ifoda Rele umulashgan ehtimollik taqsimot qonuni yoki Rays taqsimot qonuni deb ataladi. Signal amplitudasi $A=0$ bo'lsa (5.58) 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

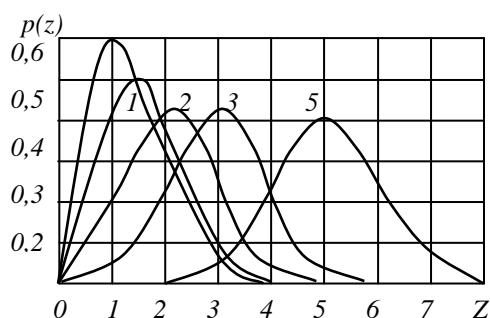
$$P(z) = z e^{-\frac{a^2 + z^2}{2}} \times B_0(az). \quad (5.59)$$

5.8-rasmda bu taqsimotlarning a ning turli qiymatlari uchun grafiklari keltirilgan. Bunda $a = \frac{A}{\sigma_n} = \frac{\sqrt{2P_c}}{P_n}$ 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:

$$P(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2\sigma_n^2}} + \frac{1}{2} \frac{A \cos \varphi}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \left[1 + \Phi \left(\frac{A \cos \varphi}{\sigma_n} \right) \right] e^{-\frac{A^2 \sin^2 \varphi}{2\sigma_n^2}}, \quad (5.60)$$

bunda, $\Phi(x)$ – Kramp funksiyasi. (5.60) ifodadan $A=0$ bo‘lgan holda fazalarning bir tekis taqsimot qonuni kelib chiqadi.



5.10- 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 koeffisenti 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.*

6- BOB. ELEKTR ALOQA KANALLARINING MATEMATIK MODELLARI

6.1. Elektr aloqa kanallarining umumlashgan matematik modeli

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 spektrining o‘tkazish kengligi.

Kanalning 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 kerak:

$$T_k \geq T_s; D_k \geq D_s; F_k \geq F_s \text{ yoki } V_k \geq V_s. \quad (6.1)$$

Ko‘rinib turibdiki, signalning yoki kanalning bir parametrini ikkinchisiga almashtirib aloqa kanali orqali signalni uzatish mumkin.

Har qanday aloqa kanallar quyidagi asosiy xususiyatlarga ega:

1. Aloqa kanallarini chiziqli tizim deb hisoblash mumkin, chunki kanal chiqishidagi signal kanal kirishidagi signallar yig‘indisiga teng, ya’ni superpozitsiya prinsipiga bo‘ysunadi;

$$\sum_{i=1}^n s_i(t) = k [s_{1k}(t) + s_{2k}(t) + \dots + s_{nk}(t)] \quad (6.2)$$

2. Har qanday aloqa kanalida, foydali signal bo‘lish bo‘lmasligidan qat’iy nazar xalaqit signali mavjud, ya’ni

$$x(t) = s(t) + w(t), \quad (6.3)$$

3. Signal aloqa kanalidan o‘tganda u biroz kechikadi va uning sathi kamayadi.

4. Signal aloqa kanalidan o‘tganda uning shakli buziladi. Shunday qilib kanal chiqishidagi signal quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$x(t) = \mu(t) \cdot s(t - \tau) + w(t) \quad (6.4)$$

bunda, μ va τ – signal so‘nishi va kechikishini ko‘rsatuvchi kattaliklar.

Agar μ va τ vaqt davomida o'zgarmasa, bunday aloqa kanali doimiy ko'rsatkichli kanal deb ataladi. μ va τ lardan biri yoki ikkalasi vaqt davomida o'zgarib tursa, bunday kanal ko'rsatkichlari o'zgaruvchan kanal deb ataladi. Masalan: yer usti radioeshittirish va televideniye kanali ko'rsatkichlari o'zgarmas kanalga misol bo'ladi.

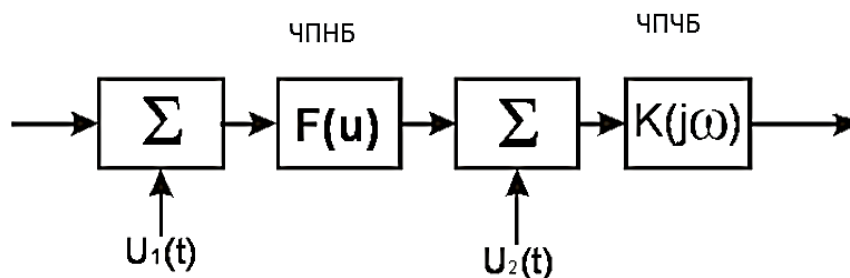
Aloqa kanallarini turli ko'rsatkichlar bo'yicha tasniflash mumkin, masalan, aloqa kanali kirishi va chiqishidagi harakteri bo'yicha:

1. Uzluksiz;
2. Diskretli;
3. Diskretli uzluksiz;

Qo'llaniladigan chastotalar diapazoni bo'yicha:

1. O'ta past - 30-300 Gts (to'lqin uzunligi $\lambda = 1000 \dots 10000$ km);
2. Infra past - 300-3000 Gts ($\lambda = 100 - 1000$ km);
3. Juda past - 3-30 kGts ($\lambda = 10 - 100$ km) – mikrometrli;
4. Past - 30-300 kGts ($\lambda = 1 - 10$ km) – kilometrli;
5. O'rtacha - $\lambda = 100 - 1000$ m) 300-3000 kGts - gekametrli;
6. Baland - 3-30 MGts ($\lambda = 10 - 100$ m) - dekametrli;
7. Juda baland - 30-300MGts ($\lambda = 1 - 10$ m) - metrli;
8. Ultra baland - 300-3000 MGts ($\lambda = 10 - 100$ sm) - detsimetrli;
9. O'ta baland - 3-30 GGts ($\lambda = 1 - 10$ sm) - santimetrli;
10. Cheksiz baland - 30-300 GGts ($\lambda = 1 - 10$ mm) - millimetrli;
11. Giperbaland - 30-3000 GGts (0,1-1 mm) – detsimillimetrli.

Uzluksiz kanallarda signallarning buzilishi



6.1- rasm.Uzluksiz aloqa kanali modeli

Chiziqli buzilishlar signallar va xatolar spektrining o'zgarishida aks etadi. Chiziqli buzilishlar determinial va tasodifiy buzilishlarga bo'linadi. Determinial chiziqli buzilishlar real kanallarda priyomnik kirishida chastota tanlovchi zanjirlar, peredatchik chiqishida koaksial va to'lqinli antenna traktlari mavjudligi bilan bog'liq. Nochiziqli buzilishlar signalning bo'g'inlar bo'yicha eng kichik amplituda tavsifi $F(u)$ bilan o'tishi natijasida hosil bo'ladi, chunki tarqalish muxiti qoidaga binoan chiziqli bo'lsa, nochiziqli buzilishlar esa aloqa kanaliga kiruvchi texnik qurilma bilan aniqlanadi. Signalning nochiziqli buzilishlari yangi spektral tarkibiy qismlarning paydo bo'lishi va egiluvchisi signalning o'zgarishiga olib keladi.

6.2. Aloqa kanallarning matematik modellari

Xatoliklarsiz ideal kanal amplitudasining o'zgarishi va signalning vaqtincha holati bilan bog'liq determiniallashgan buzilishlarni hosil qiladi. Uzatilgan signal yangi vaqt hisobidan qabul qiluvchi tomonda to'liq qayta tiklanadi. Ushbu model yopiq tarqalishli davomiyligi kichik bo'lgan kanallarni tasvirlashda ishlatiladi. Oq shovqinli Gauss kanali ideal kanal bo'lib, unda signalga xatolik yuklanadi.

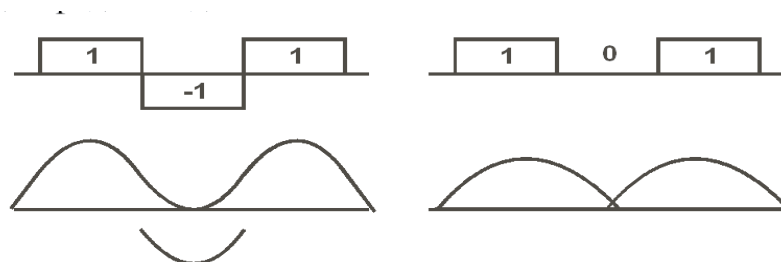
$$U(t) = \mu S(t - \tau) + n(t) \quad (6.5)$$

bu yerda μ – aloqa kanalining uzatish koeffitsiyenti, τ – signalning kechikish vaqti.

Chiziqli buzilishli kanallar chiqishidagi signal quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$u(t) = \int_0^t h(t, \tau) S(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (6.6)$$

τ_n – kanalning xotira vaqti T_s jo‘natish davomiyligi bilan o‘lchanadigan diskret axborotni radiotizimlarda uzatish chiziqka ega bo‘lsa, timsollararo interferensiya bir-biriga qarama-qarshi holatda ifodalanadi.



6.2- rasm. Diskret axborot uzatish radiotizimlarida interferensiya

Nazorat savollari

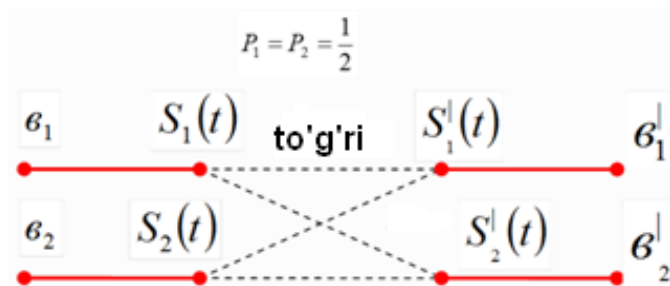
1. Aloqa kanallari.
2. Aloqa kanallarining parametrlari.
3. Uzluksiz kanallarda signallarning buzilishi.
4. Aloqa kanallarida halaqitlar.
5. Aloqa kanallarning matematik modellari.
6. Fluktuatsion xalaqitlar.
7. Spektr bo'yicha garmonik cheklangan xalaqitlar.
8. Vaqt bo'yicha cheklangan xalaqitlar.
9. Uzluksiz aloqa kanali modeli.
10. Radio chastotalar diapazoni.

7- BOB. RAQAMLI ELEKTR ALOQA KANALLARIDA SIGNALLARNI XATO QABUL QILISH

7.1. Xatoliklar modelining umumlashgan ko‘rsatkichlari

Diskret signallarni kogerent qabul qilishda potensial halaqitbardoshlik signalni xato qabul qilish ehtimolligi bilan o‘lchanadi.

Aloqa liniyasi orqali ikkita diskret signal uzatilsin, ushbu signallarni uzatilish extimolliklari teng bo'lsin:



7.1- rasm. Signallarni to'g'ri va xato qabul qilinishini ko'satuvchi chizma

Diskret signallarni optimal kogerent xato qabul qilish algoritmini qo'yidagi tengsizlik bilan

$$\int_0^T Z(t) \cdot S_1(t) dt - \frac{E_1}{2} < \int_0^T Z(t) \cdot S_2(t) dt - \frac{E_2}{2} \quad (7.1)$$

Diskret ikkilik signallarni potensial halaqit bardoshligi bu signallarni xato qabul qilish extimolligi bilan o'lchanadi. Xato qabul qilish extimolligi quyidagi formula bilan o'lchanadi:

$$P_{xq} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\eta^2} d\eta$$

$$\alpha = 0.5/E_e \sqrt{\frac{E_e}{2} G_0} \quad (7.2)$$

G_0 -Xalaqitning spektr zichligi.

E_{\ominus} - divalent energiyasi, yoki signallar orasidagi

$$E_{\ominus} = d_{s_1 s_2}^2 = \int_0^T (S_1(t) - S_2(t))^2 dt$$

$$E_{\ominus} = d_{s_1 s_2}^2 = \int_0^T (S_1(t) - S_2(t))^2 dt$$

(7.3)

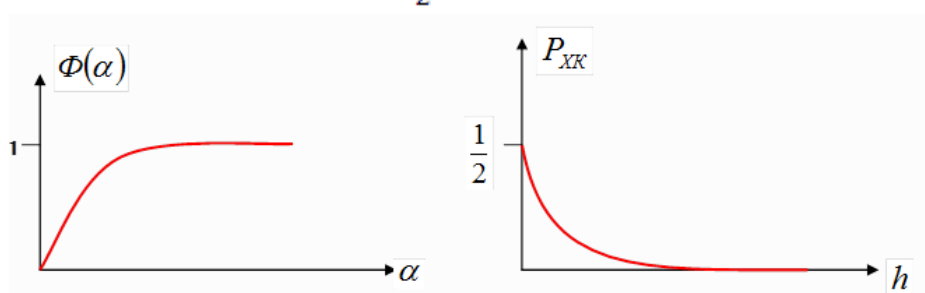
Kramp funksiyasi

$$\Phi(\infty) = 1$$

$$\Phi(0) = 0$$

$$\Phi(\alpha) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\alpha e^{-\eta^2/2} d\eta \quad (7.4)$$

$$P_{xq} = \frac{1}{2}(1 - \Phi(\alpha)) \quad (7.5)$$

7.2- rasm. Kramp funksiyasi va α parametrining grafigi

Diskret ikkilik AM signallarni xato qabul qilish ehtimolligi aniqlaymiz:

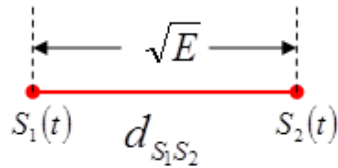
$$S_{AM}(t) = S_1(t) = A \cdot \sin \omega_0 t \quad S_2(t) = 0 \quad (7.6)$$

$$E_{\mathcal{D}} = d_{s_1 s_2}^2 = E_1 = E \quad h^2 = \frac{E}{G_0} \quad :$$

$$\alpha_{AM} = \sqrt{\frac{E_{\mathcal{D}}}{2G_0}} = \sqrt{\frac{E_1}{2G_0}}$$

$$P_{AM} = \frac{1}{2}(1 - \Phi(h\sqrt{0,5})) \quad (7.7)$$

$$\alpha_{AM} = h\sqrt{\frac{1}{2}}$$



7.3- rasm. Ikkilik AM signallarni orasidagi masofani aniqlashda vektor baholash

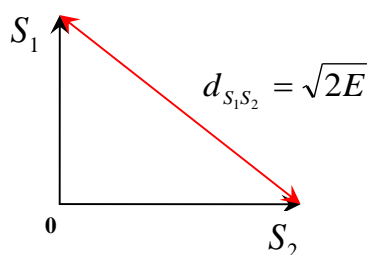
Diskret ikkilik ChM signallarni xato qabul qilish ehtimolligini aniqlaymiz:

$$S_1(t) = A \sin(\omega_1 t) \quad S_2(t) = A \sin(\omega_2 t) \quad \omega_1 > \omega_2$$

Bu signallar ortogonal signallardir. Diskret ChM signalning ekvivalent energiyasi aniqlaymiz:

$$E_{\ominus} = E_1 + E_2 - \int_0^T S_1(t)S_2(t)dt = 2E \quad (E_1 = E_2) \quad (7.8)$$

$$E_{\ominus} = d_{S_1 S_2}^2 = 2E \quad d_{S_1 S_2} = \sqrt{2E}$$



$$\alpha_{\text{ЧМ}} = \sqrt{\frac{E_{\ominus}}{2G_0}} = \sqrt{\frac{E}{G_0}} = h$$

$$P_{\text{XK}} = \frac{1}{2}(1 - \Phi(h)) \quad (\text{ЧМ})$$

7.4- rasm. Ikkilik ChM signallarni orasidagi masofani aniqlashda vektor ifodalash usuli

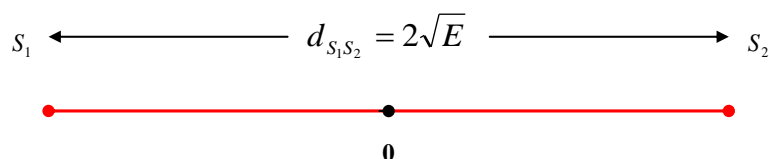
Diskret ikkilik FM signalni xato qabul qilish extimolligini aniqlaymiz:

$$S_1(t) = A \sin \omega_0 t \quad S_2(t) = A \sin(\omega_0 t + \pi) = -S_1(t) \quad (7.9)$$

Bu signallar qarama – qarshi signallar

$$E_{\mathcal{S}} = E_1 = E_2 = E$$

$$E_{\mathcal{S}} = E_1 + E_2 - \int_0^T S_1(t)S_2(t)dt = 4E \quad d_{S_1 S_2}^2 = E_{\mathcal{S}} = 4E \quad d_{S_1 S_2} = 2\sqrt{E} \quad (7.10)$$



7.5- rasm. Ikkilik FM signallarni orasidagi masofani aniqlashda vektor ifodalash usuli

$$\alpha_{\Phi M} = \sqrt{\frac{E_{\mathcal{S}}}{2G_0}} = \sqrt{\frac{4E}{2G_0}} = \sqrt{2E} = h\sqrt{2} \quad P_{XK} = \frac{1}{2}(1 - \Phi(h\sqrt{2})) \quad (\Phi M) \quad (7.11)$$

Eng katta halaqitbardoshlikka diskret faza modulyatsiyasiga ega (diskret signallarni xato qabul qilish extimolligi eng kichik).

Diskret chastota modulyatsiyasi diskret FM ga nisbatan ikki marta kamdir. Lekin diskret AM ga nisbatan to‘rt barobar ko‘pdir. Afsuski diskret FM dan teskari ishlash effekti mavjuddir, ya’ni diskret ikkilik

FM aloqa sistemasi qabul qilish tomonida “1” yoki “0” belgisi bir marta xato qabul qilinsa, undan keyingi signallar to‘g‘ri qabul qilinsa ham $1 \rightarrow 0$ ga $0 \rightarrow 1$ ga aylanib qoladi. Shunga teskari ishlash effekti deyiladi. Shuning uchun amaliyotda diskret FM o‘rniga uning modulyatsiyasi NFM ishlatiladi. NFM da xato qabul qilish ehtimolligi qo‘yidagi formula orqali aniqlanadi:

$$P_{XK} = 2P_{\Phi M}(1 - P_{\Phi M}) \quad (7.12)$$

7.2. Diskret xabarlarni nokogerent qabul qilish

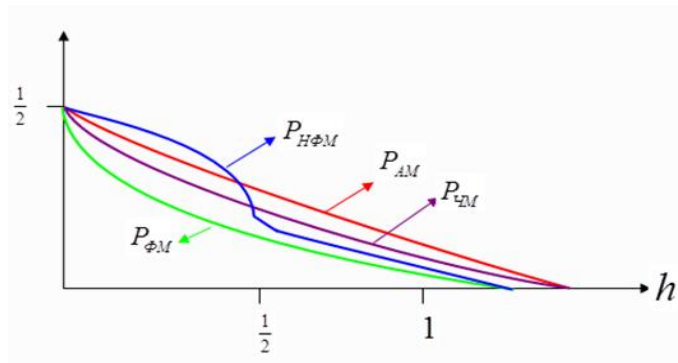
Nokogerent qabul qilish SQQ kirishida foydali signalning boshlang‘ich fazasi avvaldan noma‘lum bo‘lganda qo‘llanadi. Bundan tashqari signal $s(t)$ fazasi parametrlari vaqt bo‘yicha o‘zgarib turuvchi kanaldan o‘tganda tasodifiy shaklda o‘zgaradi va uni aniqlash sezilarli qiyinchiliklarga olib keladi, ba‘zan esa signal $s(t)$ doimiy parametrli kanallar orqali uzatilan holatda SQQ sxemasini soddalash maqsadida nokogerent qabul qilish usulidan foydalaniladi.

Optimal nokogerent SQQ da kirish signali $x(t)$ ning funksiyasi moduli (o‘rovchisi) hisoblanadi, ya‘ni

$$y_k = \left| \int_0^T x(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right| \quad (7.13)$$

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, hatolik $y_1 < y_k$ (bunda $k \neq 1$) bo‘lgan holatda sodir bo‘ladi, ya‘ni

$$\left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_1^*(t) dt \right| < \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|, \quad (k \neq 1, k = 2, 3, \dots, m) \quad (7.14)$$



7.6- rasm. Ikkilik AM, ChM, FM va NFM signallarni xato qabul qilish extimolliklarini h ga bog'liqligi

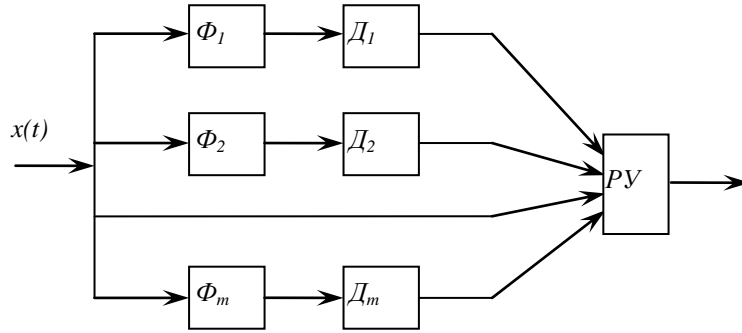
(7.14) shartni amalga oshiruvchi SQQ strukturaviy sxemasi 7.6-rasmda keltirilgan. Bu SQQ m -ta moslashgan filtrdan, amplituda detektoridan va taqqoslash qurilmasidan iborat. Har bir moslashgan filtr (MF) chiqishida kirish signali $x(t)$ va uzatilishi mumkin bo'lgan foydali signallar $s_m(t)$ orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasiga proporsional chiqish kuchlanishi hosil bo'ladi va amplituda detektori AD ushbu kuchlanishning o'rovchisini ajratadi.

(7.14) Ma'lumki, signallarni nokogerent qabul qilishda ma'lum bir T -vaqtda $x(t)$ va $s_1(t)$ signal moduli hisoblanadi, ya'ni

$$y_k^2 = \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|^2 = \left[2 \int_0^T x(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[2 \int_0^T x(t) \xi_k(t) dt \right]^2 \quad (7.15)$$

Agar $s_1(t)$ signal uzatilgan bo'lsa, $x(t) = s_1(t) + w(t)$ bo'ladi va natijada (7.15) quyidagi ko'rinishni oladi:

$$y_k^2 = \left| 2 \int_0^T [s_1(t) + w(t)] s_k(t) dt \right|^2 + \left| 2 \int_0^T [s_1(t) + w(t)] \xi_k(t) dt \right|^2 = \left| 4 \int_0^T s_1(t) s_k(t) dt + 2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt \right|^2 + \left| 4 \int_0^T s_1(t) \xi_k(t) dt + 2 \int_0^T w(t) \xi_k(t) dt \right|^2 \quad (7.16)$$



7.7- rasm. m-signallarni nokogerent qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasi.

$s_k(t)$ signallarning uzatilish ehtimolliklari bir hil, bir hil energiyaga ega va ular o‘zaro kuchaygan darajada o‘zaro ortogonal (ya’ni signallardan birini uning kompleks moslashganiga almashganda ham ortogonallik xususiyati saqlan) bo‘lsa, u holda

$$y_k^2 = \left[2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[2 \int_0^T w(t) \xi_k(t) dt \right]^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2, \quad (7.17)$$

$$y_1^2 = (2E + \zeta_1)^2 + \eta_1^2;$$

bunda, $\zeta_k = 2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt$, $\eta_k = 2 \int_0^T w(t) \xi_k(t) dt$.

Tasodifiy kattaliklar ζ_k va η_k o‘rtacha qiymati nolga, dispersiyasi $\sigma^2 = \sigma_\zeta^2 = \sigma_\eta^2$ ($\sigma^2 = 2N_0E$) bo‘lgan ehtimolliqi 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:

$$P(y_k) = \frac{y_k}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_k^2}{4N_0E}\right) \quad (7.18)$$

Tasodifiy kattalik y_1^2 ni ikki vektor yig'indisi deb tasavvur etish mumkin, bulardan biri uzunligi $L = 2E$ bo'lib, ikinchisi 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 umulashgan taqsimot qonuniga bo'ysunadi,

$$P(y_1) = \frac{y_1}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_1^2 + L^2}{4N_0E}\right) I_0\left(\frac{y_1L}{2N_0E}\right) \quad (7.19)$$

y_k qiymat, signal $s(t) = 0$ bo'lsa, SQQ kirishidagi halaqit o'rovchisiga mos keladi. Halaqit Gauss qonuniga bo'ysungani uchun y_k^2 Rele taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Tasodifiy kattalik y_1 signal $s_1(t)$ va halaqit $w(t)$ larning yig'indisi o'rovchisi bo'lganligi uchun Rele umumlashgan taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

Endi nokogerent SQQ dagi hatolik ehtimolligini aniqlaymiz, u umumiy holda quyidagiga teng:

$$P_{\text{XHKГ}} = 1 - P(y_1 > y_2, y_3 < y_m) \quad (7.20)$$

Ikkilik (binar) aloqa kanali uchun $m=2$

$$P_{\text{XHKГ}} = 1 - P(y_1 > y_2) = P(y_2 > y_1) \quad (7.21)$$

$s_1(t)$ signalning hat o 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:

$$I(y_1) = \int_{y_1}^{\infty} P(y_2) dy_2 \quad (7.22)$$

$I(y_1)$ - qiymati y_1 ga bog'liq bo'lib, uning qiymatini, ya'ni to'liq hatolik qiymatini y_1 ning hamma qiymatlarini $P(y_1)$ zichlik taqsimotini e'tiborga olgan holda aniqlanadi. Shunday qilib,

$$P_{xHKP} = P(y_2 > y_1) = \int_0^{\infty} I(y_1)P(y_1)dy_1 = \int_0^{\infty} P(y_1)dy_1 \cdot \int_{y_1}^{\infty} P(y_2)dy_2 \quad (7.23)$$

(7.23) ifodaga $P(y_1)$ va $P(y_2)$ ifodalari (7.23), (7.24) larni kiritib va integrallash natijasida optimal nokogerent qabulda hatolik ehtimolligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{xz} = \frac{1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}}, \quad (7.24)$$

$$\text{bunda } q_0 = \frac{E}{N_0}$$

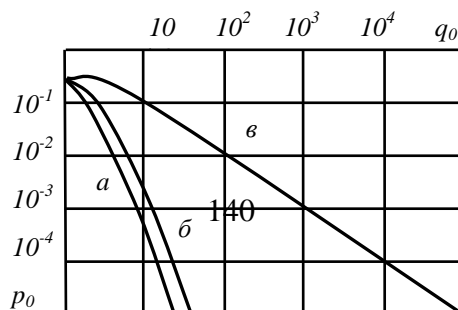
M-ta signal uzatilishi mumkin bo'lgan aloqa kanalida signalni optimal nokogerent qabul qilish hatoligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_{xHKP} \approx \frac{m-1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}} \quad (7.25)$$

M-pozitsiyali (turli) signallarni optimal kogerent qabul qilishdagi xatolikni, ushbu signallarni nokogerent optimal qabul qilish natijalarini taqqoslash shuni ko'rsatadiki, bu hatoliklar ikkilik kanaldagi hatolik uchun quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi.

$$P_{xM} \approx (m-1)P_{x2} \quad (7.26)$$

7.8- rasmda ikkilik signallarni optimal kogerent qabul qilish va optimal nokogerent qabul qilishdagi hatoliklar ehtimolliklari chizmasi keltirilgan. Ushbu bog'lanishlarni tahlili optimal nokogerent qabuldagi hatolik ehtimolligi optimal kogerent qabul qilishdagi hatolik ehtimoligidan ko'p farq qilmaydi. Bu farq $q < 1$ kichik va signal nooptimal qabul qilinganda katta bo'ladi.



7.8- rasm. Ikkilik signallarni optimal kogerent va optimal nokogerent qabul qilishdagi hatoliklar ehtimolliklari chizmasi.

Nazorat savollari.

1. *Signallarni kogerent qabul qilish asosiy shartini ayting.*
2. *Signallar qaysi hollarda nokogerent qabul qilinadi?*

Nokogerent qabul qilish qurilmasi chiqishida s/x qanday kattaliklarga ega bo'ladi?

3. *Korrelyatsion qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.*
4. *Halaqitbardoshlik nima?*
5. *Aprior va aposterior ehtimollik nima?*
6. *Simmetrik kanal deb qanday kanallarga aytiladi?*
7. *Bir tarkibli kanal deb qanday kanalga aytiladi?*
8. *Ideal qaror qabul qilish mezoni deb nimaga aytiladi?*
9. *Bays formulasini yozing va uni sharhlab bering.*
10. *O'xshashlik funksiyasi nima?*
11. *Ikkilik kanalda qanday xatoliklar sodir bo'ladi?*
12. *Ikkilik kanalda umumiy xatolik nimaga teng?*
13. *Optimal signal qabul qilish qurilmasi deb qanday qurilma tushuniladi?*

8- BOB. AXBOROT NAZARIYASINING ASOSLARI

8.1.Xabarlar manbai

Chiqishida ehtimolligi $p(a_1), p(a_2), \dots, p(a_k), \dots, p(a_n)$ bilan paydo bo'lishi mumkin bo'lgan $a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_n$ xabarlar manbaini ko'rib

chiqamiz. Bunda birinchi navbatda $a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_n$ xabarlaridan qandaydir bittasini qabul qilinganda, qanday miqdordagi axborot olamiz degan savol tug'iladi. Misol uchun $p(a_1)=1$ bo'lsin, u holda $p(a_k)=0$, $k \neq 2, 3, \dots, n$ bo'ladi. Bu holda a_1 xabarning SQQ chiqishida paydo bo'lishi avvaldan ma'lum bo'ladi va ushbu xabar olib kelgan axborot miqdori nolga teng bo'ladi. Agar xabarlar SQQ chiqishida turli ehtimollik bilan paydo bo'lsa, u holda uzatilishi ehtimolligi eng kam bo'lgan xabar eng ko'p axborot olib keladi. Demak, axborot miqdori uni olib keladigan xabarning SQQ chiqishida paydo bo'lish ehtimolligi bilan bog'liq bo'lgan kattalik bo'lishi kerak, ya'ni

$$I(a_k) = \Phi[p(a_k)]. \quad (8.1)$$

Bu holda quyidagi tabiiy talablarning bajarilishi lozim:

1. Axborot miqdori additivlik xususiyatiga ega bo'lishi kerak, ya'ni bir yoki bir necha xabarlar qabul qilinganda olingan axborot miqdori, ularning har biri orqali alohida olinadigan axborotlar miqdori yig'indisiga teng bo'lishi kerak.

2. Avvaldan ma'lum xabardan olinadigan axborot nolga teng bo'lishi kerak.

Ushbu talablarga logarifmik funksiya to'liq mos keladi. Bu holda qabul qilingan qandaydir a_k xabar olib kelgan axborot miqdori quyidagicha aniqlanadi:

$$I(a_k) = -\log_x p(a_k) \geq 0. \quad (8.2)$$

Haqiqatdan ham yuqorida keltirilgan ikki talabga ushbu funksiya javob beradi, chunki:

$$I(a_k) = -\log_x p(a_k) = 0, \text{ agar } p(a_k)=1 \text{ bo'lsa, va}$$

$$I(a_i, a_k) = I(a_i) + I(a_k) = -[\log_x p(a_i) + \log_x p(a_k)], \text{ bunda } i \neq k. \quad (8.3)$$

Bunda logarifmning asosini tanlash muhim ahamiyatga ega emas, ammo logarifm asosi $x=2$ bo'lsa qulay bo'ladi, chunki telekommunikatsiya – elektr aloqa va hisoblash texnikasida asosan

ikkilik signallardan foydalaniladi. Bu holda axborot miqdori birligi “bit” deb ataladi (inglizcha binary digit – ikkilik raqam yoki ikkilik birligi binary unit soʻzlarini qisqartirib olingan).

Baʼzan nazariy ilmiy ishlarda natural logarifmdan foydalaniladi. Bunda $\log_2 e = 1,443$ bit boʻlib, “nat” deb yuritiladi. Bundan soʻng axborot miqdorini aniqlashda logarifm asosini ikkiga teng deb hisoblaymiz, yaʼni $-\log p(a_k)$ koʻrinishidagi yozuv ikkilik logarifmdan foydalanilayotgan-ligini anglatadi.

Xulosa qilib aytganda, axborot miqdori tushunchasining kiritilishi natijasida axborot atamasi ikki maʼnoga ega boʻldi: abstrakt va aniq, yaʼni sifat va miqdor mazmuniga ega boʻldi. Bir tomondan, axborot deganda xabar orqali olingan maʼlum (aniq) bir axborotni anglatadi; ikkinchi tomondan uning miqdorini, yaʼni bizni qiziqtirgan xabardagi bitlar orqali olinadigan abstrakt axborot miqdorini anglatadi.

“Axborot” atamasidan aniq axborot taʼriflashda va “axborot miqdori” atamasidan xabar orqali olingan abstrakt axborotning miqdorini sonlar orqali ifodalashda foydalaniladi.

Axborot manbai doimiy ravishda (statsionar) har birining uzunligi $n\tau_0$ boʻlgan N ta turli diskret xabar ishlab chiqaradi. Ularning har biri axborot manbai chiqishida tasodifiy ehtimollik $p(a_k)$, ($k=2,3,\dots,N$) bilan paydo boʻladi. Umuman har bir N ta diskret xabar turli ehtimollik bilan axborot manbai chiqishida paydo boʻlishi mumkin, yaʼni $p(a_1), p(a_2), \dots, p(a_N)$. Bu ehtimolliklarning yigʻindisi $\sum_{k=1}^N p(a_k) = 1$ boʻladi. Shuning uchun har bir diskret xabar yetkazadigan axborot miqdori ham tasodifiy kattalik boʻladi. Entropiya – axborot miqdorini baholash uchun qulay tavsif boʻlib, u axborot manbai ishlab chiqarayotgan axborot oʻrtacha miqdorini tariflaydi.

Ushbu axborot oʻrtacha miqdorini bitta xabar yetkazadigan axborot oʻrtacha matematik miqdori orqali aniqlash qabul qilingan:

$$H(A) = M\{-\log p(a_k)\} = \sum_{k=1}^N p(a_k) \log \frac{1}{p(a_k)} \quad (8.4)$$

Ushbu (8.4) ifoda fizika fani termodinamika yoʻnalishidagi “entropiya” uchun ifoda bilan bir xil koʻrinishda boʻlib, u termodinamikada tizimning maʼlum bir vaqtda noʻmalum holatda boʻlishini anglatadi. $H(A)$ ni ham xabar olinguncha boʻlgan noaniqlik miqdori deb qarash mumkin. Boshqacha qilib aytganda manba ishlab chiqarayotgan xabarning “kutilmaganlik” yoki “avvaldan bashorat qilina olmaslik” miqdoridir. (8.4) ifoda manba ishlab chiqarayotgan xabarlar oʻzaro statik bogʻliq boʻlmagan holat uchun haqiqiy hisoblanadi. Masalan, yozuv mashinkasi yoki kompyuter klaviaturasini tartibsiz bosish bunga mos keladi. Aks holda mashinka yoki kompyuterda maʼlum bir matnni terishdagi diskret elementlar biridan soʻng keyingisi mantiqan bogʻlangan holda paydo boʻladi. Birinchi holda diskret xabar elementlari bir-biriga bogʻliq emas – xotirasiz; ikkinchi holda noaniqlik kamroq yoki toʻgʻri bashorat qila olish ehtimolligi koʻproq. Natijada entropiya qiymati kamayadi.

8.2. Entropiyaning xossalari

Endi entropiya xossalarini koʻrib chiqamiz.

1. Har qanday xabar manbaining entropiyasi musbat kattalik $H(A) \geq 0$, chunki $0 \leq p(a_k) \leq 1$, $\log p(a_k) \leq 0$, $-p(a_k) \log p(a_k) \geq 0$. Agar manba faqat bitta xabarni $p(a_k)=1$ ehtimollik bilan chiqarsa va qolganlari chiqish ehtimolligi nolga teng boʻlsa, u holda $H(A) = 0$ boʻladi.

2. Agar xotirasiz xabar manbai chiqishida turli N -diskret xabarlar bir hil ehtimollik bilan paydo boʻlsa, u holda bunday manba entropiyasi oʻzining eng katta (maksimal) qiymatiga ega boʻladi, yaʼni

$$H_{maz}(A) = \log N, \text{ agar } p(a_1)=p(a_2)=\dots=p(a_n). \quad (8.5)$$

Hususiyl holda, agar xabar manbai faqat 2 ta xabar “1” va “0” ni chiqarsa, entropiya eng katta (maksimal) qiymati 1 bitga teng boʻladi, yaʼni $p(0)=P(1)=0,5$.

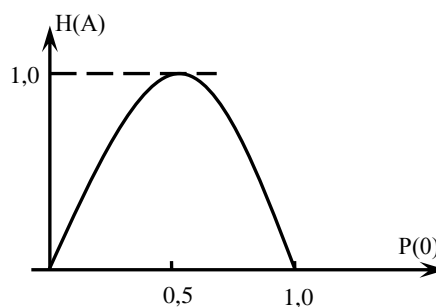
Ushbu manba ikki xil diskret xabar ishlab chiqishidagi entropiyani aniqlaymiz. Bunda $p(0)=R$, $p(1)=1-R$ deb belgilaymiz, u holda

$$H(A) = -p(0) \log p(0) - p(1) \log p(1) = -P \log P - (1-P) \log(1-P). \quad (8.6)$$

(8.6) ifodadan ko‘rinadiki $p(0)=0$ va $p(1)=1$ bo‘lganda yoki $p(0)=1$ va $p(1)=0$ bo‘lganda, entropiya $N(A)=0$ bo‘ladi. Agar $p(0)=p(1)=0,5$ bo‘lsa entropiya o‘zining eng katta (maksimal) qiymatiga erishadi, ya’ni

$$H_{maz}(A) = 0,5 \log 2 + 0,5 \log 2 = 1 \text{ bit}. \quad (8.7)$$

Ushbu xabar manbai entropiyasining $p(0)=1-r(1)$ ga bog‘liqligi 8.1- rasmda keltirilgan.



8.1- rasm. Xotirasiz ikkilik xabar manbai entropiyasi

3. Entropiyalar arifmetik qo‘shiladi. ζ va η - ikki bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan manbalar ishlab chiqqan xabar. Bu ikki xabarning olinishi natijasida entropiya $H(\zeta, \eta)$ ularni har-birini alohida-alohida olinishi natijasida “noaniqlik”ning kamayishini ko‘rsatuvchi kattaliklar yig‘indisiga teng, ya’ni bu logarifmik funksiya xossasidan kelib chiqadi.

$$H(\zeta, \eta) = H(\zeta) + H(\eta). \quad (8.8)$$

Xabar manbai sifatida kompyuter klaviaturasi orqali rus tilidagi matnni kiritishni ko‘rib chiqamiz. Ma’lumki matnda harflar turli ehtimollik bilan uchraydilar. Masalan A harfi S yoki Yu ga nisbatan ko‘proq uchraydi. Bundan tashqari ko‘p hollarda navbatdagi harf undan oldingi harfga bog‘liq bo‘ladi, hamda matnda bir harfning uch marta

takrorlanish ehtimolligi ham juda kam. Shunday qilib, xotirali xabar manbai chiqishida u yoki bu xabarning paydo bo‘lish ehtimolligi, xotirasiz xabar manbaida u yoki bu xabarning paydo bo‘lish ehtimolligiga nisbatan katta bo‘ladi. Natijada matndagi har bir harf yetkazadigan axborot o‘rtacha miqdori kamayadi. Demak xotirali va xotirasiz xabar manbailaridan bir xil miqdordagi axborot uzatish kerak bo‘lsa, xotirali manba chiqishidagi harflar yoki simvollar sonini oshirish kerak bo‘ladi.

Shunday qilib, xabar manbaining “ortiqchaligi” degan tushunchaga aniqlik kiritish va uni aniqlash imkoniyatiga ega bo‘ldik, u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$B = \frac{\log N - H(A)}{\log N} = 1 - \frac{H(A)}{\log N} \quad (8.9)$$

(8.9) ifodadan ko‘rinadiki entropiya qancha katta bo‘lsa ortiqchalik shuncha kam bo‘ladi va aksincha. Bundan tashqari ortiqchalik $0 \leq B \leq 1$ oralig‘ida bo‘ladi.

Ushbu ortiqchalik kattaligi harflar bir xil ehtimollikda va bir-biriga bog‘lanmagan bo‘lgan holda, ma’lum bir miqdordagi axborotni manba ishlab chiqarishi uchun talab qilinadigan harflar (simvollar) soni n_{\min} ga nisbatan xabar manbai ishlab chiqargan harf (simvol)lar soni n nisbati orqali aniqlanadi.

Ortiqchalikni quyidagicha aniqlash mumkin:

$$B = (n - n_{\min}) / n = 1 - \frac{n_{\min}}{n}, \quad (8.10)$$

$\mu = H(A) / \log N = \frac{n_{\min}}{n}$ kattalikni siqish koeffitsiyenti deb ataladi. Bu

tushuncha uzatilayotgan axborotni yo‘qotmasdan saqlangani holda uzatish uchun xabarni qanday kattalikda siqish mumkinligini ko‘rsatadi. Misol uchun, telegramma yuborganda tinish belgilari va bog‘lovchilar uzatilmaydi, ammo matnni to‘g‘ri anglash mumkin.

Ortiqchalik aloqa kanali orqali xabar uzatish davomiyligini oshiradi, kanaldan foydalanish samaradorligi kamayadi. Shu bilan birga hamma vaqt ham xabar manbai ortiqchaligiga uni mukammallashmaganligi sabab deb qarash kerak emas. Ba'zi hollarda u foydali hisoblanadi. Misol uchun, ortiqcha harf yoki simvollardan aloqa kanalidagi halaqitlar ma'lum miqdordan oshganda axborotni to'g'ri qabul qilish uchun foydalanish mumkin.

Xabar manbaining yana bir asosiy ko'rsatkichlaridan biri, uning axborot ishlab chiqarish imkoniyati hisoblanadi. Axborot ishlab chiqarish imkoniyati agar manba ma'lum bir tezlik $V_m = \frac{1}{T_m}$ simvol/sekund bilan xabar chiqarsa, vaqt birligida entropiyaning o'zgarishi sifatida aniqlanadi

$$H'(A) = V_m H(A) \quad (8.11)$$

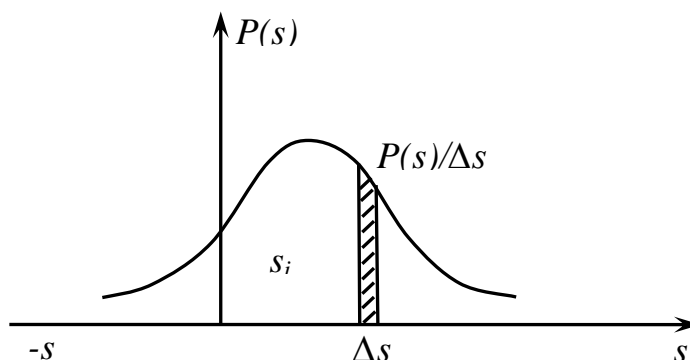
Agar entropiya eng katta (maksimal) qiymatga ega bo'lib, $\log N$ ga teng bo'lsa,

$$R_m = \frac{\log N}{T_m}, \text{ bit/s} \quad (8.12)$$

xabar manbaining axborot ishlab chiqarish tezligi deb ataladi. Axborot ishlab chiqarish imkoniyati manba bir sekund uzluksiz ishlashi natijasida chiqargan axborot bilan baholanadi.

Chiqishida har bir onda qiymati o'zgaruvchi $s(t)$ signal hosil bo'luvchi uzluksiz xabar manbaini ko'rib chiqamiz. Ushbu signallar cheksiz kichik ehtimollik bilan cheksiz ko'p qiymatlardan birini qabul qiladi. Agar xabarlarini aloqa kanallari orqali absalyut (xech) xatosiz, buzilishlarsiz uzatish mumkin bo'lganda edi, ular cheksiz katta miqdordagi axborot yetkazgan bo'lar edilar. Kanallarda halaqitlar va buzilishlar sodir bo'lishligi uchun manbadan olinayotgan axborot, axborot olinganigacha va olingandan keyingi entropiyalar farqi orqali aniqlanadi. Ushbu farq uzluksiz xabar manbai ishlab chiqargan axborot absalyut qiymatidan kichik kattalik bo'ladi.

Uzluksiz xabar manбайдan olingan axborot miqdorini aniqlash uchun diskret xabarlar uchun entropiya tushunchasidan tabiiy ravishda $N \rightarrow \infty$ uchun umumlashtiramiz. Har bir onda signal $s(t)$ qabul qiladigan qiymatlar ehtimolliklari zichligi taqsimoti $p(s_i)$ ning ko‘rinishi 8.2- rasmda keltirilgan.



8.2- rasm. Qabul qilinadigan signallar ehtimolligi zichligi taqsimoti

8.2- rasmdagi yuza S ni ΔS oraliqda diskretlaymiz. Bunda signal $s_i(t)$ ning qiymati ma’lum ΔS oraliqda bo‘lishi ehtimolligi quyidagicha:

$$p(s_i) \approx p(s_i)\Delta S. \quad (8.13)$$

(8.13) ifodaning bajarilish aniqligi ΔS oraliq qiymatiga bog‘liq bo‘lib, ΔS qancha kichik bo‘lsa bu ehtimollik shuncha katta bo‘ladi. Bunday diskretlangan signal entropiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$M \left\{ \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S} \right\} = \sum_{i=1}^k p(s_i)\Delta S \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S}. \quad (8.14)$$

(8.14) ifodadagi ΔS ni nolga intiltirib ($\Delta S \rightarrow 0$) uzluksiz signal entropiyasini aniqlaymiz:

$$\begin{aligned}
H(S) &= \lim_{\Delta S \rightarrow 0} M \left\{ \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S} \right\} = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \sum_i p(s_i)\Delta S \log \frac{1}{p(s_i)} \Delta S + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \sum_i p(s_i)\Delta S = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \int_{-\infty}^{\infty} p(s) ds
\end{aligned} \tag{8.15}$$

Ushbu (8.15) ifodada $\int_{-\infty}^{\infty} p(s) ds = 1$ ligini e'tiborga olib, uni soddalashtiramiz, u holda

$$H(S) = \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \tag{8.16}$$

(8.16) ifodaning birinchi qismi ehtimollik zichligi taqsimoti $p(s)$ ga bog'liq kattalik bo'lib, uni differentsial entropiya deb ataladi. Odatda, undan hisoblarda yordamchi kattalik shaklida foydalaniladi. (8.16) ifodaning ikkinchi qismi ehtimollik zichligi taqsimoti qiymati $p(s_i)$ qanday bo'lishidan qat'iy nazar, $\Delta S \rightarrow 0$ bo'lganda cheksizlikka intiladi. Bu diskret signaldan uzluksiz signalga o'tganda entropiya cheksiz kattalashadi. Bu uzluksiz xabar qiymatining $\Delta S \rightarrow 0$ oraliqda bo'lish ehtimolligi cheksiz kichik bo'ladi. Natijada, uzluksiz xabar qiymatlarining "kutilmaganlik" yoki "oldindan bashorat qila olish" ehtimolligi keskin kamayadi.

Misol sifatida, o'rtacha qiymati nolga va dispersiyasi σ^2 ga teng Gauss qonuniga bo'ysunuvchi shovqin differentsial entropiyasini aniqlaymiz. Bu shovqin ehtimollik zichligi taqsimoti quyidagicha aniqlanadi:

$$p(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{w^2}{2\sigma^2}}. \tag{8.17}$$

(8.17) ifodani differentsial entropiyani hisoblash formulasiga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$h(w) = \int_{-\infty}^{\infty} w(x) \log \left(\sqrt{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{w^2}{2\sigma^2}\right) \right) dw = \log \sqrt{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(w) dw + \frac{\log e}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(w) w^2 dw. \quad (8.18)$$

(8.18) ifodada birinchi integral $\int_{-\infty}^{\infty} p(w) dw = 1$ va ikkinchi integral dispersiya σ^2 ga teng. Natijada differensial entropiya uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$h(w) = \log \sqrt{2\pi\sigma^2} + \frac{\log e}{2} = \log \sqrt{2\pi e \sigma^2}. \quad (8.19)$$

(8.19) ifodadn ko‘rinadiki Gauss shovqini differensial entropiyasi faqat dispersiya σ^2 ga bog‘liq, uning oshishi bilan uzluksiz oshib boradi.

Oniy qiymatlari har qanday tasodifiy taqsimoti zichligiga bo‘ysunuvchi tasodifiy jarayonlar ichida (agar ularning dispersiyasi bir xil bo‘lsa) Gauss taqsimot qonuniga bo‘ysunuvchi tasodifiy jarayonlarning differensial entropiyasi eng katta qiymatga ega bo‘ladi. Tasodifiy jarayon ζ ning har qanday ehtimollik zichligi taqsimoti $p(\zeta)$ bo‘lsa, quyidagi ifoda hamma vaqt saqlanib qoladi:

$$h(\zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\zeta) \log \frac{1}{p(\zeta)} d\zeta \leq \log \sqrt{2\pi e \sigma^2}. \quad (8.20)$$

(8.20) ifodadagi tengsizlik tasodifiy jarayon faqat Gauss taqsimot qonuniga bo‘ysunganda tenglikka aylanadi.

Kirishida A va chiqishida V diskret xabarlar to‘plamasi (ansambli) bo‘lgan xotirasiz diskret kanal orqali uzatiladigan axborot miqdorini aniqlaymiz. Aniqrog‘i a_i xabar uzatilganda qabul qilingan b_j xabardagi axborot miqdorini aniqlash kerak. Bunda a_i va b_j larning bir vaqtda sodir bo‘lish ehtimolligi $p(a_i, b_j)$ va kanal chiqishida b_j xabar bo‘lganda, haqiqatda uning kirishida a_i signal bo‘lgani ehtimolligi a_i deb

hisoblaymiz. Ehtimolliklarni ko‘paytirish teoremasi asosida quyidagi ifodani olamiz:

$$p(a_i, b_j) = p(a_i)p(b_j / a_i) = p(b_j)p(a_i / b_j). \quad (8.21)$$

Shartli entropiya tushunchasini kiritib, uni xabar manbai entropiyasini aniqlaganga o‘xshash usul bilan, uning o‘rtacha qiymati orqali aniqlaymiz:

$$H(A/B) = \sum_i \sum_j p(a_i, b_j) \log \frac{1}{p(a_i / b_j)}. \quad (8.22)$$

Shartli entropiya quyidagi xossalarga ega:

1. Shartli entropiya uchun hamma vaqt $H(A/B) \geq 0$;
2. Diskret kanal uchun shartli entropiya, uning kirishidagi manba entropiyasidan kichik yoki unga teng, ya’ni

$$H(A/B) \leq H(A). \quad (8.25)$$

Bunda (8.22) ifoda faqat a_i va b_j o‘zaro korrelyatsiyasi nolga teng bo‘lganda, ya’ni $a \in A$ va $b \in B$ hamma qiymatlari uchun $p(a_i / b_j) = p(a_i)$ bo‘lgan holatda tenglikka aylanadi. Buni quyidagicha tushunish kerak: b_j xabar olinganda a_i xabar to‘g‘risida hech qanday axborot kelib tushmaydi, ya’ni noaniqlik kamayadi. Ushbu holat aloqa kanalidagi halaqit ta’sirida axborotning to‘liq yo‘qotishiga mos keladi.

Shartli axborotni ko‘p hollarda kanallardagi halaqit ta’sirida yo‘qotilgan, xabar oluvchiga yetib kelmagan axborot miqdori deb ham yuritiladi. Axborotning to‘liq yo‘qotilishi juda kam uchraydigan hodisa, haqiqatda bunday holat juda kam uchraydi. $H(A/B)$ ni ba’zan “ishonchsizlik” deb ham ataladi.

Endi aloqa kanali orqali uzatilgan axborot miqdori $I(A, B)$ ni, aloqa kanali kirishidagi axborot miqdoriga teng bo‘lgan manba entropiyasi $H(A)$ va shartli entropiya $H(A/B)$ - yo‘qotilgan axborot farqi shaklida

aniqlaymiz. Ba'zan $I(A, B)$ ni o'zaro axborot deb ham ataladi va quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$I(A, B) = H(A) - H(A/B), \quad (8.24)$$

yoki

$$I(A, B) = M \left\{ \log \frac{1}{p(a_i)} \right\} - M \left\{ \log \frac{1}{p(a_i/b_j)} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(a_i/b_j)}{p(a_i)} \right\}. \quad (8.25)$$

Ehtimolliklarni ko'paytirish teoremasi asosida quyidagi ifodani olamiz:

$$I(A, B) = M \left\{ \log \frac{p(b_j)p(a_i/b_j)}{p(b_j)p(a_i)} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(a_i, b_j)}{p(b_j)p(a_i)} \right\}. \quad (8.26)$$

(8.26) ifodani yoyib o'zaro axborot uchun simmetrik ifodani olamiz:

$$I(A, B) = \sum_i \sum_j p(a_i, b_j) \log \frac{p(a_i, b_j)}{p(b_j)p(a_i)}. \quad (8.27)$$

O'zaro axborotning asosiy xossalarini ko'rib chiqamiz:

1. $I(A, B) \geq 0$ bo'lib, bu entropiyaning xossasidan kelib chiqadi. Agar kanalda uzilish yuz bersa yoki halaqit ta'sirida hamma axborot yo'qotilsa $I(A, B) = 0$ bo'ladi;

2. $I(A, B) \leq I(B, A)$, aloqa kanalida halaqit yo'q bo'lsa, u holda ya'ni $H(A/B) = 0$ bo'lganda tengsizlik tenglikka aylanadi;

3. $I(A, B) = I(B, A) = H(B) - H(B/A)$ bo'ladi, bunda $H(B)$ kanal chiqishidagi entropiya va $H(B/A)$ shartli entropiya. O'zaro axborotning ushbu xossasi uning simmetrik ifodasidan kelib chiqadi;

4. $I(A, B) \leq H(B)$. Ushbu xossa avvalgi xossadan kelib chiqadi. $H(B/A) = 0$ bo'lsa, tengsizlik tenglikka aylanadi;

5. Agar o‘zaro axborot ifodasida $A=B$ deb hisoblasak, u holda $H(A/A)=0$, va $I(A,A)=H(A)$ bo‘ladi. Shunday qilib, entropiyani manba xabarlarini ansambli A ning xususi axborotlari miqdori deb hisoblash mumkin.

Aloqa kanali orqali vaqt birligida axborot uzatish tezligini manba xabar ishlab chiqarish imkoniyatini aniqlashga o‘xshash usuldan foydalanib, hamda bitta xabar uzatish uchun kerakli vaqt T deb hisoblab aniqlaymiz

$$I'(A,B) = \frac{1}{T} I(A,B) = V_k I(A,B), \quad (8.28)$$

bunda, $V_k = \frac{1}{T_m}$ - tezlik, bu bir sekund davomida kanal kirishidagi elementar simvollar soni bo‘lib, bit/sek bilan o‘lchanadi.

Nazorat savollari

1. *Qanday xabarlar manbaini bilasiz?*
2. *Xabarlar manbaining qanday hususiyatlari mavjud?*
3. *Entropiya tushunchasi deb nimaga aytiladi?*
4. *Axborot miqdori tushunchasi nima?*
5. *Shartli entropiya qanday xossalari mavjud?*
6. *O‘zaro axborotning asosiy xossalarini gapirib bering?*

8- BOB. XALAQITLI ALOQA KANALLARIDA KODLASH USULLARI

9.1. Kodlash teoremasi ta’rifi.

Halaqitbardosh kodlardan foydalanish oddiy kodlarga ortiqcha elementar simvollar kiritish orqali amalga oshiriladi va uzatilayotgan

xabarlarning asliga moslik darajasini oshiradi. Natijada kodlar kombinatsiyasining ortiqchaligi xabar manbai ortiqchaligiga nisbatan oshadi. Natijada uzatilgan xabardagi xatoni topish va uni tuzatishga imkoniyat yaratiladi.

Hozirda ma'lum bo'lgan turli halaqitbardosh (korreksiyalovchi) kodlar turli xususiyat (belgi) lariga qarab bir-biridan farqlanadi.

Ushbu belgilardan biri kodning asosi – m bo'lib, kodlar kombinatsiyasidagi bir-biridan farqlanuvchi elementar signallar soni bilan aniqlanadi, ba'zan kod alfaviti deb ham ataladi. Eng keng tarqalgan kodlar ikkilik kodlar bo'lib, ularning asosi $m=2$.

Bundan tashqari kodlar, blokli va uzluksiz kodlarga bo'linadi. Blokli kodlarda xabar navbatdagi har bir belgisi bir necha kod simvollari (kodlar kombinatsiyasi, kod so'zi) bilan almashtiriladi. Uzluksiz kodlarda kodlar alohida blokiga va so'ziga ajratilmaydi. Bunda kodlar simvoli xabar belgilari ketma-ketligi bilan aniqlanadi.

Blokli kodlar uchun kod so'zi uzunligi tushunchasi alohida ahamiyatga ega. Ikkilik kodlar uchun kod bloki davomiyligi kodlar kombinatsiyasidagi "1" va "0" lar soni bilan aniqlanadi. Agar hamma kodlar kombinatsiyasi uzunligi bir xil bo'lsa, ya'ni elementar signallar soni n bir hil bo'lsa, bunday kodlar bir tekis kodlar, aks holda notekis kodlar deb ataladi. Bir tekis kodlarga MTK-2, MTK-5 va notekis kodlarga Morze kodi misol bo'ladi.

Agar kodlar kombinatsiyasi asosi m ga teng va undagi elementar signallar soni n ta bo'lsa, u holda

$$M \leq m^n, \quad (9.1)$$

kodlar blokini hosil qilish mumkin. Agar foydalaniladigan kodlar kombinatsiyasi soni diskret xabar elementlari soniga teng bo'lsa, bunday kodlar oddiy kodlar deb yuritiladi. Ba'zan bunday kodlar tejamkor kodlar deb ham ataladilar. Bunday kodlar halaqitbardosh bo'lmaydi, chunki ularda xatoni topishga va uni tuzatishga xizmat qiladigan ortiqcha simvollar yo'q, hamma kodlar kombinatsiyasidan diskret xabarlarni uzatish uchun foydalaniladi.

Kodlar kombinatsiyasi diskret xabar elementlari sonidan ko'p bo'lsa, bunday kodlar ortiqchali yoki halaqitbardosh kodlar deb ataladilar. Bunda hamma kodlar kombinatsiyasi diskret xabar elementlariga birlashtirilgan – ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasiga va xabar uzatish uchun foydalanilmaydigan – ta'qiqlangan kodlarga bo'linadi. Xabarni qabul qilish dekodlash tomonida qaysi kodlar kombinatsiyalaridan xabar uzatish uchun foydalanishligi ma'lum bo'lishi kerak. Foydalanishga ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi halaqitlar ta'sirida ta'qiqlangan kodlarga almashinib qolsa, bu holda dekoder xatolikni topadi. Kodlar kombinatsiyasidagi ortiqcha elementlar sonini oshirib, nafaqat xatolikni topish balki uni tuzatish imkoniyatini ham yaratish mumkin.

9.2. Xemming kodi va Xemming oralig'i

Kodlar yuqorida keltirilgan belgilari, ko'rsatkichlaridan tashqari yana boshqa xususiyatlari bilan bir-biridan farq etishi mumkin.

Blokli korreksiyalovchi kodlarni (n, k) orqali belgilash qabul qilingan, bunda n – kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallarning umumiy soni, k – axborot tashuvchi elementar signallar soni. Keng tarqalgan kodlar kombinatsiyasi bloki yetti elementar signaldan va axborot tashuvchi to'rt elementar simvoldan iborat Xemming kodi, quyidagicha belgilanadi .

Har qanday blokli korreksiyalovchi kod kodlar kombinatsiyasi $r=n-k$ ta tekshiruvchi (ortiqcha) elementar signallardan iborat bo'ladi. Shunday qilib, umumiy $M = m^n$ kodlar kombinatsiyasidan faqat $M_p = m^k$ tasi ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasini tashkil etadi va kod hajmi deb yuritiladi.

Kod tezligi deb, quyidagi kattalikka aytiladi:

$$R = \frac{\log M}{n \log m}, \text{ agar } m=2 \text{ bo'lsa, } R = \frac{k}{n}, \text{ bit/sim.} \quad (9.2)$$

Agar har bir kod soʻzi bir hil ehtimollikda va bir-biriga bogʻlanmagan holda uzatilsa, u holda $\log M$ - har bir kod soʻziga mos keluvchi xususiy axborot (entropiya)ga teng boʻladi. Bu holda R – kod bitta simvoli xususiy informatsiyasi boʻladi.

Blokli kodlarning muhim koʻrsatkichlaridan biri kod soʻzining vazni boʻlib, u kodlar kombinatsiyasidagi “1” lar soni bilan belgilanadi.

Ikki kod kombinatsiyalari orasidagi Xemming oraligʻi, kodlar kombinatsiyalari bir-biridan farqlanadigan pozitsiyalar soni bilan taqqoslanayotgan kodlar kombinatsiyalaridagi “1” va “0” lar ikkilik modul asosida qoʻshilishi asosida aniqlanadi.

10011
 Masalan: 01001
 11010

Xemming oraligʻi $d=3$, bunda ikki taqqoslanayotgan kodlar kombinatsiyasi bir-biridan uch pozitsiyada farqlanadi. Xemming oraligʻi turli ikki kodlar kombinatsiyasi uchun bir xil kattalikka ega emas. Hamma kodlar orasidagi eng kichik oraliq Xemming minimal oraligʻi deb ataladi.

Oddiy (tejamkor) kodlar uchun Xemming oraligʻi $d=1$. shunday korreksiyalovchi kodlar borki, ularning har qanday ikkitasi orasidagi Xemming oraligʻi bir xil boʻlib, bunday kodlar bir xil oraliqli (ekvidistant) kodlar deb ataladi.

SQQ halaqitbardoshlikni aniqlashga oʻxshash usul kodlash nazariyasida ham dekoder qaror qabul qilish mezonini asliga moslikning eng katta qiymati asosida amalga oshiriladi. v_i - uzatilgan kod soʻzi boʻlsa va $x(t)$ - qabul qilingan sigallar bloki – kod kombinatsiyasi boʻlsa, u holda dekodlash qoidasini quyidagi koʻrinishda ifoda etish mumkin:

$$p(x/v_i) > p(x/v_j), \quad i \neq j, \quad (9.3)$$

bunda, $i=1,2,\dots,M$ va $j=1,2,\dots,M$ yoki

$$\max p(x/v_i), \quad (9.4)$$

mezoni asosida qaror qabul qilinadi va v_i ga mos diskret xabar elementi ro'yxatga olinadi.

Hamma kod so'zlarining uzatilish ehtimolligi bir xil bo'lsa dekoderlash amali eng katta (maksimal) o'rtacha to'g'ri qabul qilish ehtimolligini ta'minlaydi.

Xotirasiz simmetrik aloqa kanallarida haqqoniy o'xshashlik maksimumiga Xemming oralig'i minimumi asosida dekodlash mos keladi, uni quyidagi ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$v_i = \min d(x, v_i). \quad (9.5)$$

Ushbu qoida bo'yicha qabul qilingan kod so'zidan eng kam farqlanuvchi kod so'zi qabul qilindi deb hisoblanadi. Agar aloqa kanali xotirali yoki nosimmetrik bo'lsa, u holda Xemming oralig'i minimumi asosida qaror qabul qilish optimal bo'lmaydi.

Kodlash nazariyasida karrali xatoliklar tushunchasi muhim o'rin egallaydi. Odatda kodlar blokida l ta simvol buzilgan bo'lsa u holda l – karrali xatolik sodir bo'ldi deb aytiladi. Umuman olganda karrali xatolik deb qabul qilingan va uzatilgan kod so'zlari orasidagi Xemming oralig'i tushuniladi.

Kodlarning xatolarni topish va tuzatish imkoniyati kod oralig'i minimal kattaligi orqali aniqlanadi. Agar korreksiyalovchi kod uchun $d>1$ bo'lib, undan xatoliklarni topish uchun foydalanilsa, unda hamma $l \leq d-1$ karrali xatoliklarni topilishi kafolatlanadi. Haqiqatdan ham, qabul qilingan kod so'zida karrali xatoliklar l Xemming oralig'i d dan kichik, uni ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari to'plamiga kiritish mumkin emas, chunki u qolgan kodlar kombinatsiyasidan kodlar kombinatsiyasi oralig'i d dan kichik bo'ladi. Demak, bunday kodlar kombinatsiyasi ta'qiqlangan kodlar kombinatsiyasi to'plamiga kiradi va

xatolik topiladi. Agar $l > d$ bo'lsa, u holda kod kombinatsiyasi boshqa bir ruxsat etilgan kod kombinatsiyasiga mos keladi va xatolik topilmaydi. Albatta bu hollarda ba'zi xatoliklar topilishi mumkin, ammo bunga kafolat kam bo'ladi. Kodlar kombinatsiyasidagi har qanday bittalik xatoliklarni aniqlash uchun kodlar kombinatsiyasi orasidagi oraliq $d=2$ bo'lishi kerak.

Agar korreksiyalovchi kod xatoliklarni kafolatli to'g'rilash imkoniyatiga ega bo'lishi uchun, d – juft bo'lganda $l \leq \frac{d}{2} - 1$ bo'lishi va d – toq bo'lganda $l \leq \frac{d-1}{2}$ bo'lishi kerak. Faqat shu shartlar bajarilganda halaqit ta'sirida buzilgan – ta'qiqlangan kodlar kombinatsiyasiga o'tgan kombinatsiyalar dekodlash natijasida Xeming oralig'i eng yaqin bo'lgan ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi bilan almashtiriladi. Va nihoyat, agar korreksiyalovchi kod xatoliklarni topish va ularni tuzatish imkoniyatiga ega bo'lishi uchun uning Xeming kod oralig'i quyidagi talablarga javob berishi shart, ya'ni $d > 2l_0 + l_c$, bunda l_0 - tuzatilishi kafolatli xatoliklar soni, l_c - tuzatilmasdan o'chiriladigan (ro'yxatga olinmaydigan) xatoliklar soni.

Hozirgacha ma'lum va yaxshi o'rganilgan kodlardan biri chiziqli blokli korreksiyalovchi (tuzatuvchi) kodlardir. Bu kodlarni qurish oliy algebra fanining diskret elementlar to'plami va ular ustida bajariladigan amallarga asoslangan. Ular bundan tashqari raqamli mantiq mikroxejalari yordamida oson amalga oshiriladi, shuning uchun bunday kodlardan foydalanish keng tarqalgan.

Faqat bir nechta nollar ketma-ketligidan iborat (000...0) ko'plik va ushbu ketma-ketlik har qanday bir juftining ikkilik modul bo'yicha yig'indisi ham ushbu ko'plik elementi bo'ladigan uzunligi n ga teng bo'lgan ikkiliklar ketma-ketligi to'plami chiziqli ikkilik blokli kod deb ataladi. Ba'zan bunday kodlar guruhli kodlar deb ataladi, chunki ular uzunligi n bo'lgan ikkilik ketma-ketliklari guruhining bir qismini tashkil etadi.

9.3. Chiziqli kodni dekodlash

Chiziqli kodlar orasida (n, k) sistematik kodlar alohida qiziqish tug'diradi. Bu kodlarda kodlar kombinatsiyasidagi dastlabki k ta simvollar informatsion simvollar bo'lib, qolgan $r=n-k$ simvollar tekshiruvchi (ortiqcha) simvollar informatsion simvollar ustidan chiziqli amallar (ikkilik modul bo'yicha qo'shish) bajarish asosida shakllantiriladi.

Chiziqli bog'liqmaslik tushunchasidan foydalanib chiziqli kodlarni qurish asoslarini to'laroq ko'rib chiqamiz. Ma'lumki, α_i ning barcha $(0,1)$ dan tashqari boshqa qiymatlari $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \dots = \alpha_k = 0$ bo'lsa, u holda v_1, v_2, \dots, v_k kod kombinatsiyalari chiziqli bog'liq emas deb ataladi, agar

$$\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \dots + \alpha_k v_k \neq 0, \quad (9.6)$$

sharti bajarilsa.

Kodlash nazariyasi umumiy $M=2^k$ chiziqli kod ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyais to'plamidan, xoxlagan k ta chiziqli bog'liq emaslik xossasiga ega bo'lgan kodlar kombinatsiyasi to'plamini tanlash mumkin. Bu kodlar kombinatsiyasi to'plami chiziqli bazaviy kodlar kombinatsiyasi deb ataladi. Bu jaratilgan kod kombinatsiyalari to'plami har ikki tashkil etuvchilari bir-biri bilan ikkilik moduli asosida qo'shilishi natijasida, yagni kod kombinatsiyalari to'plamini hosil qiladi. Bunday kod kombinatsiyalari soni 2^k ta bo'lib, ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari soniga teng bo'ladi. Shunday qilib chiziqli blokli kod k ta chiziqli bog'lanishda bo'lmagan bazis elementlar yordamida aniqlanishi mumkin.

Bunday kod kombinatsiyalari to'g'ri burchakli $G_{n,k}$ keltirib chiqaruvchi matritsa shaklida yozish qabul qilingan. Ushbu matritsa k ta satr va n ta ustundan tashkil topgan bo'ladi va uni quyidagi kononik shaklda ifodalash mumkin:

$$G_{n,k} = \left[I_k \ B_{k(n-k)} \right]. \quad (9.7)$$

Yoki (9.7) ni yoyilgan shakli quyidagi ko‘rinishda bo‘ladi:

$$G_{n,k} = \begin{array}{|c|c|} \hline 100\dots 0 & b_{1,k+1}\dots b_{1,n} \\ 010\dots 0 & b_{2,k+1}\dots b_{2,n} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \underbrace{000\dots 1}_n & \underbrace{b_{k,k+1}\dots b_{k,n}}_{r=n-k} \\ \hline \end{array} \quad (9.8)$$

(9.7) ifodada I_k - o‘lchami $k \times k$ bo‘lgan birlik matritsa bo‘lib, “1” lari asosiy diagonalda va boshqa joylarida nol bo‘ladi. Bu matritsaning satrlari uzunligi k bo‘lgan xabar manbai ishlab chiqaradigan informatsion elementlar ketma-ketligini ifodalaydi. $B_{k(n-k)}$ matritsa satrlari korreksiyalovchi kodning tekshiruvchi simvolini ifodalaydi.

k ta chiziqli bog‘liq bo‘lmagan kod kombinatsiyalarini keltirib chiqaruvchi kod matritsasi, kononik shakldi yozilmasligi mumkin. Ammo ushbu keltirib chiqaruvchi matritsaning satrlarini o‘zgartirish, ya’ni o‘rin o‘rin almashlash va ikkilik modul asosida bir-biriga qo‘shish yo‘li bilan uni kononik shaklga keltirish mumkin.

Shuni alohida ta’kidlash kerakki, agar matritsa ustunlarini o‘zgartirish, ya’ni o‘rin almashlash va ikkilik modul asosida bir-biriga qo‘shish natijasida yangi korreksiyalovchi kod olinadi. Bu kod xossalari dastlabki uni keltirib chiqargan kod xossalariidan farq qiladi. Agar matritsa ustunlari faqatgina o‘zaro almashtirilsa, bu holda kod kombinatsiyasining vazni o‘zgarmaydi, natijada dastlabkiga ekvivalent bo‘lgan yangi chiziqli kod olinadi.

Keltirib chiqaruvchi matritsa (kod so‘zlari) ustida yuqorida ko‘rsatib o‘tilgan amallar, nollar kombinatsiyasini kelib chiqishiga olib kelishi mumkin, bu kod kombinatsiyasi ham dastlabki birlamchi kod tarkibiga kiradi. Agar nol bo‘lmagan bir juft kod kombinatsiyalari v_i va v_j ni tanlasak, u holda ular orasidagi Xemming oralig‘i $d(v_i, v_j)$, qandaydir uchinchi v_k kod kombinatsiyasi vazni $F(v_k)$ ga teng bo‘ladi,

bu kod kombinatsiyasi ham o'z navbatida ushbu dastlabki kod tarkibiga kiradi.

Ketma-ket tanlashlar asosida shunday kod kombinatsiyasini topish mumkinki, u nolinci kod kombinatsiyasiga nisbatan eng kichik (minimal) Xemming oralig'iga ega bo'ladi. Bundan shunday muhim hulosa chiqarish mumkin, ya'ni chiziqli korreksiyalovchi kod minimal oralig'i uning nollardan iborat bo'lmagan kodlar kombinatsiyasi vazniga teng bo'ladi, ya'ni $d = \min_{v_i \in V} \Phi(v_i)$, agar $v_i \neq 0$ bo'lsa.

Shunday qilib, chiziqli korreksiyalovchi kod uchun kod oralig'ining minimal qiymatini aniqlash talab etilsa, uni kod kombinatsiyalari vazni ro'yxati orqali aniqlash mumkin. Shuni ham ta'kidlash lozimki, keltirib chiqaruvchi matritsa ma'lum bo'lgan chiziqli korektsiyalovchi kodlardan foydalanish, kodlash jarayoni murakkabligini kamaytiradi. Haqiqatdan ham kodlash qurilmasi xotirasida hamma $M = 2^k$ davomiyligi n -simvoldan tashkil topgan kodni yoki $n2^k$ bit axborotni saqlash o'rniga, $nk = \log M$ bit hajmdagi kod keltirib chiqaruvchi matritsani xotiradi olib qolish yetarli hisoblanadi.

Misol uchun, (7,4) chiziqli korreksiyalovchi kodni hosil qilishni ko'rib chiqamiz. Uning tarkibida $M = 2^4 = 16$ ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi bor:

1.0001110	5.1001001	9.1010010	13.1011100	
2.0010101	6.1100100	10.0101101	14.1101010	
3.0100011	7.0011011	11.1110011	15.1111111	(9.9)
4.1000111	8.0110110	12.0111000	16.0000000	

Nol bo'lmagan, kod kombinatsiyalari vazni $\Phi(v_i) = 3$, demak $d=3$. demak ushbu kod bitta xatoliklarni to'g'rilashga to'liq kafolat beradi.

Ushbu kodni, keltirib chiqaruvchi matritsasi kanonik ko'rinishda bo'lgan shaklga olib kelish uchun birinchi to'rtta kodlar kombinatsiyasini tanlaymiz:

$$G_{7,4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.10)$$

Bundan tashqari kodlash nazariyasida yana bir usuldan keng foydalaniladi, uning asosini tekshiruvchi matritsadan foydalanish usuli tashkil etadi:

$$H_{n,k} = [A_{(n-k)k} I_{n-k}], \quad (9.11)$$

bunda $A_{(n-k)k} = B_{k(n-k)}^T$ $-(n-k)$ satr va k ustunlardan iborat matritsa, T -belgisi V matritsani transponirlash (satr va ustunlari o'rnini almashtirish), I_{n-k} - bu $(n-k)$ satrli va shuncha ustunli birlik matritsa.

Tekshiruvchi matritsa yoyilgan shaklda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$H_{n,k} = \begin{bmatrix} a_{1,1} \dots b_{1,k} & 100 \dots 0 \\ a_{2,1} \dots b_{2,k} & 010 \dots 0 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ a_{(n-k),1} \dots a_{(n-k),k} & 000 \dots 1 \end{bmatrix}. \quad (9.12)$$

Kod tekshiruvchi matritsasini quyidagicha qurish mumkin. Dastlab birlik matritsa I_{n-k} yoziladi, so'ngra uning chap tomoniga $B_{n(n-k)}$ matritsa ustunlaridan olingan simvollarni aks ettiruvchi $A_{(n-k)n}$ matritsa yoziladi. Ushbu simvollar kodlar kombinatsiyalarida tekshiruvchi (ortiqcha) hisoblanadi. Ko'rilayotgan (7,4) kod uchun tekshirish matritsasi quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$H_{7,4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.13)$$

Tekshiruvchi matritsadan quyidagilarni aniqlash mumkin: noldan farqlanuvchi, kodlar kombinatsiyasidagi axborot tashuvchi elementlarga mos keluvchilari, tekshiruvchi element qaysi bir axborot elementi asosida shakllanganligini bildiradi. Tekshiruvchi elementning mos pozitsiyalarida joylashgan nol bo‘lmagan elementlar, tekshiruvchi element qaysi bir axborot elementi asosida shakllanganligini bildiradi.

Yuqorida keltirilganlarni va chiziqli (7,4) kod tekshiruvchi matritsasi (9.13) ni e‘tiborga olgan holda, har qanday kod kombinatsiyalarida tekshiruvchi elementlarni shakllantirish qoidasini, ya‘ni $v_i = v_1, v_2, \dots, v_7$ va $i = 1, 2, \dots, 16$ uchun:

$$\begin{aligned} v_5 &= v_1 + v_3 + v_4, \\ v_6 &= v_1 + v_2 + v_4, \\ v_7 &= v_1 + v_2 + v_3. \end{aligned} \tag{9.14}$$

Bunda qo‘shish amali ikkilik modul asosida qo‘shish qoidasi asosida bajariladi. Olingan natijalarni 0101 ketma-ketligini kodlash uchun qo‘llaymiz. Kodlar kombinatsiyalarining infomatsion elementlari $v_1 = 0; v_2 = 1; v_3 = 0; v_4 = 1$, bu holda tekshiruvchi elementlar quyidagi qiymatlarga ega bo‘ladi: $v_5 = 0 + 0 + 1 = 1$; $v_6 = 0 + 1 + 1 = 0$; $v_7 = 0 + 1 + 0 = 1$. Shunday qilib, 0101101 kod kombinatsiyasini olamiz, u (67) ifodadagi 10-chi kod kombinatsiyasiga mos keladi. Qolgan kod kombinatsiyalari ham shu usul bilan tekshiruvchi elementlar bilan to‘ldirib chiqiladi.

Agar G va H matritsalariga (15.68) va (15.70) yana bir nazar tashlasak, ularning har biri chiziqli bog‘liq bo‘lmagan kombinatsiyalardan va vektorlardan tashkil topganligini ko‘ramiz. Shuning uchun ushbu G va H matritsalarini har birining uzunligi n ga teng bo‘lgan vektorlardan tashkil topgan chiziqli fazo deb qarash mumkin. bundan tashqari G va H matritsalar o‘zaro ortogonal, ya‘ni G matritsa satrining H matritsa satriga skalyar ko‘paytmasi nolga teng, ya‘ni

$$HG^T = 0. \quad (9.15)$$

Shuning uchun G va H matritsalar o'rnini almashtirib G matritsadan tekshiruvchi H matritsadan axborot tashuvchi qism shaklida foydalaniladigan yangi bir kod olish mumkin. Ushbu olingan korreksiyalovchi kod birlamchisi bilan dual (ikki tomonlamalik xossasi) bo'ladi. H matritsaga mos keluvchi vektorlar fazosi G axborot matritsasi vektorlari fazosiga nisbatan nolinch fazo deb ataladi.

Kanal axborot uzatish imkoniyatini uning chegaraviy (potentsial) imkoniyatlarini umumlashgan shaklda tavsiflaydi. Kanalning axborot o'tkazish imkoniyati K.Shennonning teoremlarida to'liq yoritilgan. Dastlab diskret xabar manbai uchun asosiy kodlash teoremasi nomi bilan ma'lum teoremani keltiramiz. Ushbu teoremaga asosan "agar manbaning xabar ishlab chiqarish imkoniyati $H'(A)$ halaqitli diskret aloqa kanali axborot uzatish imkoniyatidan kichik, ya'ni

$$H'(A) < C', \quad (9.16)$$

bo'lsa, shunday kodlash va dekodlash usuli mavjud bo'lib, xabar istemolchiga (oluvchiga) xatolik ehtimolligi δ dan kichikligini ta'minlab yetkazib beriladi. Agar $H'(A) > C$ bo'lsa, bunda uni berilgan δ xatolik bilan uzatish uchun kodlash va dekodlash usuli mavjud emas".

Shuni ta'kidlash kerakki, ushbu teoremada kodlash deganda xabarni signalga aylantirish va dekodlash deganda signalni xabarga aylantirish nazarda tutilgan. Ushbu teoremadan ko'rinadiki, bunda axborot uzatish imkoniyati, kanal orqali axborotni xatosiz uzatish tezligining chegaraviy – eng katta qiymatini anglatadi. Ammo teorema biron-bir aniq kodlash yoki dekodlash usulini ko'rsatib bermaydi. Shunga qaramay bu teorema katta ahamiyatga ega, chunki u shu vaqtgacha axborot uzatish texnikasiga bo'lgan munosabatni tubdan o'zgartiradi.

Avvallari, xabarlarni xatosiz uzatish uchun, albatta uni uzatish tezligini kamaytirish kerak degan tushuncha bor edi, ya'ni uzatish tezligi $V \rightarrow 0$ bo'lganda $p_x \rightarrow 0$ deb fikr yuritilar edi. Bu usul bilan xotirasiz

kanallar orqali axborot uzatishda yig‘ish (jamlash) usulidan foydalanib uzatish aniqligini oshirish mumkin. Bu juda oddiy usul bo‘lib, bunda har bir “1” va “0” elementan simvollar, bir necha “nol” va “bir” lardan iborat a_1 va a_2 kodlar kombinatsiyasi yordamida uzatiladi, ya’ni

$$a_1 = \underbrace{000\dots 0}_n, \quad a_2 = \underbrace{111\dots 1}_n,$$

“0” va “1” lar aloqa kanali bo‘yicha bir xil ehtimollik bilan uzatiladi, ya’ni $p(0) = p(1) = 0,5$. Qabul qilish tomonida uzatilgan simvollar “0” va “1” larning kodlar kombinatsiyasida ko‘pligiga qarab ro‘yxatga olinadi (bu usul – mojaritar kodlash usuli deb ataladi). Bunda xato ro‘yxatga olish a_1 va a_2 kodlar kombinatsiyasidagi “1” yoki “0” lardan $n/2$ va undan ko‘pi halaqit ta’sirida teskarisiga almashsa ro‘y beradi. Demak, kodlar kombinatsiyalari a_1 va a_2 dagi elementar simvollar sonini oshirib, $n \rightarrow \infty$ bo‘lganda har qanday yuqori aniqlik bilan xabar uzatish mumkin. Bu holda signal uzatish tezligi $V = \frac{1}{n}$ bo‘lib, cheksiz kichik bo‘ladi.

Shenon teoremasidan ko‘rinadiki, yuqoridagi yig‘ish (jamlash) usulidan foydalanmasdan, xabar uzatishni sekinlashtirmasdan xabarni yuqori aniqlikda uzatuvchi kodlash va dekodlash usuli mavjud. Ammo teorema kodlashning aniq bir usulini tavsiya etmaydi. Shuning uchun kodlash va dekodlashning aniq bir usulini amalga oshirish katta ahamiyatga ega.

Yuqorida keltirilgan Shenon teoremasining isboti ancha murakkabligi uchun uni keltirmadik. Shenon ushbu teoremasini isbotlash natijasida dekodlashdagi o‘rtacha xatolik uchun quyidagi ifodani oldi

$$P_x \leq 2^{-T[C'-H'(A)]}, \quad (9.17)$$

bunda, T – uzatilayotgan signal (kodlar kombinatsiyasi) davomiyligi.

(9.17) formuladan ko‘rinadiki, T kattalashgan sari xatolik kichiklashib boradi va nolga intiladi. Eslatib o‘tamiz teorema shartiga asosan $C' - H'(A) > 0$. Shuning uchun, kodlar kombinatsiyasi qancha uzun bo‘lsa, xatolik shuncha kichik bo‘ladi. Ammo bu holda xabarni uzatish uchun sarflanadigan vaqt oshadi, chunki qabul qilingan kodlar kombinatsiyasini dekodlash kerak bo‘ladi. Xabarni kechiktirmasdan yetkazish talab etilgan holda, aloqa kanali axborot uzatish imkoniyatidan to‘liq foydalanmaslik kerak bo‘ladi.

9.4. Shenon teoremasi

Shenon teoremasidan diskret xabarlarni uzluksiz aloqa kanallari orqali uzatishda ham foydalanish mumkin. Bunda uzluksiz signal $s(t)$ ning davomiyligi T ga teng qismlari ularga mos ravishda tanlangan simvollar ketma-ketligi bilan almashtiriladi. Dekodlash natijasida dekoder chiqishida xabar manbai ushbu T vaqt davomiyligiga moslari bilan almashtiriladi.

Uzluksiz aloqa kanali orqali diskret xabarlarni uzatish haqidagi Shenon teoremasi quyidagicha tariflanadi: agar $H'(A) < C'$ bo‘lsa, har qanday diskret xabar ishlab chiqarish imkoniyati $H'(A)$ manba chiqishidagi xabarni uzluksiz signal $s(t)$ bilan kodlab, uni axborot uzatish imkoniyati C' bo‘lgan kanal orqali har qanday kichik xatolik ehtimolligi bilan uzatish mumkin. Agar $H'(A) > C'$ bo‘lsa, bunday diskret xabarni ehtimolligi kichik xatolik bilan uzatib bo‘lmaydi.

Diskret xabarlarni uzluksiz aloqa kanali orqali uzatishdagi xatolik ehtimolligini ham (9.17) formula orqali aniqlash mumkin.

Uzluksiz kanallardan farqli, diskret kanallar orqali xabarlar uzatilganda kodlash ikki bosqichda amalga oshiriladi. Dastlab diskret xabarlar kod simvollar ketma-ketligi bilan almashtiriladi, so‘ngra har bir simvol signal elementlari bilan almashtiriladi. Dekodlash ham ikki bosqichda amalga oshiriladi.

Uzluksiz aloqa kanallarida kodlash nisbatan yaxshi natija beradi, chunki bunda qo‘shimcha almashtirish bosqichi yo‘q, natijada axborot

kam yo‘qotiladi. Ammo bu kodlashni amalga oshirish murakkabroq, shunga qaramasdan diskret aloqa kanali orqali axborotlarni uzatish nisbatan osonroq.

Chiziqli kodga tekshiruvchi matritsani qo‘shilishi dekoderlash amalini to‘g‘ri bajarish bilan bog‘liq. Buni kod kombinatsiyasidagi tekshiruvchi simvollarni quyidagi ko‘rinishda ifodalash natijasidan osongina ko‘rish mumkin.

$$v_i H^T = 0, \quad i = \overline{1, 2, \dots, M}, \quad (9.18)$$

bunda, v_i -kod kombinatsiyalaridan biri, H^T - transponirlangan tekshiruvchi matritsasi.

(9.18) ifoda quyidagi mazmunga ega: agar v_i tekshiruvchi matritsaning har bir satriga ortogonal bo‘lsa, u holda v_i kod kombinatsiyasi (n, k) blokli kodga tegishli bo‘ladi. Umuman olganda (9.18) ifoda chiziqli kodni dekoderlash amalini anglatadi.

Qabul qilinayotgan signal vektori v_i dekoderlash qurilmasida uning xotirasida saqlanayotgan transponirlangan tekshiruvchi matritsaga ko‘paytiriladi, buning natijasida “sindrom” deb ataluvchi kod kombinatsiyasini olamiz. Agar sindrom nolga teng bo‘lsa, xatolik yo‘qligini bildiradi. Qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi xatolik aniqlanmay qolganda ham sindrom nolga teng bo‘ladi, bu holda bir ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi o‘rniga boshqa ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi ro‘yxatga olinadi (dekoder chiqishida paydo bo‘ladi).

Yuqorida keltirilgan fikrlarni $(7, 4)$ kodi asosida ko‘rib chiqamiz. Misol uchun qabul qilingan signal vektori v_i quyidagi ko‘rinishda bo‘lsin, $\tilde{v}_i = 0101101$ u holda

$$S = \tilde{v}_i H^T = 0101101 \times \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = 000, \quad (9.19)$$

ya'ni sindrom nolga teng. Bu dekodlangan kod kombinatsiyasida xatolik yo'qligini bildiradi. Endi dekoder kiishiga $\tilde{v}_i = 0100101$ signal vektori ta'sir etadi deb hisoblasak, u holda

$$S = \tilde{v}_i H^T = 0100101 \times \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = 110, \quad (9.19)$$

(9.19) ifodadan ko'rinadiki sindrom noldan farqlanadi ($s=110$), bu esa dekodlangan kod kombinatsiyasida xato borligini anglatadi. Bunda quyidagi qiziq o'ziga xoslikni ko'rish mumkin. Agar tekshirish matritsasi (9.19) ifodasidagi ustunlarni chapdan o'ngga nomerlasak, to'rtinchi ustun olingan sindrom $s=110$ ga mos kelishini kuzatamiz. Bundan ko'rinadiki xatolik kod kombinatsiyasining to'rtinchi simvoliga to'g'ri keladi. Xatolikni ushbu to'rtinchi simvolni teskarisiga almashtirish orqali tuzatiladi. Ushbu xossani birinchi bo'lib 1950 yilda Xemming aniqladi, shuning uchun biz o'rganib chiqqan chiziqli kod Xemming kodi nomini olgan. Umuman Xemming kodlari quyidagi parametrlarga ega. Kod kombinatsiya(so'z)lari uzunligi $n = 2^r - 1$, tekshiruvchi simvollar soni r ga teng va kod klmbinatsiyasidagi axborot tashuvchi simvollar soni $k = 2^r - 1 - r$. Xemming kodining minimal kod oralig'i $d=3$, shuning uchun bittalik xatolarni tuzatish imkoniyatiga ega. Biz ko'rib chiqqan (7,4) kodidan tashqari (15,11) va (31,26) kodlari ham Xemming nomi bilan bog'liq.

Agar tekshirish matritsasi H ning i -chi ustuni, uning i -chi nomerini ifodalovchi kod kombinatsiyasiga mos keladigan qilib qurilsa, u holda Xemming kodi soddagina ifodalanishi mumkin. bundan tishqari nolga teng bo'lmagan sindrom xato paydo bo'lgan razryad nomerini ikkilik shaklidagi yozuviga to'liq mos keladi. Ushbu usul bilan yozilgan (7,4) kod tekshiruv matritsasi quyidagi ko'rinishni oladi:

$$H_{7,4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.20)$$

Xemming kodi chiziqli blokli kodlarning xususiy holi hisoblanadi. Umuman olganda Xemming kodlaridan boshqa chiziqli blokli kodlarni dekodlash ancha murakkab bo‘lib, ularning sindromlari xatolik ro‘y bergan razryadlarni aniq ko‘rsatmaydi. Sindromning noldan farqlanishi kod kombinatsiyasida xatolik borligini anglatadi. Kod faqat xatolikni topish xususiyatiga ega bo‘lsa, bunday kodlardagi xatoliklarni tuzatish uchun teskari kanali bor aloqa tizimidan foydalanish kerak bo‘ladi, bu holda xatolik ushbu kombinatsiyani qayta takrorlash uchun so‘rov orqali takroran uzatilishi natijasida tuzatiladi.

Masalan, dekoder kirishiga qandaydir v_i simvol vektori ta’sir etsin. Bu signal vektori halaqit ta’sirida o‘z holatini o‘zgartiradi, ya’ni $\bar{v}_i = v_i + E_x$ ko‘rinishni oladi. Sindromni hisoblaymiz:

$$S = \tilde{v}_i H^T = (v_i + E)H^T = v_i H^T + E H^T = E H^T \quad (9.21)$$

(9.21) ifodada $v_i H^T = 0$, chunki sindrom faqat halaqit ta’sirida noldan farqlanadi. Sindrom faqat kod kombinatsiyasidagi simvol halaqit ta’sirida teskarisiga aylanishi natijasida noldan farqlanadi.

Shunday qilib, chiziqli blokli kodni dekodlash jarayoni quyidagidan iborat. Dekoder xotiralash qurilmasiga nolga teng bo‘lmagan sindromlar va ularga mos keluvchi xatoliklar vektori jadvali yoziladi. Dekodlash jarayonida qabul qilinayotgan kod kombinatsiyasi sindromi hisoblanadi va uning asosida xatolik vektori aniqlanadi. So‘ngra xatolik vektori qabullangan kod kombinatsiyasiga qo‘shiladi. Natijada xatolik tuziladi va diskret xabar oluvchiga to‘g‘rilangan kod kombinatsiyasi yetkazib beriladi. Bu usldan foydalanilganda dekoder xotirasiga 2^{n-k} xatolik vektorlari va shuncha sindromlar, shu jumladan nol sindromlar jadvali kiritilishi kerak. Bu jadval qisqa kodlar uchun nisbatan kichik bo‘ladi. Ammo Shenon teoremasidan bilamizki, axborot

oʻtkazishda yuqori aniqlikni taʼminlash uchun katta davomiylikka ega boʻlgan kodlardan foydalanish kerak boʻladi. Natijada, dekoder jadvali hajmi sezilarli darajada kattalashadi. Masalan (63,45) kodi uchun dekoder xotirasida $2^{18}=262144$ ta xatolik vektori jadvali boʻlishi kerak.

Koʻrib chiqilgan dekodlash usulidan nisbatan qisqa kodlarni dekodlash va xatolar soni uncha katta boʻlmagan hollarda foydalanish tavsiya etiladi. Keyingi yillarda samaradorligi yuqori kodlash va dekodlash usullari yaratilgan boʻlib, ular zamonaviy radioelektronikaning diskret sxematexnika va mikroprotsessordan foydalanib amalga oshiriladi. Ularni toʻliq oʻrganish elektr aloqa nazariyasi faning dasturiga kirmaydi.

Nazorat savollari

- 1. Kodlash teoremasi taʼrifini keltiring?*
- 2. Shenon teoremasini tushuntirib bering?*
- 3. Shenon teoremasidan diskret xabarlarini uzluksiz aloqa kanallari orqali uzatish qanday boʻladi?*
- 4. Xemming kodi nima?*
- 5. Chiziqli kodni dekodlash jarayonini tushuntiring?*
- 6. Kodlarning klassifikatsiyasini sanab oʻting?*
- 7. Halaqitbardosh kodlar va ularning hususiyatlari qanday?*
- 8. Kodlarning asosiy parametrlarini ayting?*
- 9. Kodlar blokini qanday hosil qilish mumkin?*
- 10. Blokli korreksiyaovchi kodlarni gapirib bering?*
- 11. Kodlarning xatolarni topish va tuzatish qanday amalga oshiriladi?*

10- BOB. XABARLARNI OPTIMAL QABULLASH VA POTENSIYAL XALAQITBARDOSHLIK

10.1. Asosiy tushunchalar

Ko‘p hollarda qabul qilinadigan signallar uchun ularning tashuvchisi chastotasi f_0 dan tashqari, modulyatsiyalash shakli 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.

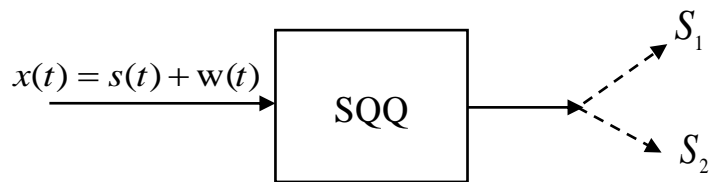
Aloqa tizimining to'liq xalaqitbardoshligini aniqlash ko'p hollarda murakkab bo'lgani uchun odatda uning ayrim qismlari: uzatish qismi, signal qabul qilish qurilmasi; kodlash va dekodlash yoki aloqa tizimining ma'lum ikki nuqtasi orasidagi qismlari xalaqitbardoshligi aniqlanadi.

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 tizim (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 (10.1- rasm).



10.1- 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_i yuza n ta qismga bo'linadi va har gal x_i ning qiymati s_i yuzadan biriga mos kelsa, s_i signal QQ kirishiga ta'sir etdi degan aposterior ehtimollik $P(s_i/x)$ ma'lum bo'ladi. Bunda kanal orqali haqiqatda s_i signal uzatilgan bo'lsa, u to'g'ri qabul qilingan hisoblanadi va xato qabul qilinganlik ehtimolligi P_x quyidagicha aniqlanadi:

$$P_x = \sum_{i \neq j} P(s_j / x) = 1 - P(s_i / x) \quad (10.1)$$

(10.1) 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 (10.1) ifoda soddalashadi,

$$P_{x\min} = P_{\min}(s_2/x) = 1 - P_{\max}(s_1/x) \quad (10.2)$$

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 R 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 bir-biridan farqlanishi ($m_i \neq m_j$) mumkin.

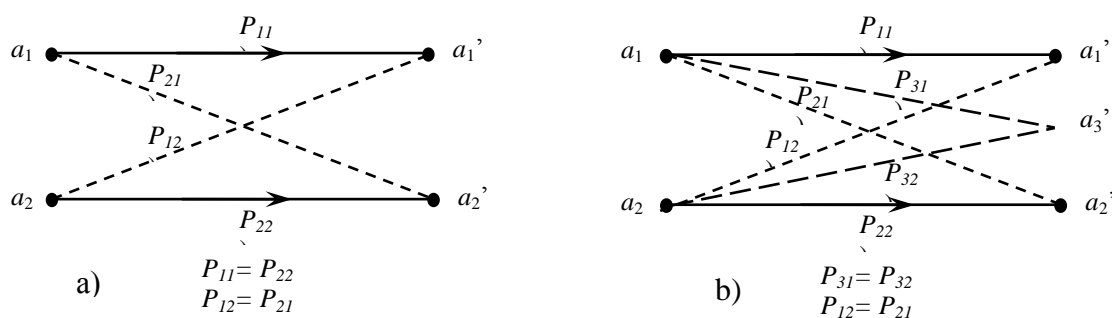
Agar diskret (raqamli) kanal uchun a_i ni a_j ga almashib qolishi ehtimolligi $P(a_j/a_i)$ vaqtga bog'liq bo'lmasa va ushbu elementar signaldan qanday elementar signal berilganligiga bog'liq bo'lmasa, xotirasiz bir turli kanal deb ataladi. Agar $P(a_j/a_i)$ vaqtga bog'liq bo'lsa, bunday kanal bir turli 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 simvollari (elementlar) soni bir hil bo'lib, ularning birining ikkinchisiga o'tish ehtimolligi $P(a_j/a_i)=P_0=\text{const}$, bo'lsa bunday kanallar simmetrik kanal deb ataladi (10.2a-rasm).

Misol tariqasida ikkilik diskret kanalni keltiramiz.

Aloqa kanallari orasida kirish va chiqish kod signallari bir hil emasligi ham uchraydi, bunda kirish alfaviti $m < m'$ bo'lib, hamma $N=n^m$

kodlar ikki guruhga bo‘linadi $N=N_R+N_T$. Xabarlar uzatish uchun faqat N_R 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‘chirish»li kanallar deb ataladi (10.2b- rasm).



10.2- rasm. Ikkilik aloqa kanali ishlashining grafik tasviri: a) simmertik 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 ehtimolligi $P(a_i/a_j)=1$ bo‘ladi. Bunday kodlar kombinatsiyasi dekoder tomonidan diskret xabar elementlaridan biriga aylantiriladi.

10.2. 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

$$x(t) = s_k(t) + w(t), \quad (10.3)$$

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,

$$P_x = 1 - P(s_i/x). \quad (10.4)$$

(10.4) 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

$$P(s_j/x) = \frac{P(s_i)P(s_i/x)}{P(s_j)} \rightarrow s_i. \quad (10.5)$$

(10.5) formulani quyidagi shaklda ham yozish mumkin:

$$P(s_i)P(s_i/x) > P(s_j)P(s_j/x) \rightarrow s_i, \quad (10.6)$$

yoki

$$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \frac{P(s_j)}{P(s_i)} \rightarrow s_i. \quad (10.7)$$

(10.5), (10.6) yoki (10.7) 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:

$$\Lambda > \frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} \rightarrow s_i. \quad (10.8)$$

(10.8) shart bajarilsa s_i signal ro'yxatdan o'tadi. Agar turli signallarni uzatish aposterior ehtimolligi bir xil bo'lsa, ya'ni $P(s_i) = P(s_j) = 1/m$, bunda m – turli signallar soni, u holda qaror qabul qilish sharti (tamoyili) soddalashadi;

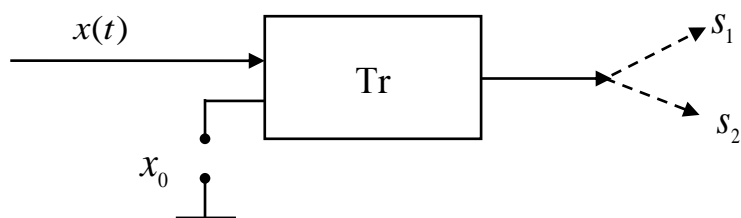
$$\Lambda > 1 \rightarrow s_i. \quad (10.9)$$

Shunday qilib, ideal kuzatuvchi tamoyili (sharti) o'xshashlik funksiyalarini taqqoslash bilan almashadi. Ushbu shart umumiyroq bo'lib, maksimal o'xshashlik tamoyili (kriteriy) deb ataladi.

10.3. 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 kirishidagi 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). 10.3- rasmda trigger (Tr) yordamida qaror qabul qilish qurilmasining chizmasi keltirilgan.



10.3- rasm. Qaror qabul qilish soddalashgan sxemasi

$x(t)$ signalni qabullashda 2 xil xatolik sodir bo'lishi mumkin:

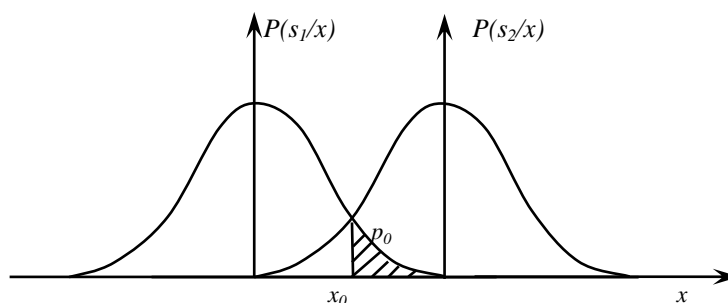
1. s_1 signal uzatilganda s_2 ;
2. s_2 uzatilganda s_1 signal ro'yxatdan o'tishi (aks etishi mumkin).

Ushbu xatoliklarning sodir bo'lish ehtimolligi

$$P_{12} = P(s_1 / s_2) = \int_{-\infty}^{x_0} P(s_1 / x) dx; \quad (10.10)$$

$$P_{21} = P(s_2 / s_1) = \int_{x_0}^{\infty} P(s_2 / x) dx. \quad (10.11)$$

Ushbu (10.10) va (10.11) integrallar ehtimolliklar taqsimoti grafigining yuzasi shaklida hisoblanishi mumkin (10.4- rasm).



10.4- rasm. Integrallar ehtimolliklar taqsimoti

Birinchi va ikkinchi tur xatoliklar s_1 va s_2 signallarning uzatilish aprior ehtimolligini e'tiborga olish natijasida quyidagi ko'rinishni oladi:

$$P_I = P(s_2)P(s_1/s_2) = P_2P_{21}; \quad (10.12)$$

$$P_{II} = P(s_1)P(s_2/s_1) = P_1P_{12}. \quad (10.13)$$

Xato sodir bo'lish to'liq ehtimolligi

$$P_0 = P_I + P_{II} = P_1P_{12} + P_2P_{21}. \quad (10.14)$$

Agar s_1 va s_2 signallarning uzatilish aprior ehtimolliklari $P_1 = P_2$ bo'lsa, u holda umumiy xatolik

$$P_0 = \frac{1}{2}(P_{12} + P_{21}). \quad (10.15)$$

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_0 ga teng bo'lishi kerak. Ushbu bo'sag'a sathida $P_0 = P_{12} = P_{21}$. 10.4-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 (kriteriysi) 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 oqibatlarga olib kelashini albatta e'tiborga olish kerak. Ushbu xatolik oqibatini maxsus koeffisientlar kiritib e'tiborga olish maqsadga muvofiq bo'ladi. Birinchi va ikkinchi tur xatoliklarning bir-biriga muvofiqlashtiruvchi L_{12} va L_{21} koeffisientlarni kiritib, kutiladigan oqibat (yo'qotish) yoki o'rtacha tavakkalni aniqlaymiz

$$r=L_{12}P_{I}+L_{21}P_{II}=L_{12}P_{1}P_{12}+L_{21}P_{2}P_{21}. \quad (10.16)$$

Qaysi bir qaror qabul qilish tamoyili eng kam o'rtacha yo'qotish yoki tavakkalni ta'minlasa shunisi 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 avvldan (apriori) noma'lum deb hisoblanadi.

Agar "ob'ektni" o'tkazib yuborish yomon oqibatlarga (yo'qotishlarga) olib kelsa, u holda yolg'on bezovta (safari) qilish ehtimolligi β_{yb} ni kiritish va qaror qabul qiluvchi sxema to'g'ri qabul qilish ehtimolligini maksimallashtiruvchi holatda ishlashini ta'minlash talab qilinishi kerak, ya'ni P_r – 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" safari ehtimolligida β_{ys} da, signal borligini aniqlashning eng katta ehtimolligini ta'minlashi kerak, ya'ni

$$P_{yb} = \int_{x_0}^{\infty} P(x/0)dx = \beta_{yb} \quad \text{va} \quad P_{an} = 1 - P_{aniqlanmagn} = 1 - \int_{\infty}^{x_2} P(x/s)dx \quad (10.17)$$

Neyman-Pirson tamoyili quyidagi qaror qabul qilish tavsiya etadi.
 “Ob’ekt” quyidagi holda aniqlangan (topilgan) hisoblanadi:

$$\Lambda = \frac{P(x/s)}{P(x/0)} > \lambda, \quad (10.18)$$

bunda, λ – yolgʻon safarbarlik ruxsat etilgan ehtimolligi orqali aniqlanuvchi kattalik.

10.4. 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 boʻladi. 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 boʻlish ehtimolligi $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$ xabarlarning paydo boʻlish ehtimollikiga teng, yaʼni $P(s_1), P(s_2), P(s_3) \dots P(s_i)$ boʻladi. Bunda tabiiyki, $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$ signallarning paydo boʻlish ehtimolligi xabarlarning paydo boʻlish aprior ehtimollikiga teng, yaʼni $P(s_1)=P(u_1), P(s_2)=P(u_2) \dots P(s_i)=P(u_i)$ boʻladi. Uzatish jarayonida signal $s_i(t)$ ga xalaqit $w(t)$ taʼsir etadi, natijada SQQ kirishiga $x(t)=s_i(t)+w(t)$ shaklidagi foydali signallardan biriga additiv qoʻshilgan $G_x(\omega)=N_0/2$ spektri boʻyicha bir tekis tarqalgan quvvatga ega xalaqit taʼsir etadi.

Foydali signal $s_i(t)$, xalaqit $w(t)$ va $x(t)$ maʼlum bir oraliq, $(0 < t < T)$ da mavjud boʻlganliklari uchun ularni ortogonal tashkil etuvchilarga alohida-alohida yoyish mumkin

$$s_1(t) = \sum_{i=1}^n s_{ie} \varphi_e(t), \quad (10.19)$$

$$w_1(t) = \sum_{i=1}^n w_{ie} \varphi_e(t), \quad (10.20)$$

$$x(t) = \sum_{i=1}^n x_{ie} \varphi_e(t), \quad (10.21)$$

bunda,

$$x_i = s_{il} + w_i; \quad s_{il} = \int_0^T s_i(t) \varphi_l(t) dt; \quad w_e = \int_0^T w(t) \varphi_l(t) dt. \quad (10.22)$$

SQQ kirishidagi xalaqit $w(t)$ ehtimollik normal taqsimot qonuniga bo'ysungani uchun $w(t)$ ning ortogonal tashkil etuvchilari Fure koeffisientlari ham o'rtacha qiymati nolga teng bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va uning dispersiyasi $D_i^2 = w_i^2 = N_0/2$ ga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(w_l) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{w_l^2}{N_0}\right). \quad (10.23)$$

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

$$P(x_l / s_{il}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left[-\frac{(x_l - s_{il})^2}{N_0}\right]. \quad (10.24)$$

Xalaqit $w(t)$ tashkil etuvchilari w_c lar bir-biriga bog'liq bo'lmaganliklari uchun x_l ning ko'p o'lchamli ehtimollik shartli taqsimoti $P(s_i/x)$ uning bir o'lchamli taqsimotlari (10.24) ko'paytmasiga teng bo'ladi.

$$P(s_i / x) = \prod_{e=l_1}^{l_2} P(s_{ie} / x) = \pi N_0^{-n/2} \exp\left[-\frac{1}{N_0} \sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{ie})^2\right]. \quad (10.25)$$

Ushbu (10.25) ifodani Bays formulasi

$$\frac{P(s_i / x)}{P(s_j / x)} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i \quad (10.26)$$

ga kiritib Kotelnikov optimal SQQ sharti uchun quyidagi tengsizlikni olamiz

$$\frac{\Pi(s_i/x)}{\Pi(s_j/x)} = \frac{\exp\left[-\frac{1}{N_0} \sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{il})^2\right]}{\exp\left[-\frac{1}{N_0} \sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{jl})^2\right]} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)}. \quad (10.27)$$

(10.27) ifodani logarifmlash natijasida quyidagini olamiz

$$\sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{il})^2 - \sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{ol})^2 < N_0 \ln \frac{P(s_i)}{P(s_j)}. \quad (10.28)$$

(10.19), (10.20) va (10.21) ifodalarni e'tiborga olib,

$$\sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{il}) \varphi_l(t) = x(t) - s_i(t), \quad (10.29)$$

$$\sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{jl}) \varphi_l(t) = x(t) - s_j(t). \quad (10.30)$$

(10.29) va (10.30) ifodalarni kvadratga oshirish, vaqt bo'yicha o'rtalashtirish va $\varphi_l(t)$ funksiyalarning ortogonalligini e'tiborga olsak, quyidagi ifodani olamiz

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt = \sum_{e=l_1}^{l_2} (x_l - s_{il})^2. \quad (10.31)$$

Yuqoridagilarni e'tiborga olganda Kotelnikov optimal SQQ sharti quyidagi shaklga keladi.

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt = N_0 \frac{P(s_i)}{P(s_j)}. \quad (10.32)$$

(10.32) 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.

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt, \quad i \neq j. \quad (10.33)$$

(10.33) 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.

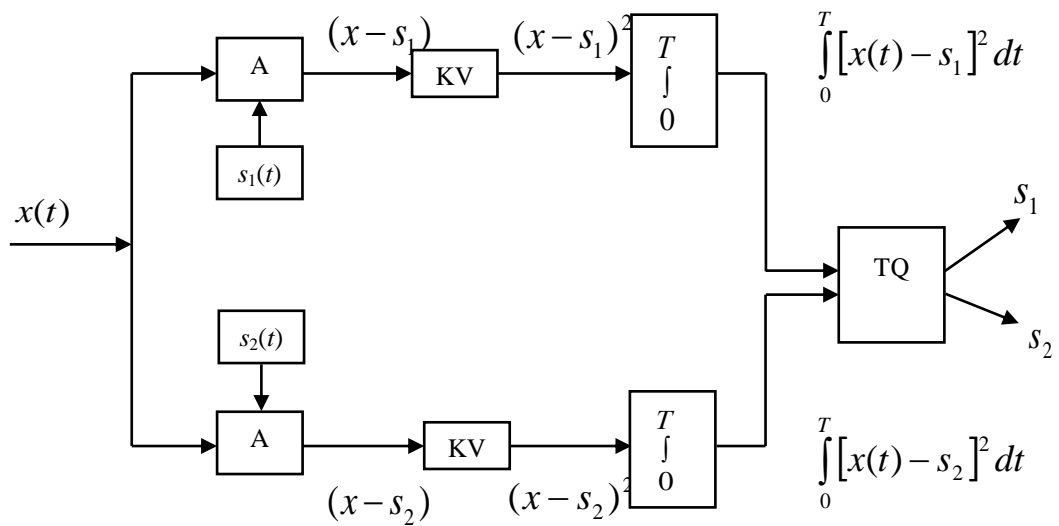
(10.33) tengsizlik kvadrat va qavslarni ochish natijasida quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s_i^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) s_i(t) dt < \int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s_j^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) s_j(t) dt. \quad (10.34)$$

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 (10.32) ifoda yanada soddalashadi,

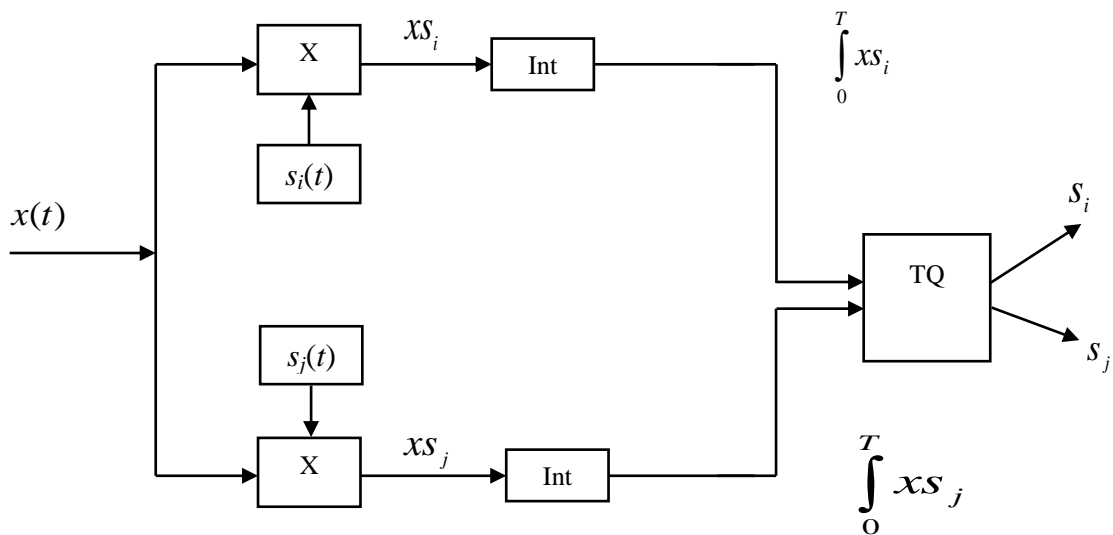
$$\int_0^T x(t) s_i(t) dt > \int_0^T x(t) s_j(t) dt \quad (10.35)$$

Aloqa kanali orqali $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signali uzatilishi mo'ljallangan bo'lsa (10.33) ifodada keltirilgan algoritmni bajarishga asoslangan Kotelnikov optimal SQQ quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi (10.5- rasm).



10.5- rasm. Kotelnikov optimal SQQ strukturaviy sxemasi: A – ayirish, KV – kvadratga oshirish, TQ – taqqoslash qurilmalari

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimi uchun (10.35) ifodada keltirilgan algoritmni bajarishga asoslangan Kotelnikov optimal SQQ quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ldi (10.6- rasm).



10.6- rasm. Kotelnikov korrelyatsion optimal SQQ strukturaviy sxemasi: X – ko‘paytirgich, Int – integrator, TQ – taqqoslash qurilmasi

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimida (10.33) ifodadagi qavsni ochib Kotelnikov optimali SQQ uchun quyidagi shartni olish mumkin:

$$-2 \int_0^T x(t)s_1(t)dt + \int_0^T s_1^2(t)dt < -2 \int_0^T x(t)s_2(t)dt + \int_0^T s_2^2(t)dt, \quad (10.36)$$

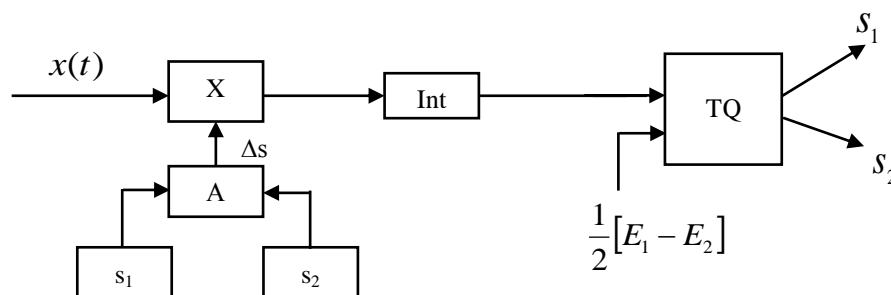
yoki

$$\int_0^T x(t)[s_1(t) - s_2(t)]dt > \frac{1}{2}[E_1 - E_2], \quad (10.37)$$

bunda E_1 va E_2 signallar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ energiyalari.

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimi uchun optimal SQQ (10.36) algoritm asosida amalga oshirilsa quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi (10.7-rasm).

$$\int_0^T x(t)s_1(t)dt < \int_0^T x(t)s_2(t)dt. \quad (10.38)$$



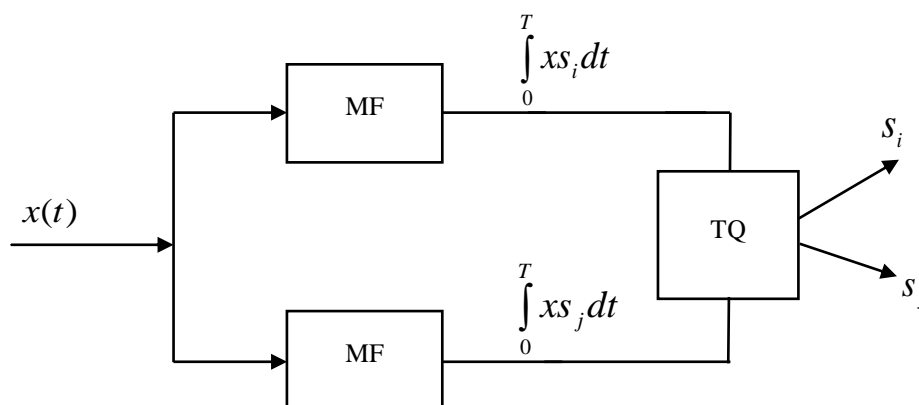
10.7- rasm. Signallarni farqlashga asoslangan optimal SQQ strukturaviy sxemasi: X – ko‘paytirgich, Int – integrallash, TQ – taqqoslash, A – ayirish qurilmalari

Bu algoritm 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‘lag‘asi nolga teng bo‘ladi, optimal SQQ strukturaviy sxemasi yanada soddalashadi (10.8-rasm).

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 $q_1(t) = Cs_1(T-t)$ va $q_2(t) = Cs_2(T-t)$ bo'lgan MF₁ va MF₂ lardan va TQdan iborat bo'ladi (10.8-rasm).

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.



10.8- rasm. Moslashgan filtrlar yordamida optimal SQQ strukturaviy sxemasi

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.

10.5. Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolik ehtimolligi

Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolikni 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 mezoni asosida ishlovchi optimal SQQ algoritmi quyidagidan iborat:

$$\int_0^T [x(t) - s_1(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_2(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2}. \quad (10.39)$$

Bu ifoda $x(t) = s(t) + w(t)$ ligini e‘tiborga olsak, quyidagi ko‘rinishni oladi

$$\int_0^T w^2(t) dt - \int_0^T [s_1(t) - s_2(t) + w(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2}, \quad (10.40)$$

yoki

$$\int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] dt < \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt. \quad (10.41)$$

(10.41) ifodaning bir qismini $w(t)$, $s_1(t)$ va $s_2(t)$ larni ortogonal qatorga yoyishdan foydalanib quyidagi ko‘rinishga keltiramiz

$$\zeta(t) = \int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] dt = \sum_l w_l (s_{1l} - s_{2l}). \quad (10.42)$$

Xalaqit $w(t)$ ning har bir koeffisienti w_l o‘rtacha qiymati nolga teng normal taqsimot qonuniga bo‘ysungani uchun (10.42) ifodaga o‘ng tomonidagi yig‘indi ham normal taqsimot qonuniga bo‘ysunadi, ζ ning

oʻrtacha qiymati nolga teng boʻladi, dispersiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$D\zeta = \bar{\zeta}^2 = \sum_l w_l^2 (s_{1l} - s_{2l})^2 = \frac{1}{2} N_0 \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt = \sigma_\zeta^2. \quad (10.43)$$

Tasodifiy kattalik ζ ning ehtimolligi zichligi

$$P(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right). \quad (10.44)$$

(12.41) ifodaga muvofiq agar $s_1(t)$ aloqa kanali orqali uzatilgan boʻlsa, quyidagi shart bajarilganda sodir boʻladi:

$$\zeta < A = \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt. \quad (10.45)$$

$s_1(t)$ signal oʻrniga $s_2(t)$ signalning roʻyxatga olinishi xatolik

$$P_{12} = P(\zeta < A) = \int_{-\infty}^A P(\zeta) d\zeta = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \int_{-\infty}^A \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right) d\zeta. \quad (10.46)$$

Xalaqitning nisbiy kattaligi $U = \frac{\zeta}{\sigma_\zeta}$ tushunchasini kiritib P_{12} xatolik

uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{12} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{A}{\sigma_\zeta}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \left[1 + \Phi\left(\frac{A}{\sigma_\zeta}\right) \right], \quad (10.47)$$

bunda

$$\frac{A}{\sigma_\zeta} = \frac{\frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}{\sqrt{\frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}}. \quad (10.48)$$

(10.48) ifodani quyidagi belgilashlarni kiritib, uni ancha sodda shaklga keltiramiz:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2N_0} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt, \quad (10.49)$$

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_1}{P_2}, \quad (10.50)$$

$$P_{12} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{12})] \quad (10.51)$$

(10.51) 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:

$$P_{21} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{21})], \quad (10.52)$$

bunda

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_2}{P_1}. \quad (10.53)$$

Ikkilik aloqa kanalidagi umumiy xatolik

$$P_0 = P_1 P_{12} + P_2 P_{21}, \quad (10.54)$$

yoki

$$P_0 = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{12})] + \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{21})]. \quad (10.55)$$

Yuqorida olingan (10.55) ifodadan shunday xulosa chiqarish mumkin, ikkilik signallarni optimal qabullashdagi potensial

xalaqitbardoshlik α^2 ga va $\frac{P_2}{P_1}$ ga bog‘liq bo‘lib, bulardan birinchisi α^2 signal energiyasi farqining xalaqit qiymati N_0 nisbati orqali aniqlanadi; ikkinchisi $\frac{P_2}{P_1}$ xabarlarini 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 kanaldagi xatolik quyidagicha aniqlanadi:

$$P_0 = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha)] \quad (10.56)$$

Xalaqit qiymati kichik bo‘lsa (10.50) va (10.53) formulalardagi ikkinchi hadni e‘tiborga olmasa bo‘ladi, bunda (10.54) formula (10.56) 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 α 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 α koeffisientiga va xalaqitning energetik spektri quvvati N_0 ga bog‘liq bo‘ladi.

10.6. Optimal signal qabullash xalaqitbardoshligining modulyatsiya turiga bog‘liqligi

10.6.1. Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallar yordamida xabarlar uzatilganda signallardan biri $s_1(t) = 0$, ikkinchisi esa quyidagicha ifodalanadi:

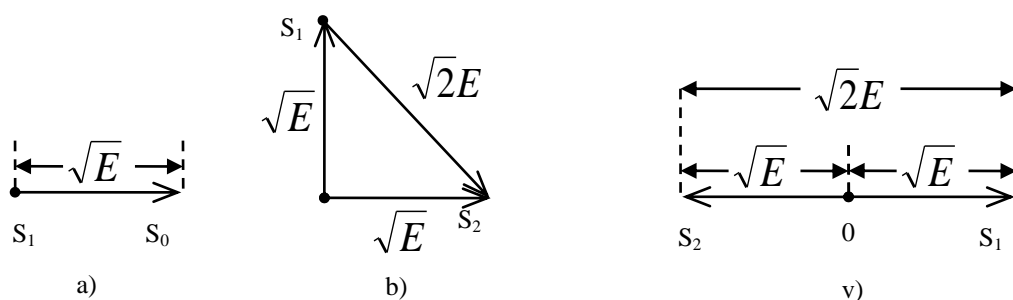
$$s_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (10.57)$$

bunda, U_0 – signal amplitudasi, ω – chastotasi va φ_0 – boshlang‘ich fazasi.

Ikki o‘lchamli yuzada AMp signalni vektor ko‘rinishida quyidagicha tasvirlash mumkin (10.9a- rasm).

AMp signalning ekvivalent energiyasi quyidagiga teng:

$$E_{EAM} = E = \int_0^T s_0^2(t) dt. \quad (10.58)$$



10.9- rasm. AMp, ChMp va FMp signallarning vektor shaklida ko‘rinishlari

Agar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning uzatilish ehtimolligi $P_1 = P_2 = 0,5$ bo‘lsa xato qabul qilish ehtimolligi quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{0AM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E_E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{q^2}{2}} \right]. \quad (10.59)$$

bunda, $q^2 = \frac{E_E}{N_0}$ – optimal SQQ kirishidagi signal energiyasini xalaqit quvvati spektr zichligiga nisbati.

10.6.2. Chastotasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

AMp signallardan farqliroq chastotasi manipulyatsiyalangan ChMp signal aktiv pauzali signal deb ataladi va quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \\ s_1(t) &= U_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad 0 < t \leq T. \end{aligned} \quad (10.60)$$

Odatda ChMp signallar $s_1(t)$ va $s_0(t)$ o‘zaro ortogonal qilib tanlanadi, ya’ni ularning skalyar ko‘paytmasi nolga teng bo‘ladi, ya’ni

$$(s_0, s_1) = \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = 0. \quad (10.61)$$

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, φ_1 va φ_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

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) dt = \\ &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \{ \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1] + \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1] \} dt = \\ &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \left\{ \cos \left[2\pi \frac{k_0 + k_1}{T} t + \varphi_0 + \varphi_1 \right] + \cos \left[2\pi \frac{k_0 - k_1}{T} t + \varphi_0 - \varphi_1 \right] \right\} dt = 0. \end{aligned} \quad (10.62)$$

$s_1(t)$ va $s_0(t)$ signallarning ekvivalent energiyasini aniqlaymiz:

$$E_E = \int_0^T [s_0(t) - s_1(t)]^2 dt = \int_0^T s_0^2(t) dt + \int_0^T s_1^2(t) dt - 2 \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = E_0 + E_1 = 2E. \quad (10.63)$$

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 (10.9b-rasm). ChMp signalning potensial xalaqitbardoshligi quyidagiga teng:

$$P_{ChM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi(\sqrt{q^2}). \quad (10.64)$$

10.6.3. 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° ga o‘zgaradi.

FMp signal analitik ifodasi (0;T) oraliqda quyidagi funksiyalardan biriga teng bo‘ladi:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), \\ s_1(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi + \pi) = -U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi). \end{aligned} \quad (10.65)$$

(10.65) ifodadan va 10.9v-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

$$E_{EFMp} = \int_0^T [s_0(t) + s_1(t)]^2 dt = 4 \int_0^T s_0^2(t) dt = 4E. \quad (10.66)$$

Diskret xabar FMp signallar yordamida uzatilganda potensial xalaqitbardoshlik quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{XFM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{4E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[\sqrt{2q^2} \right] \quad (10.67)$$

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 kogerent 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 shakllantirishda foydalanib bo'lmaydi.

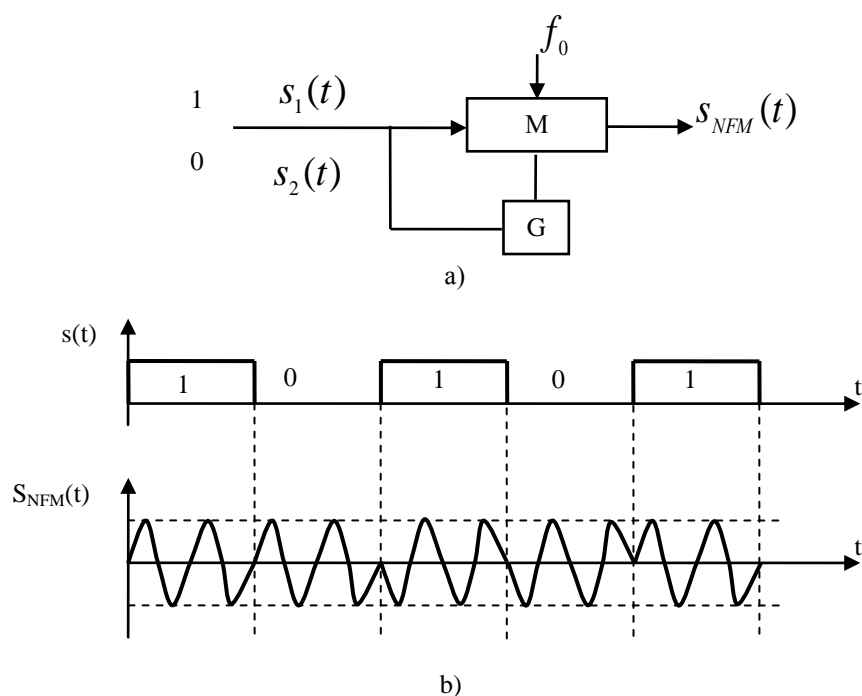
Zamonaviy aloqa tizimlarida FMp signallardan foydalanilmaydi, chunki uni qabul qilishda yana bir necha muammolar paydo bo'ladi. Oddiy FMp signal o'rniga fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan NFMp signallardan foydalaniladi.

10.6.4. Fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

NFMp signal oddiy FMp signallarga hos bo'lgan teskari ishlash 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° ga o'zgaradi. Ushbu manipulyatsiyani amalga oshirish qurilmasi strukturaviy sxemasi va signallar vaqt diagrammalari 10.10-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.

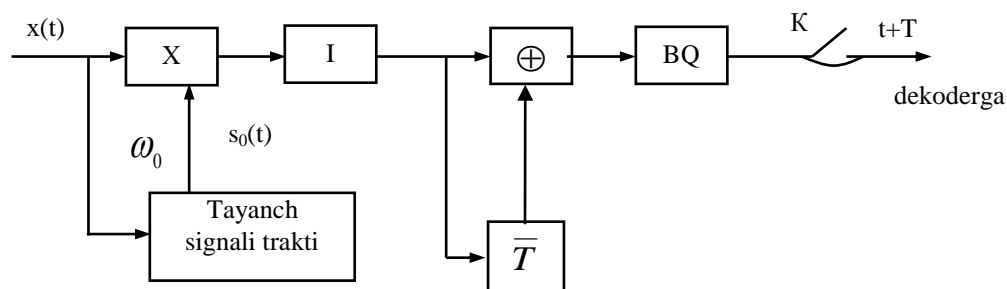
To'liq ma'lum NFMp signallar qabullash qurilmasi FMp signallarni kogerent optimal qabullashga o'xshash shaklda amalga oshiriladi. Bunday NFMp signallar qaror qabullash qurilmasi kirishiga berilishidan avval teskari qayta ishlash jarayonidan o'tadi, ya'ni a'_1, a'_2, \dots, a'_k ketma-ketlik 2-modul bo'yicha 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.



10.10- rasm. a) NFMp signal olish qurilmasining strukturaviy sxemasi, b) kirish signali $s(t)$ va $s_{NFM}(t)$ signallar vaqt diagrammalari

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 10.11-rasmda keltirilgan.

Tayanch signali $s_0(t)$ kirish signal chastotasini ikkiga ko‘paytirish, filtrlash va ikkiga bo‘lish asosida Pistilkors usulida amalga oshiriladi. NFM signallarni bu usulda qabullashda “1” ni “0” ga va aksincha uzatilayotgan kod elementar tashkil etuvchilaridan faqat bittasi xato qayd etilishiga olib keladi, keyingilari to‘g‘ri qayd etiladi. NFMp ni oddiy FMp bilan taqqoslash 10.12-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 xato qayd etiladi, keyingilari to‘g‘ri qayd etiladi.



10.11- rasm. NFMp signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi

Rasmda: X – ko‘paytirgich, I – integrator, \bar{T} – signalni kechiktirgich, \oplus – ikkilik modul bo‘yicha qo‘shish, BQ – bo‘sag‘aviy qurilma, K – kalit ($t=T$ da dekoderga ulanadi).

	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

10.12- rasm. NFMp signalni FMp signalga aylantirishga oid chizma

NFMp signalga aditiv fluktuasion xalaqit ta‘sir etganda uning potensial xalaqitbardoshligini aniqlaymiz.

Bunda xatolik a_k' – elementar signal xato va a_{k-1}' – elementar signal to‘g‘ri qabul qilingan holda hosil bo‘ladi, yoki aksincha holatda 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 potensial xalaqitbardoshligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{NFM} = 2P_{FM}(1 - P_{FM}) = 2 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2q_k^2} \right) \right] \Phi \left(\sqrt{2q_k^2} \right) \approx 2P_{FM}. \quad (10.68)$$

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'liq bo'lmasa, u holda kod kombinatsiyasining to'g'ri qabul qilinishi ehtimolligi quyidagi ifoda orfali aniqlanadi

$$P_{xqq} = 1 - (1 - P_x)^m, \quad (10.69)$$

bunda P_x – elementar signalni xato qabul qilish ehtimolligi.

Shuni alohida ta'kidlash lozimki, xalaqitbardoshlik signal energiyasining xalaqit quvvati spektri zichligiga nisbati bog'liq bo'lib, signal shakliga bog'liq emas. Agar xalaqit energetik spektri chastota bo'yicha bir tekis taqsimlanan bo'lmasa signal spektri, ya'ni uning shaklini o'zgartirib xalaqitbardoshlikni oshirish mumkin.

10.7. Signalni moslashgan filtrlar orqali qabul qilish

Ko'p hollarda signalni qabul qilishda signallarni shakli avvaldan ma'lum, ammo kuzatilayotgan onda signallarning qaysi biri qabul qilish 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 qabul qilishdagi 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 vaavldan ma'lum, tasodifiy emas deb hisoblaymiz va uning spektri zichligini quyidagicha ifodalaymiz:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt = S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (10.70)$$

bunda, $S(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ – signal amplituda va faza spektri.

Xalaqitni “oq shovqin” tasodifiy stasionar jarayon deb hisoblaymiz, uning energetik spektri $G(\omega) = N_0/2$ deb hisoblaymiz.

Chiziqli filtrning kompleks uzatish koeffitsiyenti $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\Psi(\omega)}$ orqali aniqlanadi, bunda $K(\omega)$ va $\Psi(\omega)$ filtrning amplituda chastota va faza chastota tavsifi. Filtr chiqishidagi $y(t)$ ham foydali $y_s(t)$ va xalaqit $y_x(t)$ dan tashkil topgan bo'ladi, ya'ni:

$$y(t) = y_s(t) + y_x(t). \quad (10.71)$$

Filtr chiqishidagi foydali signalni quyidagicha ifodalaymiz:

$$y_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(\omega)e^{j[\varphi(\omega)+\Psi(\omega)+\omega t]} d\omega. \quad (10.72)$$

Ma'lum bir t_0 vaqtda $y_s(t)$ o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni:

$$P_{s \max} = |y_c(t_0)|^2 = \frac{1}{4\pi^2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2. \quad (10.73)$$

Xalaqit quvvati esa quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_x = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega. \quad (10.74)$$

Filtr chiqishida t_0 ondagi signal quvvatining xalaqitga nisbatini aniqlaymiz:

$$q_{ch} = \frac{P_{smax}}{P_x} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (10.75)$$

Endi, o'zining chiqishida S/X nisbatining eng maksimal qiymatini ta'minlovchi filtrning kompleks uzatish koeffitsiyentini aniqlaymiz. Buning uchun (10.75) ifodaga Buyakovskiy-Shvars tengsizligini qo'llab, q_{ch} uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$q_{ch} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega. \quad (10.76)$$

Shunday qilib, filtrning har qanday harakteristikasi $K(j\omega)$ da uning chiqishidagi S/X maksimal qiymatidan katta bo'lmaydi, ya'ni:

$$q_{chmax} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_0}, \quad (10.77)$$

bunda, E – foydali signal to'liq energiyasi.

Filtr chiqishidagi q_{ch} o'zining maksimal qiymatiga quyidagi shart bajarilganda erishadi:

$$K(j\omega) = CS(-j\omega)e^{j\omega t_0} = CS(\omega)e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}, \quad (10.78)$$

bunda, $S(-j\omega) = S(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$ – signal spektri $S(j\omega)$ bilan kompleks moslashgan funksiya, C – o‘zgarmas kattalik.

(10.78) ifodani ikkiga bo‘lib, alohida-alohida holga keltirishimiz mumkin:

$$K(\omega) = CS(\omega), \quad \Psi(\omega) = -[\varphi(\omega) + \omega t_0] \quad (10.79)$$

(10.79) dan moslashgan filtr amplituda-chastota tavsifi signal amplituda spektri bilan, faza-chastota tavsifi signal faza-chastota tavsifi bilan va ωt_0 ning chiziqli funksiyasi 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:

$$\theta(t) = \omega t + \varphi(\omega) + \Psi(\omega) = \omega t + \varphi(\omega) - \varphi(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_0), \quad (10.80)$$

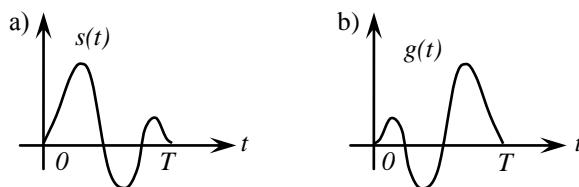
bunda, $(t - t_0)$ vaqtda $\theta = 0$ bo‘ladi, ya’ni t_0 vaqtda signalning hamma garmonik tashkil etuvchilari bir xil faza bilan arifmetik yig‘indi va ushbu vaqtda eng maksimal qiymatga ega bo‘ladi.

Xalaqit spektri tashkil etuvchilari filtr chiqishidagi tasodifiy fazalarga ega bo‘lgani uchun algebraik qo‘shiladi. Natijada filtr chiqishida S/X nisbati maksimallasadi.

Fure o‘zgartirishi yordaimda moslashgan filtrning impuls aks ta’sirini aniqlaymiz:

$$q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(-j\omega) e^{-j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_0-t)} d\omega = CS(t_0 - t), \quad (10.81)$$

Moslashgan filtrning impuls aks ta’siri, unga ta’sir etgan signalning “ S ” o‘lchamdagi onga nisbatan oynadagi tasviriga mos keladi. 10.8-rasmda $S=1$ qilib olingan.



10.13- rasm. Moslashgan filtrning impuls aks ta'siri

10.13- 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 Dyumen integrali asosida quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)s(t_0-z)dz = CB_{xs}(\tau), \quad (10.81)$$

bunda $\tau = t - t_0$.

(10.81) 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:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)s(t_0-z)dz = CB_{ss}(\tau). \quad (10.82)$$

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:

$$s_{ch}(t_0) = CB_{ss}(0) = CE. \quad (10.83)$$

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 koeffitsiyenti signal bazasi

$$s_{ch}(t_0) = CB_{ss}(0) = CE \quad (10.84)$$

ga teng bo‘ladi.

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 holati uning kirishiga signal berilish vaqtiga bog‘liq emas (invariant). Filtr uchun signalning qaysi vaqtda uning kirishiga farq qilmaydi. Moslashgan filtrdan farqliroq korrelyator ish holati 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 korrelyatoridagi 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 filtrni sintez qilamiz.

Berilgan signal

$$\begin{aligned} s(t) &= A, \text{ agar } 0 < t \leq T; \\ s(t) &= 0, \text{ agar } t > 0 \text{ bo'lsa.} \end{aligned} \quad (10.85)$$

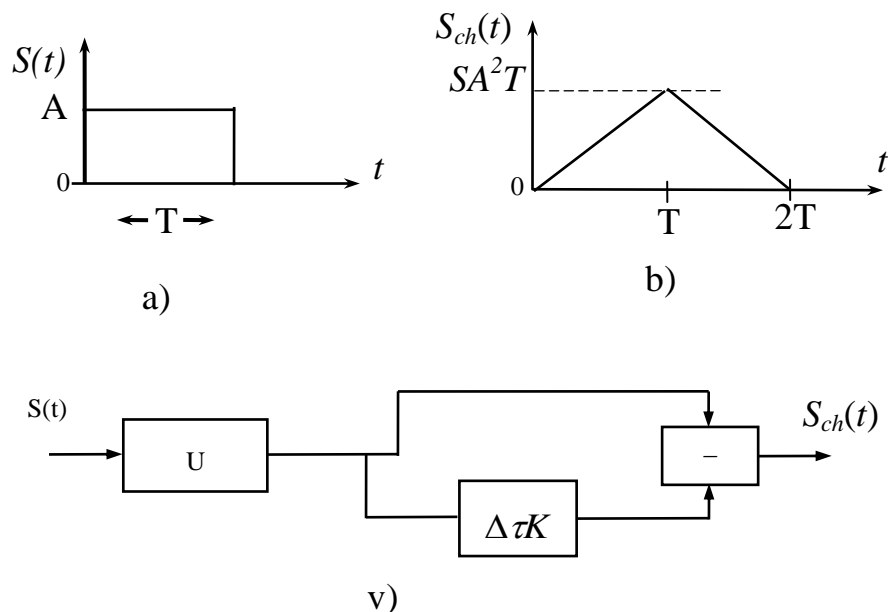
(10.85) formula bilan ifodalangan impuls amplituda spektri $S(j\omega) = \frac{A}{j\omega}(1 - e^{j\omega T})$. Ushbu signal bilan moslashgan filtrning uzatish kompleks koeffitsiyenti,

$$K(j\omega) = C \frac{A}{j\omega}(1 - e^{j\omega T})e^{-j\omega T} = S(j\omega) = C \frac{A}{j\omega}(1 - e^{-j\omega T}). \quad (10.86)$$

Ushbu moslashgan filtrning impuls o'tish tavsifi $g(\tau)$ shakli signal $s(t)$ shaklida bo'ladi, ya'ni:

$$\begin{aligned} g(t) &= CA(T - t) = CA \text{ agar } 0 \leq t \leq T \text{ bo'lsa;} \\ g(t) &= 0 \text{ agar } t < 0 \text{ va } t > 0 \text{ bo'lsa.} \end{aligned}$$

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 koeffitsiyenti (13.49) ifoda bilan berilgan filtr: uzatish koeffitsiyenti $\frac{1}{j\omega}$ bo'lgan integratordan, uzatish koeffitsiyenti $e^{j\omega T}$ bo'lgan signalni kechiktirish qurilmasi va ayiruvchi qurilmadan bo'ladi (10.14- rasm). Filtr chiqishida signal katetlari bir-biriga teng uchburchak shaklida bo'lib, asosi kengligi $2T$ ga va energiyasi SA^2T ga teng bo'ladi.



10.14- rasm. Videoimpuls moslashgan filtri strukturaviy sxemasi

Ikkinchi misol sifatida yuqori chastotali radioimpuls uchun moslashgan filtni sintez qilishni ko‘rib chiqamiz.

Radioimpulsni to‘ldiruvchi yuqori chastotasini ω_0 ga va davomiyligini T ga, amplitudasini A_0 ga teng deb olamiz, ya’ni

$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin \omega_0 t, \quad \text{agar } 0 \leq t \leq T; \\ s(t) &= 0, \quad \text{agar } t < 0, t > T. \end{aligned} \quad (10.87)$$

Masalani osonlashtirish uchun radioimpuls davomiyligi T davrga ω_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:

$$g(t) = CF \sin \omega_0(T-t) = CA \sin[(2n+1)\pi - \omega_0 t] = CA \sin \omega_0 t. \quad (10.88)$$

(10.88) 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 siljirilgan imuplslar farqi shaklida aniqlash mumkin. Shuning uchun radioimpuls uchun moslashagan filtr elektrik sxemasi oddiy videoimpuls elektr

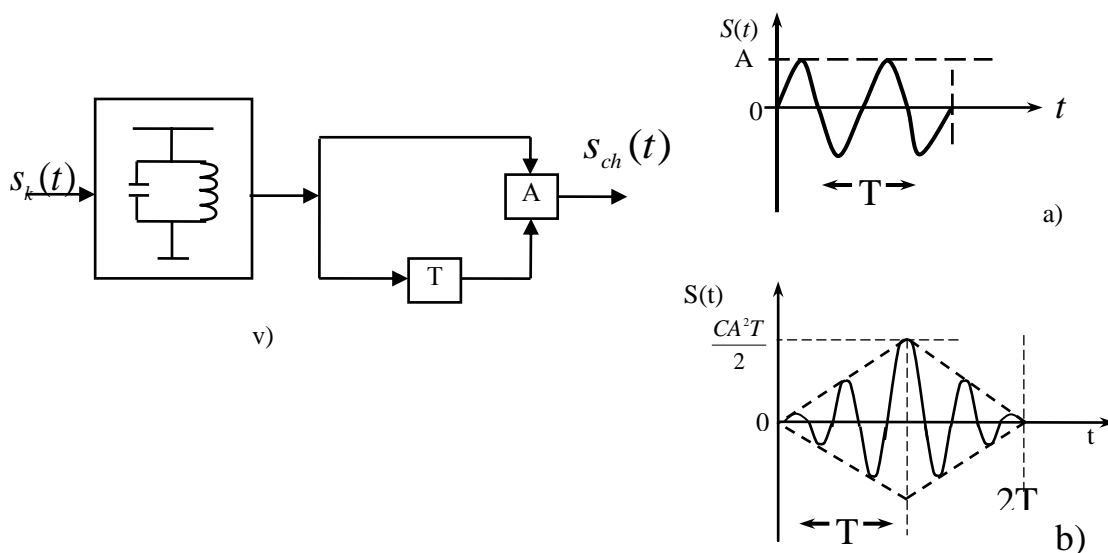
sxemasidan RC generator o‘rniga LS kontur shaklidagi integrator bo‘lishi bilan farq qiladi. LS konturning doimiylik vaqti τ radioimpuls davomiyligi T dan katta bo‘lishi shart, ya’ni $\tau > T$.

Agar radioimpuls davomiyligi T ga yuqori ω_0 chastotali tebranishlarning juft yarim davri joylashsa, u holda sxemadagi ayiruvchi qism (A), qo‘shuvchi (Q) ga almashtiriladi (10.15- 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 (10.15- rasm). Bunga asos qilib davomiyligi T ga teng videoimpulsni

$\frac{T}{\Delta t} = n$ ta, davomiyligi Δt ga teng impulslar yig‘indisi deb hisoblash asos bo‘ladi. Δt impulslar davomiyligi Kotelnikov teoremasi asosida olinadi, bunda $\Delta t < \Delta\tau$ bo‘lishiga, ya’ni alohida kichik impulslar orasidagi o‘zaro korrelyatsiya bo‘lmasligi kerak (Δt - korrelyatsiya oralig‘i va $\Delta t = \frac{1}{2F_s}$, F_s – videoimpuls spektri kengligi). Moslashgan filtr quyidagi

ko‘rinishga ega bo‘ladi (10.16- rasm).

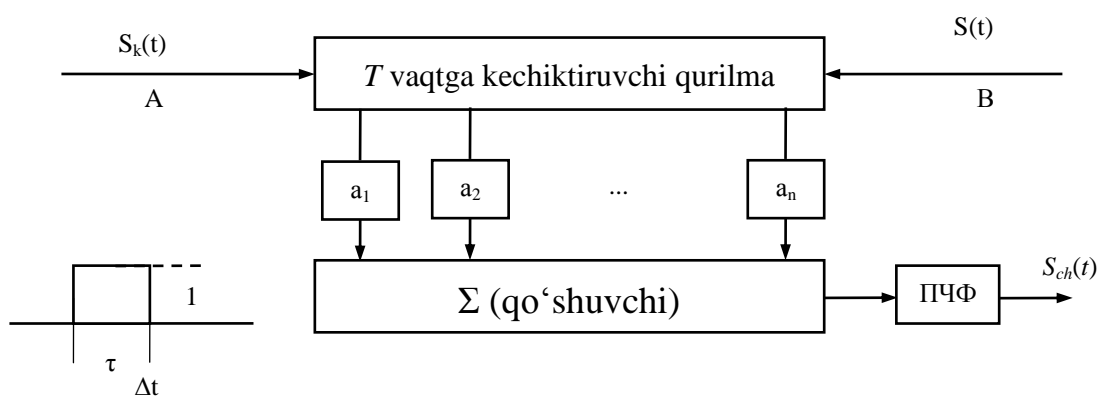


10.15- rasm. Radioimpuls moslashgan filtri strukturaviy sxemasi

Agar moslashgan filtr (MF) A kirishiga davomiyligi Δt ga va amplitudasi 1 ga teng impuls berilsa, uning kechiktirish qurilmasi (KQ)

chiqishlarida kirish impulsi $\Delta t, 2\Delta t, 3\Delta t, \dots, n\Delta t$ vaqtga kechikib hosil bo'ladi. Bu kechikkan impulslar $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ - o'lchovli (qiymat aniqlovchi) qurilmalardan o'tgan natijalari yig'uvchi qurilma kirishiga, so'ngra PChFga uzatiladi. $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ - qurilmalarni attennyuatorlar yoki signal kuchaytiruvchi qurilmalar deb qaralishi mumkin, bunda a_n - signalni susaytirish yoki kuchaytirish ko'effitsiyentini anglatadi. a_n agar signal qiymati manfiy bo'lsa - kuchaytirish ko'effitsiyenti va signal qiymati musbat bo'lsa, u holda susaytirgich vazifasini bajaradi. Bundan tashqari a_n qurilmalar kirish signali fazasini 180° ga buradi.

Bu turli MF chiziqli rejimda ishlovchi impuls reaksiyasi $s(t)$ ga teng bo'lgan transversal filtr deb ataladi. Agar kirish signali MFning B-kirishiga bersak, uning chiqishida A-kirishiga berganda olingan signal $s(t)$ ning ko'zgudagi 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 hajmga ega bo'ladilar.



10.16- rasm. Videoimpuls uchun moslashgan filtr

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

$$\Delta f_{opt} = \frac{1,37}{\tau_0}, \quad (10.89)$$

bunda τ_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.

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. Uzluksiz signallarni optimal qabullash deganda nimani tushunasiz?

11- BOB. RAQAMLI ELEKTR ALOQA TIZIMLARIDA APRIOR NOMA'LUMLIKLAR VA SINXRONIZASIYA

11.1. Sinxronizatsiyalash tizimining tuzilishi va asosiy karakteristikalari. Sinxronizatsiya tizimining ishlashini aloqa tizimi ishlash sifatiga bog'liqligi

Axborotni uzatish radiotexnik tizimida, sinxronizatsiya tizimlari yordamida, umumiy holda signallarni quyidagi parametrlarini aniqlaydi:

1. Yuqori chastotali tashuvchi tebranishni fazasini (fazaviy sinxronizatsiya FS);
2. Kod so'zini boshlanishiga mos keluvchi vaqt momentlari (siklik sinxronizatsiya SS);

3. Qabul qilingan posilkalarni chegaraviy vaqtlar (taktli sinxronizatsiya TS);
4. Ko'p kanalli axborot uzatish tizimlaridagi guruh signallarining boshlanishi va oxiriga mos keluvchi vaqt momentlari (kadr sinxronizatsiyasi KS).

Axborotni uzatish radiotexnik tizimida, sinxronizatsiya tizimlari yordamida butun umumiy tizimni bir meyorda ishlashini, qurilmani ishlash tartibini ketma-ketligini, tizimni sifatli ish faoliyatini, foydali signallarni optimal qabul qilinishini taminlaydi va generator, chastota sintezatorlarining stabilligini hamda raqamli tizimlarni ishga tushish, ish tugatilishi, yozish, xotiraga olish, o'chirish amallarini bajarishda xizmat ko'rsatadi.

Agar, axborotni uzatish radiotexnik tizimida sinxronizatsiya tizimi ishtirok etmasa yoki u o'rnatilmagan bo'lsa, u holda tizim begilangan hamda talab darajasidagi uzatish va qabul amallarini to'liq sifatli bajara olmaydi.

11.2.Faza sinxronizatsiyasi. Takt sinxronizatsiyasi

Faza sinxronizatsiyasi-fazaviy avtorostlash tizimi (FAR), signalni fazasini kuzatish, ya'ni rostlash uchun xizmat qiladi.

Bunday tizimlar quyidagi hollarda ishlatiladi:

- radioqabul qiluvchi qurilmalarda:
- tor polasali kuzatuv filtrlarda, tashuvchi chastota signali ishtirokida tebranishlarni qayta tiklashda:
- Dopler o'ulchov qurilmalarida, shovkin va xalakitlarni ta'siri ostida foydali signallarni ajratib olish maqsadida
- faza va chastota modulyatsiya signallariga ega demodulyatorlarda:
- yukoristabil tebranishlarni hosil qiluvchi rostlanuvchi generatorlarni yaratishda:
- qayta ishlovchi va yozuvchi audio va videomagnitofonlarda

FAR tizimi uz ichiga asosiy blokni, yani faza diskriminatorini (FD) olib, u ikki signalni (berilgan signal va rostlanuvchi generator hosil kilgan signal) farkini, ya'ni xatoligin aniqlaydi.

FAR tizimining ishlash prinsipi - FD birinchi kirishiga berilgan kirish signali ikkinchi kirishiga esa rostlanuvchi generator chiqishidagi signallar beriladi. FD chiqishidagi kuchlanish xatolikni kiymati va fazani ishorasiga bog'liq bo'ladi. Ushbu signal filtr orqali rostlanuvchi generatorga uzadiladi, rostlanuvchi generator uz navbatida kabul kilingan boshqaruv signalini faza ishorasiga hamda qiymatiga asosan chastotasini uzgartiradi.

FAR tizimi kuzatish filtri sifatida ham qo'llaniladi. Quyida AM sinxron detektorda ASD kuzatish filtri sifatida FAR tizimini qo'llashdagi strukturaviy sxemasi keltirilgan bo'lib ASD da amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan signal bilan tayanch kuchlanish signallari ko'paytiriladi. Tayanch kuchlanish signali FAR tizimi yordamida hosil kilinadi. Ushbu tizim o'z ichiga faza detektor FD past chastotali filtr PChF rostlanuvchi generator RG bunda FAR tizimi tor polasali filtr rolini o'ynab tizimni kirishidagi signal va xalaqitlarni aralashmasidan qabul qilinayotgan AM signalni tashuvchi chastotasini ajratib olish uchun xizmat qiladi. Kuzatish rejimida faza detektorining chiqishidagi kuchlanishni urtacha qiymati nolga yaqin bo'ladi. Rostlanuvchi generator tebranishini fazasi kirishdagi signalni fazasidan 90 gradusga fark qiladi. Tashuvchi tebranish kuchlanishi bilan tayagch kuchlanishini fazalarini sinfazalashda tizimda 90 gradusga faza o'zgartirgich ishlatiladi (11.1- rasm).

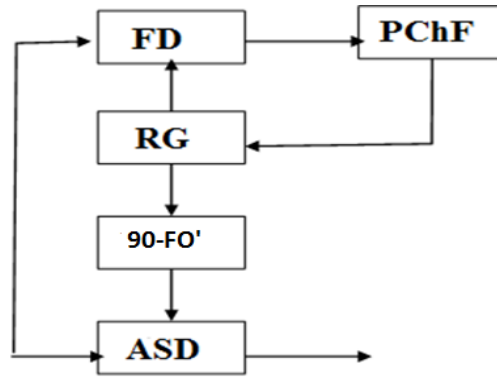
FD- faza detektor;

PChF- past chastotali filtr;

RG- rostlanuvchi generator;

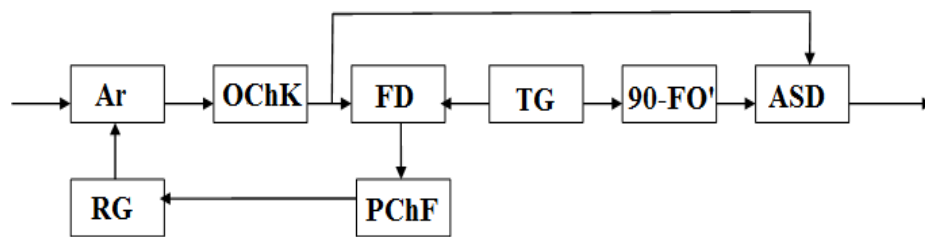
FU-0- 90 gradusga faza o'zgartirgich;

ASD- amplitudaviy sinxron detektor.



11.1- rasm. FAR tizimining strukturaviy sxemasi

Radioqabul qiluvchi qurilmalarda, oraliq chastota signalini stabilashtirishda tayanch gengeratori ishtirokida FAR tizimi qo‘llaniladi (11.2- rasm).

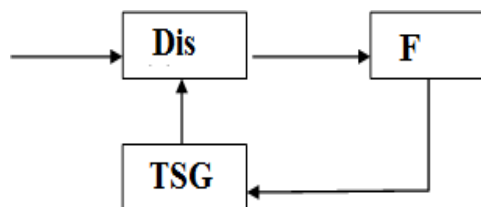


11.2- r asm. FAR tizimi radio qabul qilgichda qo‘llanilishi

Ushbu tizimda kirish signali aralashtirgich qurilmasi yordamida oraliq chastota signaliga o‘zgartirilib oraliq chastota kuchaytirgichi orqali kuchaytirilib, faza detektoriga uzatiladi. Faza detektori OChK dan qabul qilingan signal bilan tayanch kuchlanish signallarining fazalari taqqoslanadi. Faza bo‘yicha xatolik bo‘ladigan bulsa, u holda FD ini chiqishida boshqariluvchi kuchlanish shakllanib, filtr orqali rostlanuvchi gengerorga uzatiladi. RG qabul qilgan signal qiymati va ishorasiga asoslanib o‘zini chastotasini hamda fazasini rostlaydi. Qabul qilgichda avtorostlagich tizimini qo‘llanilishi, oraliq chastotani tayanch kuchlanish signaliga tengligini doimiy holda ta’minlab beradi.

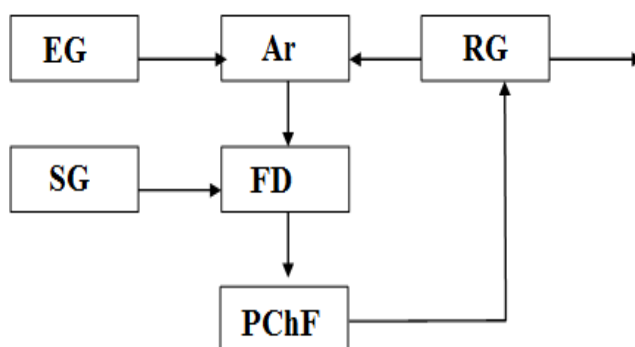
Tayanch gengeratori ishtirokida FAR tizimini radioqabul qiluvchi qurilmada qo‘llanilanilishini strukturaviy sxemasi (11.3- rasm).

FAR tizimi chastota bo'yicha qayta rostlanuvchi yuqori stabil tebranishlarni ham shakllantiradi (11.4- rasm). Berilgan tizimda etalon generator EG kuchlanishining va rostlanuvchi generator RG kuchlanishlari aralashtirgich bloki AR orqali oraliq chastota signaliga aylantiriladi.



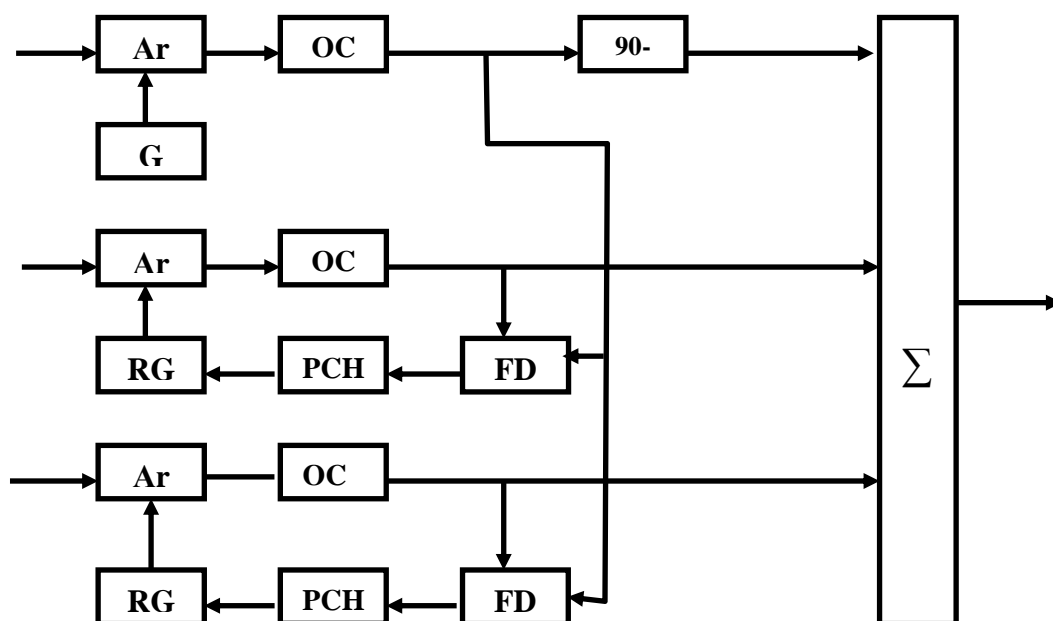
11.3- rasm. Tayanch generatori ishtirokida FAR tizimini radioqabul qiluvchi qurilmada qo'llanilishining strukturaviy sxemasi

FD qurilmasiga shakllangan oraliq chastota signali bilan siljitish generatoridan hosil qilingan signallar beriladi. Agar berilgan signallar orasidagi fazalar farqi, ya'ni xatolik bo'ladigan bo'lsa, FD o'zining chiqishida boshqariluvchi signalni shakllantiradi va PChF orqali rostlanuvchi generatorga uzatadi. Rostlanuvchi generator qabul qilingan boshqaruv signali yordamida o'zini chastotasini rostlaydi.



11.4- rasm. FAR tizimi generator chastotasini stabillashtirishdagi strukturaviy sxemasi

Fazalashtrilgan antenna panjaralarda, panjaralarni alohida elementlari yordamida qabul qilingan signallarni kogerent summalashtirishda FAR tizimi ham ishlatiladi. Ushbu tizimning strukturaviy sxemasi (11.5- rasmda) keltirilgan. Bunday summalashtirish prinsipi quyidagicha amalga oshiriladi. Antennani alohida elementlari yordamida qabul qilingan signallari turli har xil fazalarga ega bulib, ularni to'gridan to'gri summalashtirishda yetarli samaradorlikni bermaydi. Shuning uchun tizimdagi bita kanalni yuqoridagisini tayanch kanali sifatida olinadi. Tizimni kirishidagi signallar o'zlariga tegishli bo'lgan aralashtirgichlar ishtirokida oraliq chastota signallariga uzgartiriladilar va tegishli OChK lar yordamida kuchaytirilib, faza detektor qurilmalariga uzatiladilar. Natijada FAR tizimini ishga tushishi munosabati bilan foydali signallarni fazalari doimiy holda ushlab turilib tayanch kuchlanish fazasidan 90 gradusga farq qiladi.



11.5- rasm. FAR tizimi fazalashirilgan antenna panjaralarda qo‘llanilishining strukturaviy sxemasi

Vaqt bo‘yicha sinxronlashning zaruriyati

Bitta traktdan ikkinchisiga raqamli axborotni uzatishda sinxronlashga zaruriyat tug‘iladi, yoki uzatish jarayonini boshqarish uchun vaqt bo‘yicha moslashuvlikni ta‘minlash lozim bo‘ladi. Sinxronlash signalning qanday qiymati uzatilganligini hal qilish uchun, kelayotgan signalni sanab chiqish kerak bo‘lgan vaqt onlarini aniqlaydi. Qayd qilishning optimal onlarini olish odatda uzatilayotgan impulslarning o‘rtasiga to‘g‘ri keladi.

11.3. Davr sinxronizatsiyasi

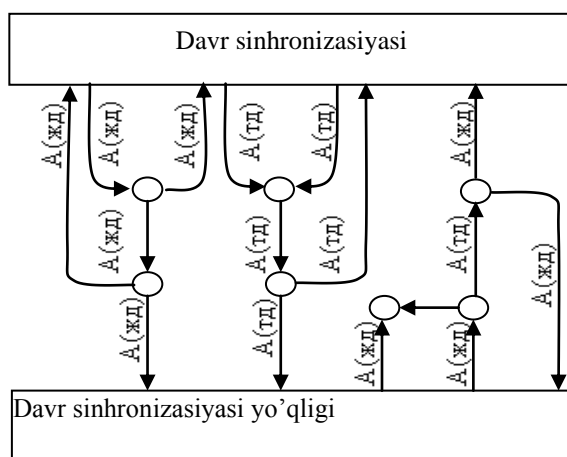
Davr sinxronlash jarayonida vujudga kelayotgan sharoitlarga qarab quyidagi mezonlar ishlatiladi. IKM – 30 tizimi «davr sinxronizmidan» chiqish mezoni bu sinxrosignalga ega bo‘lgan uchta davrlar ketma-ketligidagi davr sinxrosignalidagi xatolarni topish hisoblanadi. Davrli sinxronlashni tiklash mezoni bo‘lib quyidagilardan so‘ng keladigan holat hisoblanadi:

- davrli sinxrosignalni aniqlash (n - davrda);
- navbatdagi davrda ($n+1$ - davrda) davrli sinxrosignalining mavjud emasligini tekshirish;
- navbatdagi davrda ($n+2$ - davrda) davrli sinxrosignalni topish.

Ikki yoki uchta ketma–ket davrdagi davrli sinxrosignallar aniqlanganda sinxronlash sxemasi birinchi qabul qilingan sinxrosignalidan ikkita davr masofada davr sinxronlashni izlash jarayonini boshlaydi. Sinxronlash sxemasi sinxrosignalni aniqlagandan so‘ng, uni ikkita davrdan keyin topa olmagan holda shunday ham ishlaydi.

Yuqorida keltirilgan mezonlar, davrli sinxronizmni tiklashga olib keluvchi davrli sinxronizatsiya sxemasi ishining har xil variantlarini ta'riflab beruvchi grafini tushunish uchun bilish zarur. 10.6- rasmda shu graf keltirilgan.

Bulardan birinchisi tok davrda (TD) davrli sinxrosignalni aniqlanganligini bildiradi, ya'ni u joylashishi mumkin bo'lmagan joyda, shuningdek yana davr sinxrosignalini juft davrida (JD) topilishi (sinxrosignalni to'g'ri joylashishi).



11.6- rasm. Davrli sinxronizatsiya sxemasining ishlash grafi

- A – davrli sinxrosignal;
- A – davrli sinxrosignalning yo'qligi;
- JD – juft davr;
- TD – tok davr.

Sinxronlashni izlashning eng qiziqarli hollariga quyidagilar kiradi:

- A,A (TD), A (JD)
- A,A (TD), A (JD)

IKM– 30 apparaturasi uzatuvchi va qabul qiluvchi uskunadagi davrli sinxronlash sxemasidan tashqari o'ta davrli sinxronlash sxemasi bilan ham ta'minlangan. Undan tashqari, bu apparatura ma'lumotlarini uzatish uskunasi bilan hamkorlikda ishlaydigan sxemaga ega bo'lishi mumkin, bu IKM – 30 tizimi yordamida teleaxborot signallarini uzatish imkonini beradi. Kompanderlash va analogli signallarni raqamiga va raqamlilarni analoglilarga o'zgartirish masalalarini yechish bu tizimda

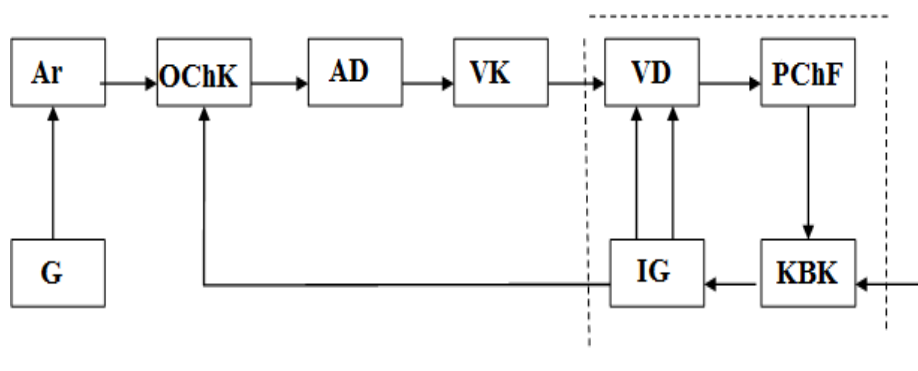
TSK – 24 tizimiga nisbatan o‘zgacharoq amalga oshirilgan. Jumladan IKM – 30 tizimida liniyaviy kodlovchi ishlatilgan, u har bir TCh kanalning diskretli 12 timsolli raqamli signalga o‘zgartiradi, shulardan birinchi timsol diskret ishorasini aniqlaydi, qolgan 11 tasi esa maksimal kattalikdagi darajalar $2^n = 2048$ bilan kvantlangan amplitudani aniqlaydi. Kodlangan signal raqamli kompressorga keladi, u 12 timsolli kombinatsiyalarni 8 timsolga o‘zgartiradi.

O‘xshash sxema bo‘yicha bajarilgan qabul qiluvchi qismdagi dekadlovchi teskari jarayonni amalga oshiradi, ya’ni 8 timsolli kodli kombinatsiyalarni 11 timsolliklarga o‘zgartiradi.

11.4. Keng polosali signallar aloqa tizimida sinxronizatsiya

Davriy impulsli signallarni, xalakitarni fonida ajratib olishda: impulsli radioaloqada, radiolokatsion qabul qilgichlarda va boshqa qurilmalarda - vaqt bo‘yicha joylashuvini kuzatuvchi tizimlar (masofa bo‘yicha kuzatuvchi tizimlar) qo‘llaniladi. Bunday tizimlarni vakt avto-selektorlari deb ataladi (11.7- rasm).

Sxemadagi qabul qilgich qurilmasi quyidagilardan tashkil topadi: aralashtirgich (Ar), geterodin (G), oraliq chastota kuchaytirgichi (OChK), amplituda detektori (AD), video-kuchaytirgich (VK). Video-kuchaytirgichni chiqishida nishonni burchak holati bo‘yicha axborot beruvchi kuchlanish signgali hosil bo‘ladi.



11.7- rasm. Vaqt avto-selektorining strukturaviy sxemasi.

Qabul qilgichga xalakitlarning ta'sirini kamaytirish uchun, qurilmaning kirishi davriy ravishda kichik interval vaqt oraligida strob impuls yordamida ochiladi. Ushbu impulslar, impuls generatori (IG) ishtirogida shakillanadilar. Vakt avto-selektori uz ichiga video-detektor (VD), past chastotali filtr (PChF), IG va kechiktirishni boshkaruvchi kurilmalarni (KBK) oladi.

Nazorat savollari

1. Sinxronizatsiyalash tizimining tuzilishi va asosiy harakteristikalari.

2. Sinxronizatsiya tizimining ishlashini aloqa tizimi ishlash sifatiga bog'liqligi.

3. Faza sinxronizatsiyasi.

4. Takt sinxronizatsiyasi.

5. Davriy sinxronizatsiya.

6. Davrli sinxronizatsiyaning o'zi nima?

7. Davrli sinxronizatsiyani tiklash usullarini keltiring?

8. Davrli sinxronizatsiyaning timsollarini joylashtirish usullarini tushuntiring.

12- BOB. UZLUKSIZ SIGNALLARNI RAQAMLI UZATISH NAZARIYASI

Uzluksiz xabarlarini raqamli aloqa kanallari orqali uzatish mumkin. Uzluksiz xabarlar dastlab uzluksiz signallarga aylantiriladi. Ushbu uzluksiz signallar spektri kengligi F_s va davomiyligi T_s ga teng bo'lsa, Kotelnikov teoremasiga asosan o'zining $\Delta t \leq \frac{1}{2F_s}$ oralig'ida aniqlangan

$n = \frac{T}{\Delta t}$ ta oniy qiymatlari yordamida uzatilishi va qayta tiklanishi

mumkin. Agar $\Delta t < \frac{1}{2F_s}$ qilib tanlansa, signalni yuqori aniqlikda uzatishni va qayta tiklashni ta'minlash mumkin.

Uzluksiz signalning Δt oraliqda olingan qiymatlarini kodlab, kodlar ketma-ketligi raqamli aloqa kanallari orqali uzatilishi mumkin.

Raqamli signallar uzluksiz (analog) signallarga qaraganda bir qator afzalliklarga ega. Bulardan biri ularning yuqori darajada xalaqitbardoshligidir. Uzluksiz signalga kuchsiz xalaqit ta'sir etgan bo'lsa ham uni asl holida aniq tiklash mumkin emas. Chunki uzluksiz signal va unga ta'sir etayotgan xalaqit bir-biridan shaklan farqlanmaydi. Ularni bir-biridan ajratish mumkin emas. Raqamli signal ma'lum diskret sathlarga ega bo'lganligi uchun, faqatgina xalaqitning ta'sirida uning asl sathi biridan ikkinchisiga o'tgandagina hosil bo'ladi. Buning uchun xalaqitning qiymati – sathi ancha katta bo'lishi kerak.

Raqamli signallarning ikkinchi afzalligi ularning aloqa kanali orqali uzatishda xalaqitbardosh kodlardan foydalanish mumkin. Uchinchi afzalligi, raqamli signallarga ishlov berishda murakkab algoritmlarni (jarayonlarni) amalga oshirish mumkin. Yuqoridagi bir qator afzalliklari asosida va zamonaviy mikroradioelektronikaning yutuqlari asosida signallarni raqamli shaklda uzatish kelajakda xabarlarni uzatishning asosiy yagona usuli bo'lishi ehtimolidan holi emas.

12.1. Impuls-kod modulyatsiya signallari

Uzluksiz signallarni raqamli signallarga aylantirish uch bosqichda amalga oshiriladi va natijada bir qism axborot yo'qotilishi, farqlanishlar $\vartheta(t) \neq u(t)$ sodir bo'lishi mumkin.

Ushbu uch bosqichni alohida-alohida ko'rib chiqamiz.

1. Diskretlash natijasida uzluksiz signal diskret signalga aylantiriladi, ya'ni uzluksiz signalning oniy qiymati har Δt oraliqda yuqori aniqlikda o'lchanadi. Ushbu signal sathini tanlash – xotiralash qurilmasida signal qiymatini aniqlash Δt vaqti siljishi va uni qiymatini xotirada saqlashdagi ba'zi noaniqliklar natijasida farqlanishlar hosil bo'lishi mumkin.

2. Kvantlash natijasida diskretlangan signalning oniy qiymati ruxsat etilgan diskret sathlardan o'ziga taxminan mos keluvchisi bilan

almashadi. Sath bo'yicha diskretlashni kvantlash deb ataladi. Odatda kvantlar soni aniq berilgan bo'lib, kvantlash natijasida raqamli signal ushbu sathlardan biriga almashtiriladi. Ikki eng yaqin sath orasidagi farq ΔU – kvantlash qadami deb ataladi. Kvantlash qadamining kichiklashishi sathlar sonining oshishiga olib keladi.

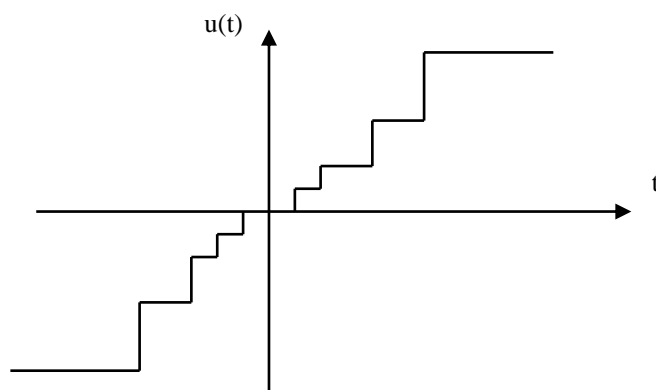
3. Kodlash natijasida kvantlangan sathlar kodlar kombinatsiyasi bilan almashinadi. Odatda ikkilik kodlardan, ya'ni asosi "1" va "0" kodlardan foydalaniladi, bunda mos kodlar kombinatsiyasi ikkilik hisob usulida hisoblanib, sathlarga biriktiriladi. Kodlar kombinatsiyasi to'g'ridan-to'g'ri ikkilik aloqa kanali orqali yuqori chastotali tashuvchini amplitudasi, chastotasi yoki fazasini manipulyatsiyalash natijasida olingan signal $s(t)$ yordamida uzatiladi. Uzluksiz signal aloqa kanali orqali uzatilguncha avval kvantlangan impulslar ketma-ketligiga, so'ngra kodlar kombinatsiyalari ketma-ketligiga aylantiriladi va modulyatsiya natijasida signal $s(t)$ hosil bo'ladi, shuning uchun bu signallar impuls-kod modulyatsiya (IKM) signallar deb ataladi. Kerakli holda qo'shimcha modulyatsiya turi ham ushbu qisqartmaga kiritiladi. Masalan, nisbiy faza modulyatsiyasidan foydalanilgan bo'lsa – IKM-NFM, shunga o'xshash IKM-ChM va x.k.

Amalda kvantlash va kodlash amallari bir qurilmada analog-raqam o'zgartirgichida (ARO') amalga oshiriladi. Raqamli signalni analog shaklga keltirish raqam-analog o'zgartirish (RAO') qurilmasida amalga oshiriladi. RAO' larda raqamli kodlangan signallar dekodlanadi, mos sathlarda kvantlangan kuchlanishlarga almashtiriladi va zinasimon impulslar ketma-ketligi past chastotalar filtri yordamida tekislanib qayta uzluksiz signalga aylantiriladi. RAO' chiqishidagi tiklangan uzluksiz signal $\vartheta(t)$, ARO' kirishidagi signal $u(t)$ dan farq qiladi. Buning sababi: kvantlashdagi xatolik – kvantlash shovqini; uzatiladigan kodlar kombinatsiyasi xalaqitlar ta'sirida uning elementlari "1" va "0" ning teskarisiga almashishida.

Kvantlash shovqini. Kvantlangan signalning ikki eng yaqin sathi orasidagi farq Δu , kvantlash qadamini ba'zan Δ bilan ham belgilanadi. Bunda uzluksiz signalning $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymati $u(k\Delta t)$ kvantlash natijasida unga eng yaqin sath bilan almashadi. Natijada kvantlash

xatoligi $-\frac{\Delta}{2}$ va $\frac{\Delta}{2}$ orasida bo'ladi. Ushbu tasodifiy kattalikning dispersiyasi $\frac{\Delta^2}{12}$ bo'ladi. Agar uzluksiz signal tavsiflari oq shovqin tavsiflariga yaqin bo'lsa, u holda kvantlash shovqini ham oq shovqin shaklida bo'ladi va signal bilan o'zaro korrelyatsiyasi bo'lmaydi. Kvantlash sifatini odatda signal-kvantlash shovqini nisbati bilan baholanadi, bu shovqin kod razryadini (elementlari soni) bittaga oshirish signal-kodlash shovqini (SKSh) nisbatini 6 dB ga oshiradi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki kod kombinatsiyalaridagi elementar signallar sonini oshirish nafaqat signalga raqamli ishlov beruvchi qurilmalarning tezkorligiga talabni oshiradi, shu bilan birga signalni uzatish uchun talab qilinadigan aloqa kanali polosasini ham kengaytirishni taqazo etadi. Chunki koddagi elementar signallar sonining oshishi ularning har birining davomiyligini qisqartirishni talab etadi, ya'ni signal spektri kengayadi.

Amalda notekis kvantlashdan keng foydalaniladi. Bunda kvantlash qadami uzatiladigan uzluksiz signal $u(t)$ ning o'zgarish tezligiga bog'liq bo'lib, u qancha tez o'zgarsa kvantlash qadami ham shuncha katta bo'ladi (12.1- rasm). Shunday qilib $u(t)$ ning kichik stahlari ancha aniqroq kvantlanadi.

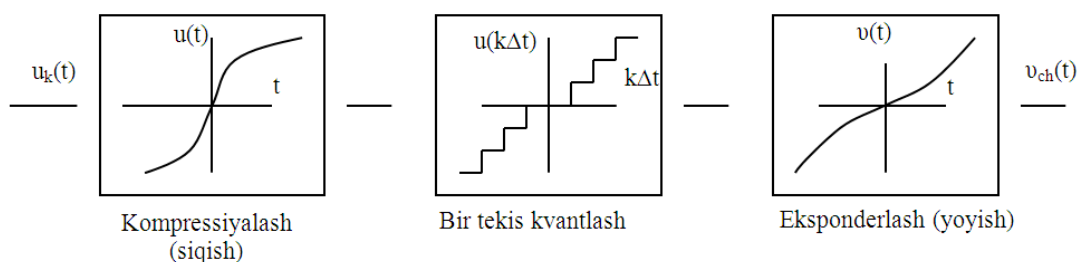


12.1- rasm. Notekis kvantlash

Notekis kvantlashdan foydalanishdan maqsad kvantlashdagi xatolikni deyarli o'zgarmas saqlab turishdan iborat. Amalda notekis

kvantlashni uzluksiz signal $u(t)$ ni kvantlashdan oldin kompressiyalash (siqish) soʻngra kvantlash; chiqishdagi signalni ekspanderdan oʻtkazish (choʻzish) asosida bajariladi (12.2- rasm).

Shunday qilib notekis kvantlash amalida: kompressiyalash; bir xil (oddiy) kvantlash va ekspanderlashdan iborat. Kompresor va ekspander bir-biriga teskari amallarni bajaradi, natijada notekis kvantlangan raqamli signal hosil boʻladi (12.2- rasm). Avval taʼkidlaganimizdek, notekis kvantlashdan maqsad, bir xil nisbiy xatolikni taʼminlashdir. Buning uchun kompresor tavsifi logarifmik va ekspander tavsifi eksponenta shaklida boʻlishi kerak. Ammo logarifmik shakldagi tavsif uzluksiz signal qiymati kichik boʻlganda $-\infty$ ga intiladi, buni amalga oshirish qiyin va bu talabga javob bermaydi.



12.2- rasm. Notekis kvantlashga oid

Shuning uchun amalda sigal katta sathlarida logarifmik tavsif bilan talab darajasida mos keluvchi va siganl kichik sathlarida chiziqli boʻlgan ikki tarkibli tavsifdan foydalaniladi. Ulardan biri μ qonuniga boʻysunuvchi tavsif quyidagicha ifodalanadi:

$$y = y_{\max} \frac{\ln[1 + \mu(|x|/x_{\max})]}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn} x, \quad (12.1)$$

bunda, μ – manfiy o‘zgarma kattalik, x va y – kompressor kirishi va chiqishidagi kuchlanish (amplitudalari); $\text{sgn}(x)$ – funksiya quyidagicha aniqlanadi:

$$\text{sgn } x = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ -1, & x < 0. \end{cases} \quad (12.2)$$

μ qonunidan AQSh aloqa tizimlarida foydalaniladi. Yevropada quyidagi ifodadan foydalaniladi:

$$y = \begin{cases} y_{\max} \frac{A(|x|/x_{\max})}{1 + \ln A} \text{sgn } x, & 0 \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq \frac{1}{A}; \\ y_{\max} \frac{\ln[A(|x|/x_{\max})]}{1 + \ln A} \text{sgn } x, & \frac{1}{A} \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq 1. \end{cases} \quad (12.3)$$

bunda, A – musbat doimiy kattalik, qolganlari (12.2) ifodadagilarga mos. (12.2) va (12.3) ifodalar $A=87,56$ va $\mu=255$ bo‘lganda bir-biriga deyarli mos keladi.

Amalda kvanlashlar sathining soni foydalaniladigan kodlar kombinatsiyasiga bog‘liq bo‘ladi.

12.2. Xatolik impulslari shovqini

Xato impulslar – SQQ kirishiga xalaqit ta’sirida kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar “1” ni “0” ga va “0” ni “1” ga aylanishida hosil bo‘lgan kod kombinatsiyalarini dekodlash natijasida hosil bo‘ladi. Ushbu xato impulslarning qayta tiklanayotgan signalga ta’siri, uning kod kombinatsiyasining qaysi qismida joylashganiga bog‘liq. Agar kod kombinatsiyasidagi simvollarning tuzilishi (“1” ning “0” ga va aksincha “0” ning “1” ga aylanishi) bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan, ehtimolligi p ga teng tasodifiy jarayon bo‘lsa, u holda kod kombinatsiyasidagi elementlar soni m ta bo‘lsa, k ta xatolikning sodir bo‘lishi binomial taqsimot qonuniga bo‘ysunadi:

$$p(k) = C_m^k p^k (1-p)^{m-k}. \quad (12.4)$$

Agar ehtimollik p kichik bo'lsa, kod kombinatsiyasida kamida bitta xatolik paydo bo'lishi quyidagiga teng bo'ladi:

$$1 - (1-p)^m \approx mp, \quad \text{agar } mp \ll 1. \quad (12.5)$$

To'g'ri loyihalangan raqamli aloqa kanalida signal-xalaqit nisbatiga bog'liq xatolik p juda kichik bo'ladi va xatolik impulslarini kvantlash shovqiniga nisbatan juda kichik deb hisoblab, e'tiborga olmasa bo'ladi.

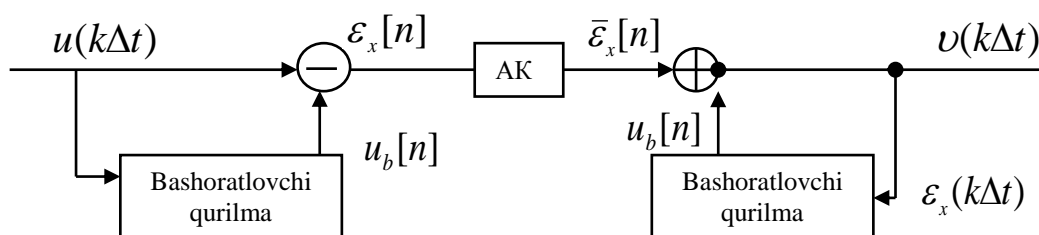
Bashoratli kodlash

Agar uzatiladigan signal $u(t)$ oq shovqinga o'xshash bo'lsa, ya'ni cheklangan chastotalar diapazonida spektri quvvati zichligi bir xil bo'lsa, u holda Kotelnikov teoremasi asosida diskretizatsiyalangan ushbu sigalning $k\Delta t$ va $(k \pm 1)\Delta t$ vaqtlardagi qiymatari bir-biriga bog'liq bo'lmaydi, o'zaro korrelyatsiyasi nolga teng bo'ladi. Ba'zan, amalda uzatiladigan signal spektri quvvati zichligi bir xil bo'lmasligi va diskretlash chastotasi katta bo'lishi, uning alohida-alohida qiymatlari orasida bog'lanish, korrelyatsiya paydo bo'lishiga olib keladi. Shunday qilib, uzatilayotgan diskret signal ortiqchalikka olib keladi va aloqa kanalidan foydalanish samaradorligi kamayadi. Signallarni uzatish va qabul qilishning samarador usullaridan biri bashoratli kodlash usuli hisoblanadi. Bunda, diskret signal oniy qiymatlari orasida o'zaro statistik bog'liqlik bo'lsa, ushbu bog'liqlikni uning $(k+1)\Delta t$ vaqtdagi qiymatini $k\Delta t$ ondagi qiymati orqali bashorat qilish mumkin. Bunda diskret signalning bashorat qilingan qiymatida hech qanday axborot yo'q. Bashorat etilgan signal qiymati hech vaqt aniq bo'lmaydi, shuning

uchun diskret signalning $u(k\Delta t)$ va $U[(k+1)\Delta t]$ bashorat etilgan qiymatlari orasida xatolik bor, ya'ni

$$\varepsilon_x(\Delta t) = u[(k-1)\Delta t] - u(k\Delta t). \quad (12.6)$$

Ana shu xatolik $\varepsilon_x(k\Delta t)$ axborot diskret xabarning $(k+1)\Delta t$ vaqtdagi qismi axborotga ega bo'lib, shu bashorat xatoligi aloqa kanali orqali uzatiladi. SQQ signalning avvalgi qiymatlari asosida shu ondagisi bashorat qilinadi va unga xatolik $\varepsilon_x(k\Delta t)$ qo'shilishi natijasida, signalning haqiqiy qiymati aniqlanadi (13.3-rasm). Agar kanalda xalaqit bo'lmasa, chiqishdagi signal $v(t)$ kirishdagi $u(t)$ ga mos bo'lar edi, ammo xalaqit ta'sirida farq paydo bo'ladi, ya'ni $v(t) \neq u(t)$.



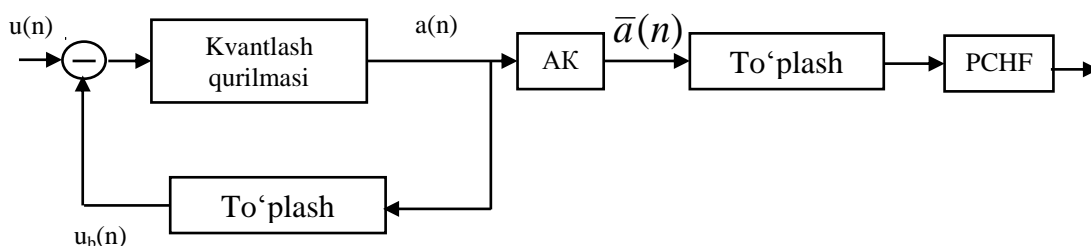
12.3- rasm. Bashoratlovchi qurilmali aloqa tizimi strukturaviy sxemasi

Diskretizatsiyalangan signalning $u(k\Delta t)$ vaqtda aniqlangan oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya bog'lanish qancha katta bo'lsa, bashorat qilish shuncha aniq bo'ladi va bashorat xatoligi dispersiyasi (quvvati) shuncha kichik bo'ladi. Bunday holda ma'lumotlarni aloqa kanali orqali uzatish uchun kodlar kombinatsiyalaridagi elementar simvollar sonini kamaytirish mumkin, natijada kanaldan foydalanish samaradorligi oshadi, ya'ni kanalning xabar o'tkazish qobiliyatiga talab kamayadi. Ko'p hollarda bashorat qilish qurilmasi ishlash algoritmi chiziqli bo'lib, signal navbatdagi bashorat etiladigan qiymati, avvalgi bir-necha qiymatlarining chiziqli kombinatsiyasi shaklida aniqlanadi. Ovoz signallarini chiziqli bashorat asosida kodlash zamonaviy mobil aloqa tizimlarida qo'llaniladi.

Bashorat xatoligini kodlash orqali signalni uzatish differensial impuls-kod modulyatsiyasi nomini olgan (DIKM). Bunday tizimlarda notekis kvantlashdan foylaniladi, chunki kvantlanayotgan signalning kichik qiymatlarga ega bo'lish ehtimolligi katta bo'lib, qo'shimcha afzalliklarga ega bo'ladi. DIKM usulining IKM ga nisbatan afzalligi diskretlangan signal oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya qancha katta bo'lsa, mos ravishda shuncha oshadi.

DIKMning soddalashgan xususiy shakllaridan biri delta modulyatsiya bo'lib, bunda kvantlash sathi ikkita bo'lib, uzatiladigan signal avvalgisiga nisbatan kattalashsa xatolik $+\Delta$ va kichiklashsa $-\Delta$ bo'ladi, shunga mos ravishda signal $+1$ yoki -1 bo'ladi (12.3- rasm) va $u(k\Delta t)$ signal avvalgisiga nisbatan $+1$ ga oshadi yoki -1 ga kamayadi. Delta modulyatsiyadan diskretizatsiyalash qadami korrelyatsiya intervalidan kichik bo'lgan hollarda foydalaniladi.

Delta modulyatsiyaning afzalligi uning koderi va dekoderining nisbatan soddaligida. Signalni qayta tiklash uchun $\pm\Delta(k\Delta t)$ signallar ketma-ketligini integrallash yetarli (integrallash bu "0" va "1" lar ketma-ketligini to'plash va bu ketma-ketliklarni zinasimon funksiyaga aylantirish va uni past chastotalar filtri yordamida tekislashdan iborat). Ammo delta modulyatsiya natijasida o'ziga hos buzilishlar yuz beradi, bu zinasimon approksimatsiyaning o'zgarishi birlamchi uzatilayotgan signal funksiyasidan kechikishi (qiyalik zo'riqishi) natijasida hosil bo'ladi. Hamda signal kam o'zgarganda (maydalanish shovqini) qismlardagi tebranishlar sabab bo'ladi (12.4- rasm).



12.4- rasm. Delta modulyator strukturaviy sxemasi

Ushbu kamchiliklarni kamaytirish uchun kvantlash qadamini signal ko‘rinishiga moslashtirish (adaptivlash) kerak. Agar bir necha qo‘shni xatoliklar bir xil bo‘lsa, bu holda funksiya monoton o‘svuchi, agar ma’lum bir oraliqda Δ xatoliklar $+\Delta$ va $-\Delta$ ketma-ketligida bo‘lsa, bu holda signal sekin o‘zgaradi, bu signalning juda kam o‘zgarayotganligini bildiradi, bu holda kvantlash qadami kamayadi.

Nazorat savollari

1. Signallarni raqamli uzatishni analog shaklda uzatishdan afzalliklari nimada?

2. Kvantlash shovqini nima? Uni kamaytirish uchun nima qilish kerak?

3. Xato impulslar shovqini nima? Ular qanday paydo bo‘ladi?

4. Qaysi hollarda bashoratli kodlash usulidan foydalanish maqsadga muvofiq?

5. IKM signal nima? IKM signal vaqt diagrammalarini chizing.

6. Delta modulyatsiya nima? Delta modulyatsiyadan qaysi hollarda foydalaniladi?

7. Kompanderlash nima va undan nima uchun foydalaniladi?

8. Ekspanderlash nima va u qanday vazifani bajaradi?

9. Bashoratli aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.

10. Delta modulyatsiyaga asoslangan aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash prinsipini tushuntiring.

13- BOB.UZLUKSIZ SIGNALLARNI UZATISH VA QABUL QILISH

13.1. Qabul qilish qurilmalarida signallarga ishlov berish

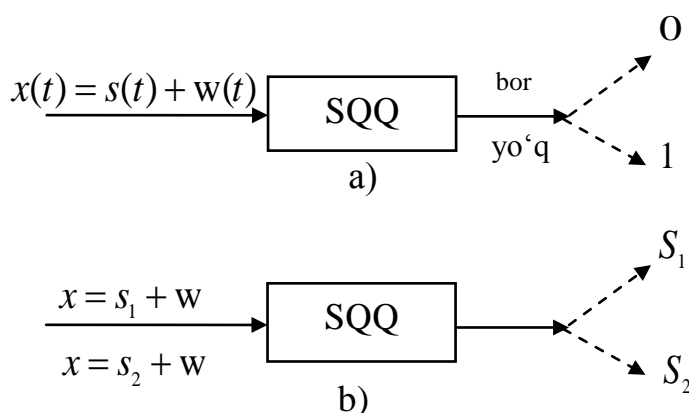
Signallarni qabul qilish tomonida odatda signallarni bir yoki bir necha asosiy ko'rsatkichlari avvaldan (apriori) ma'lum bo'lishi kerak. Masalan: chastotasi, modulyatsiya turi va x.k. Hamma ko'rsatkichlar avvaldan to'liq ma'lum signal hech qanday axborot tashimaydi, to'liq asosiy ko'rsatkichlari umuman noma'lum signallarni qabul qilib bo'lmaydi. Signalning avvaldan ma'lum ko'rsatkichlari uni signal xalaqit aralashmasidan ajratib olishni onsonlashtiradi, qabul qilish qurilmasi shunchalik mukammal bo'ladi.

Signalning uzatilgan axborotga mos ravishda o'zgaruvchi ko'rsatkichi uning axborot ko'rsatkichi deb ataladi. Signal ushbu ko'rsatkichning o'zgarishi qabul qilish tomonidan avvaldan (apriori) noma'lum bo'ladi.

Qabul qilish qurilmasi, uning oldiga qo‘yilgan vazifaga qarab quyidagilardan iborat bo‘ladi:

1. Signalni “bor” yoki “yo‘q”ligini aniqlash;
2. Signallarni farqlash;
3. Signal asl shaklini tiklash.

Birinchi masala yechimi, qabul qilish qurilmasi kirishida ayni vaqtda foydali signal “bor”mi yoki “yo‘q”mi degan savolga javob berishdan iborat. SQQ ushbu $x(t)$ ga ishlov berib, uning tarkibida foydali signal bor yoki yo‘qligini tahlil qiladi (13.1a- rasm). Agar SQQ yordamida signal “bor” yoki “yo‘q” degan qarorni qabul qilish mumki bo‘lsa, u holda passiv pauzali aloqani, ya’ni amplituda manipulyatsiya yordamida xabar uzatishni tashkil etish mumkin. Agar SQQ kirishidagi signalni tahlil qilib, shu onda uning kirishida $x=s_1+w$ yoki $x=s_2+w$ ikki signaldan qaysi biri borligini farqlasa, aktiv (faol) pauzali signal uzatishni amalga oshirish, ya’ni chastotasi yoki fazasi manipulyatsiyalangan signal yordamida xabar uzatish imkoniyati yaratiladi (13.1b- rasm).



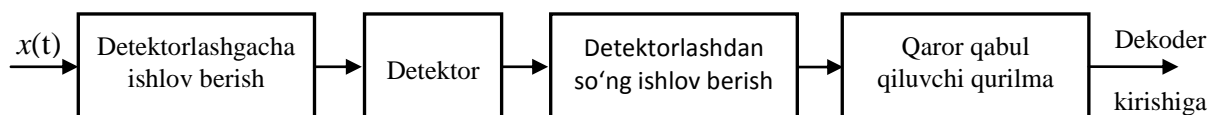
13.1- rasm. a) SQQning kirishida signal bor yoki yo‘qligini aniqlashga oid chizma, b) SQQ kirishidaga signallarni bir-biridan farqlashga oid chizma

Agar SQQ yordamida bir necha signallarni bir-biridan farqlash imkoniyati bo‘lsa, ko‘p kanalli aloqa tizimini shakllantirish mumkin.

Uchinchi vazifani bajarish, signallarni topish va signallarni farqlashga qaraganda ancha murakkab bo‘lib, bunda SQQ $x(t)=s(t)+w(t)$

ga ishlov berib, foydali signal $s(t)$ ga modulyatsiya natijasida kiritilgan xabar $u(t)$ dan iloji boricha kam farqlanuvchi $v(t)$ ni aks ettirishi kerak bo‘ladi. Masalan: radioeshittirishda tovush tiklanishi; televideniya tasvir va tovush asl shakli tiklanishi kerak. Bunda $V(t) \neq U(t)$ notenglik qancha kichik bo‘lsa, qayta tiklash shuncha sifatli hisoblanadi.

13.2- rasmda diskret signallarni qabul qilishda ularga ishlov berish bosqichlari funksional sxemasi keltirilgan.



13.2- rasm. Diskret signallarni qabul qilishda ularga ishlov berish bosqichlari funksional sxemasi

Bunda xalaqit ta'sirida buzilgan signal $x(t)$ detektorlashgacha ishlov berish, detektorlash, detektorlashdan so‘nggi ishlov berish va nihoyat qaror qabul qilish qurilmasi chiqishida olingan diskret signallar ketma-ketligi dekoder kirishiga beriladi va diskret xabar qayta tiklanadi. Qaror QQ qurilmasi ish sifati uning kirishidagi signal xalaqit nisbatiga bog‘liq. Signallarga ishlov berish ko‘p hollarda u yoki bu usul yordamida filtrlashdan iborat. Signallarga ishlov berishda ularni kuchaytirish jarayoni ham amalga oshiriladi, chunki ko‘pchilik funksional qurilmalar: detektorlar; qaror qabul qilish; analog signallarni raqamligga aylantirish va raqamlini analogga aylantirish qurilmalari va x.k .

Radioeshittirish qurilmalarida ko‘p hollarda signallarga detektorlargacha ishlov berish yuqori chastota va oraliq chastota rezonansli kuchaytirgich, raqamli filtrlash orqali amalga oshiriladi. Detektorlardan so‘nggi ishlov berish past chastotalar kuchaytirgichi yordamida amalga oshiriladi, qaror qabul qilish qurilmasi vazifasini radiokarnay yoki ovoz yozish qurilmasi bajaradi.

Raqamli (diskret) xabardarni uzatishda signallarga ishlov berish quyidagilardan iborat: filtrlash, korrelyatsion ishlov berish, integrallash va foydali signal+xalaqitdan ma'lum bir vaqtda sinov olish.

Signaldan sinov olish $x(t)=s(t)+w(t)$ ga ishlov berishning oddiy turlaridan biri hisoblanadi va amalda keng foydalaniladi. Sinov olish usuli shundan iboratki, $x(t)$ dan uning eng ishonchli natija beruvchi (kam buzilgan) vaqtida sinov olinadi. Odatda diskret xabarlar tezligi ma'lum bo'lgani uchun elementar signalning vaqt bo'yicha o'rtasida sinov olinadi, chunki bu vaqtda qurilmadagi o'tish jarayoni asosan tugagan va elementlarning vaqt bo'yicha (oldiga, orqaga) turli sabablarga ko'ra siljishi bu qismiga deyarli ta'sir etmaydi. Sinov olish maxsus diskret xabar elementar signali davomiyligidan bir necha marotaba kam bo'lgan impuls yordamida amalga oshiriladi.

Diskret signallarga ishlov berishda filtrlash detektorlashgacha va detektorlashdan so'ng ham amalga oshiriladi. Signallarga integrallash usulida ishlov berishni uning qiymatini to'plash (yig'ish) yoki o'rtacha qiymatining aniqlash deb hisoblash mumkin. Umuman olganda har qanday ba'zi shartlar bajarilganda filtrlash signalni integrallash deb qaralishi mumkin. Chunki past chastotalar signalini filtrlash bir-biriga parallel ulangan kondensator C va qarshilik R ; yuqori chastotalar signalini integrallash parallel LC kontur yordamida amalga oshiriladi. Integrallash detektorlashgacha va undan keyin amalga oshirilishi mumkin. Signallarni qabul qilishda qo'llaniladigan detektorlar, detektorgacha va detektordan so'ng so'ng ishlov berish usullariga qarab quyidagi turlarga ajratiladi:

1. Kogerent;
2. Nokogerent;
3. Korrelyatsiya;
4. Nokorrelyatsiya.

13.2. Signal quvvatini to'plash (yig'ish) usuli

Signal quvvatini to'plash (yig'ish) usuli eng ko'p qo'llaniladigan va samarali yuqori usullardan biridir. Ushbu usulning asl ma'nosi

quyidagidan iborat: uzatilayotgan xabar bir necha marta uzatilishi natijalari o‘zaro taqqoslanadi va signal har bir uzatishda xalaqitlar ta’sirida turlicha buzulishligi e’tiborga olinib, uzatilgan xabar yuqori ishonchlilikda tiklanadi.

Bunda eng oddiy misol tariqasida telefon orqali so‘zlashganda, anglanmagan so‘zlarni bir necha bor takrorlanishida asosiy maqsadni to‘g‘ri tushunishini keltirish mumkin.

Diskret raqamli xabarlarini uzatishda har bir kodlar kombinisiyasi yoki noto‘g‘ri qabul qilingan (noto‘g‘ri so‘zlar kombinisiyasi) bir necha bor takrorlanishi natijasida to‘g‘ri qaror qabul qilinadi (albatta ma’lum bir ehtimollik bilan). Bunda 1 va 0 larning xalaqit ta’sirida teskarisiga o‘zgarishi ehtimolligi bir hil deb hisoblab, qaror har bir ustunda 0 yoki 1 larning soni ko‘pligi asosida qabul qilinadi. Uzatilayotgan signalning n ta nushasini n ta alohida o‘zaro bog‘lanmagan aloqa kanallari orqali chastotalar va vaqt bo‘yicha farqlash mumkin yoki boshqa bir usullar yordamida ham olish mumkin.

13.3. Signallarga integrallash (to‘plash) usulida ishlov berish

Bu usuldan foydalanilganda davomiyligi T_s ga teng signaldan $x(t)=s+w(t)$ n ta sinov olish va ularni yig‘ish o‘rniga uni $0 \div T_s$ davomida integrallaymiz:

$$y(t) = \int_0^T x(t)dt = \int_0^T [s + w(t)]dt = s \int_0^T dt + \int_0^T w(t)dt = b + \xi. \quad (13.1)$$

bunda b – integrallash qurilmasi chiqishidagi foydali signal quvvati, ξ – esa integrallash qurilmasi chiqishidagi tasodifiy xalaqit.

Integrallash qurilmasi chiqishidagi foydali signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbati $q_{chiq} = \frac{P_s}{P_x}$ ni aniqlash uchun dastlab tasodifiy xalaqit dispersiyasini topish kerak:

$$\begin{aligned}
D\xi &= \left[\int_0^T w(t) dt \right]^2 = \left[\int_0^T \int_0^T w(t)w_1(t) dt dt_1 \right] = \\
&= \int_0^T dt \int_0^T \overline{w(t)w_1(t)} dt = \int_0^T dt \int_0^T B_w(t - t_1) dt, \quad (13.2)
\end{aligned}$$

bunda, $B_w(t - t_1)$ – xalaqit korrelyatsiya funksiyasi. Agar xalaqit spektri keng polosada bir tekis bo‘lsa, korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau \ll T$ bo‘ladi va (12.2) formulalardagi integral chegaralari $0 \div T$ ni 0 dan ∞ gacha bilan almashtirish mumkin, natijada quyidagi ifodani olamiz:

$$\int_0^T B_w(t - t_1) dt \approx \int_{0,-\infty}^{\infty} B_w(\tau) dt = 2 \int_0^{\infty} B_w(\tau) dt, \quad (13.3)$$

bunda, $\tau = t - t_1$ deb belgilangan. Xalaqitning korrelyatsiya oralig‘ini aniqlaymiz:

$$\Delta\tau = \frac{1}{B(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) dt = \frac{G(0)}{B(0)}. \quad (13.4)$$

Spektri kengligi F ma’lum signal yoki xalaqit uchun korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau = \frac{1}{2F}$ va $B(0) = G(0)2F$ ga teng bo‘lib, natijada

$$D\xi = B(0)\Delta\tau \cdot T = B_0 \cdot \frac{T}{2F} \quad (13.5)$$

ifodani olamiz.

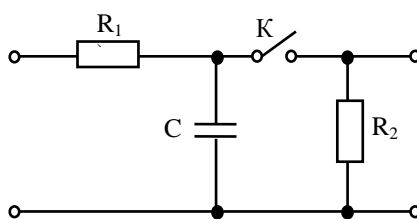
Integrallash qurilmasi chiqishidagi signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbatini aniqlaymiz:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{S^2 T^2}{B(0)\Delta\tau T} = \frac{T}{\Delta\tau} q_{kir} = 2TF q_{kir}. \quad (13.6)$$

Shunday qilib, integrallash qurilmasi chiqishidagi S/X nisbati kirishidagidan $2TF$ marta katta. Shuni ta’kidlash kerakki, bunda

$2TF = n$ xalaqitning bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan tashkil etuvchilari soni. (13.1) va (13.6) ifodalarni taqqoslash, sinxron yig‘ish va integrallash usullari bir xil natija beradi, ammo sinxron yig‘ishni amalga oshirish integrallash usuligi nisbatan ancha murakkab.

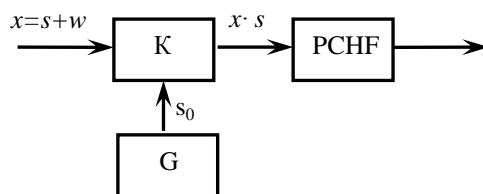
Diskret signallarni detektordan so‘ng integrallashda RC zanjirdan foydalaniladi, bu RC zanjir diskret signal davomiyligi T_s vaqt oralig‘ida zaryadlanadi va $t = T_s$ vatda sinxron R_2 orqali zaryadsizlanadi (13.3-rasm). Zaryadlanish oxiri T_s vaqtda integratordagi kuchlanish kirishidagi foydali signal $s(t)$ dan olingan integralga proporsional bo‘ladi. Detektorlashgachi integrallash parallel LC tebranish konturi yordamida amalga oshiriladi.



13.3- rasm. Diskret signallarni detektordan so‘ng integrallashda foydalaniladigan RC zanjir

13.4. Signalni kogerent va nokogerent qabul qilish

Signallarni kogerent qabul qilish qurilmasining umumlashgan strukturaviy (tarkibiy) sxemasi 13.4- rasmda keltirilgan bo‘lib, u kirish signali x ni generator (G) ishlab chiqarilgan foydali signal nusxasi S_0 bilan ko‘paytirgich (K) dan va past chastotalar filtridan iborat. Agar kirishdagi foydali signal chastotasi va fazasi ma‘lum bo‘lsa, bunday qabul qilish qurilmasida sinxron detektordan foydalanish mumkin. Past chastotalar filtri integrator vazifasini bajaradi, uning chiqishidagi kuchlanish uzatuvchisi kirishidagi yuqori chastotali signal o‘rovchisi shaklini takrorlaydi.



13.4- rasm. Signallarni kogerent qabul qilish qurilmasining umumlashgan strukturaviy sxemasi

Qabul qilish qurilmasiga foydali garmonik shakldagi signal $s(t) = A_0 \cos \omega t$ va xalaqit $w(t)$ ta'sir etmoqda deb hisoblaymiz. Bunda xalaqitning spektri foydali signal o'rtacha chastotasi atrofida simmetrik joylashgan bo'ladi, uni kvazigarmonik ko'rinishga ega deb hisoblash mumkin, ya'ni:

$$w(t) = U_1 \cos \omega_0 t + U_2 \cos \omega_0 t = U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (13.7)$$

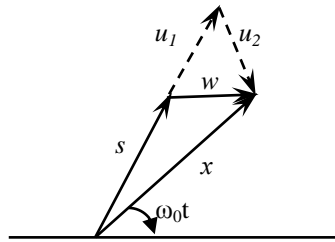
bunda U_1 va U_2 dispersiyalari $\sigma_x^2 = \overline{U_1^2(t)} = \overline{U_2^2(t)} = N_0 F$ normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi tasodifiy jarayon bo'lib, xalaqit spektri quvvati zichligi, N_0 – xalaqit spektri quvvati zichligi, F – xalaqit spektri effektiv kengligi. Signal va xalaqit yig'indisi quyidagiga teng:

$$x(t) = s(t) + w(t) = (A_0 + U_1) \cos \omega_0 t + U_2 \cos \omega_0 t. \quad (13.8)$$

(13.8) ifodaning vektor diagrammasi 13.5- rasmda keltirilgan.

13.5- rasmdan ko'rinadiki xalaqit $w(t)$ foydali signal $s(t)$ ga nisbatan ikki tashkil etuvchi, ikki kvadratik tashkil etuvchidan: sinxron U_1 va ortogonal U_2 tashkil etuvchilardan iborat. Foydali signalni sinxron qabul qilishda xalaqitning faqat sinfazali (fazasi mos) tashkil etuvchisi detektorga ta'sir qiladi. Bunda xalaqit kvadratik tashkil etuvchisi U^2 detektorga ta'sir etmaydi. Bu usul bilan qabul qilishda xatolik xalaqit sinxron tashkil etuvchisi amplitudasi tasodifiy ravishda normal taqsimot qonuni asosida o'zgarishi natijasida hosil bo'ladi.

Signal $x(t) = s(t) + w(t)$ ni nokogerent qabul qilishda xalaqitning har ikki U_1 va U_2 tashkil etuvchisi foydali signal $s(t)$ ga ta'sir qiladi. Detektor chiqishida $x(t) = s(t) + w(t)$ signal o'rovchisiga mos kuchlanish hosil bo'ladi. Bunda xatolik $x(t) = s(t) + w(t)$ ning Rele umumlashtirilgan qonuni asosida tasodifiy o'zgaruvchi o'rovchisi $u(t)$ qiymatlariga bog'liq.



13.5- rasm. Signallarning vektor diagrammasi

Foydali signal va xalaqit yig'indisini kvadratik rejimda ishlovchi detektor yordamida detektorlashni ko'rib chiqamiz. Detektorning berilgan $y = f(x)$ tavsifi asosida u orqali o'tuvchi (tok yoki kuchlanishning) o'rtacha qiymati $\overline{y(t)}$ ni aniqlaymiz:

$$\overline{y(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} F(s + w)P(w)dw. \quad (13.9)$$

Chiqish signali doimiy tashkil etuvchisini topish uchun $\overline{y(t)}$ ni vaqt bo'yicha o'rtacha qiymatini aniqlaymiz:

$$y_0 = \overline{y(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} F(s + \overline{w})P(w)dw. \quad (13.10)$$

Detektor chiqishidagi signalning fluktuatsion tashkil etuvchisi $\xi = y - \overline{y}$, doimiy o'zgaruvchan tashkil etuvchisi $b = y - y_0$ ga teng bo'lib, detektor chiqishidagi foydali signal deb b ning past chastotali tashkil etuvchisi yoki detektor kirishiga signal berilganda uning doimiy tashkil etuvchisining o'zgarishi tushuniladi. Shunday qilib detektor chiqishidagi signalni quyidagi yig'indi sifatida ifodalash mumkin:

$$y = y_0 + b + \xi. \quad (13.11)$$

(13.11) ifoda birinchi tashkil etuvchisi y_0 – chiqish signali doimiy tashkil etuvchisi; ikkinchisi b – davriy tashkil etuvchisi (foydali signal) va nihoyat uchinchisi ξ – detektor chiqishidagi xalaqit.

Detektor chiqishida foydali signalni xalaqit dispersiya $D\xi$ ga nisbati shaklida aniqlaymiz:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi}. \quad (13.12)$$

Detektorning tavsifini $y = f(x^2)$ shaklida, ya'ni $x(t) = s(t) + w(t)$ detektor nochizikli elementini boshlang'ich qismiga ta'sir etadi deb hisoblaymiz va uning chiqishidagi $y(t)$ ni aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} y(t) &= [s(t) + w(t)]^2 = \{A_0 \cos \omega_0 t + U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]\}^2 = \\ &= A_0^2 \cos^2 \omega_0 t + A_0 U(t) \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + A_0 U(t) \cos \varphi(t) + \\ &+ U^2(t) \cos^2[\omega_0 t + \varphi(t)] \\ &= \frac{A_0^2}{2} + \frac{A_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t + A_0 U(t) \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + \\ &+ A_0 U(t) \cos \varphi(t) + \frac{U^2(t)}{2} + \frac{U^2(t)}{2} \cos[2\omega_0 t + 2\varphi(t)] = y_{pch}(t) + \\ &y_{yuch}(t). \end{aligned} \quad (13.13)$$

Chiqish signali y_{yuch} tashkil etuvchilari past chastotalar filtridan o'tmaydi, natijada past chastotalar filtri chiqishida quyidagi signalni olamiz:

$$y_{pch}(t) = \frac{A_0^2}{2} + \frac{U^2(t)}{2} + A_0 U(t) \cos \varphi(t). \quad (13.14)$$

(13.14) ifodaning birinchi tashkil etuvchisi $\frac{A_0^2}{2} = b$ foydali signal; ikkinchi va uchinchisi $\xi = \frac{U^2(t)}{2} + A_0 U(t) \cos \varphi(t)$ – detektor

chiqishidagi xalaqit. Detektor chiqishidagi xalaqit dispersiyasini aniqlaymiz:

$$\Delta\xi = (\xi - \bar{\xi})^2 = \sigma_x^2 + A_0^2\sigma_x^2. \quad (13.15)$$

(13.15) ifodani olishda $U^2(t) = 2\sigma_x^2$ va $U(t)\cos\varphi(t) = 0$ ekanligi e'tiborga olingan.

Kvadratik rejimda ishlovchi amplituda detektori chiqishidagi signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbati quyidagiga teng:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{A_0^4}{4(\sigma_x^4 + A_0^2\sigma_x^2)} = \frac{q_k^2}{1+2q_2}, \quad (13.16)$$

bunda, $q_k = A_0^2/2\sigma_x^2$ – kirishdagi signal quvvatining xalaqit quvvatigi nisbati.

Agar detektor kirishida S/X nisbati $q_k \gg 1$ bo'lsa $q_{ch} = \frac{1}{2}q_k$, nisbat $\frac{q_{ch}}{q_k} = 0.5$ ikki marta kamayadi $q_k \ll 1$ bo'lsa, $q_{ch} \approx q_k^2$ bo'ladi.

Misol uchun kirish signali nisbatan kuchsiz va $q_k = 10$ bo'lsa, $q_{ch} = 5$ bo'ladi va $q_k = 0,1$ bo'lsa, $q_{ch} = 0,01$ ga teng bo'ladi. Detektorning bu ish rejimida kuchsiz signal xalaqit ta'sirida uning chiqishida yana ham kuchsizlanadi.

Signalni kogerent qabul qilish

Signal va xalaqitni kogerent (sinxron) qadul qilishda tayanch generator ishlab chiqarayotgan signal $s_0(t)$ fodali signal $s(t)$ ga chastotasi va fazasi bo'yicha mos kelishi kerak. Detektor chiqishida kirish signali $x(t)$ va tayanch generatori signali $s_0(t)$ ko'paytmasi hosil bo'ladi, ya'ni

$$y(t) = x(t) \cdot s_0(t) \quad (13.17)$$

(13.17) ifodagi kirish signali va $s_0(t) = B_0 \cos \omega_0 t$ larni kiritib quyidagiga ega bo‘lamiz:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \{A_0 \cos \omega_0 t + U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]\} B_0 \cos \omega_0 t = A_0 B_0 \cos^2 \omega_0 t + \\
 &+ B_0 U \cos \omega_0 t \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{A_0 B_0}{2} \cos 2\omega_0 t + \\
 &+ \frac{B_0 U}{2} \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + \frac{B_0 U}{2} \cos \varphi(t) = y_{pch}(t) + y_{yuch}(t).
 \end{aligned}
 \tag{13.18}$$

(13.18) ifodadan past chastotali tashkil etuvchilarni ajratib olamiz:

$$y_{pch}(t) = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{B_0 U}{2} \cos \varphi(t) = b + \xi, \tag{13.19}$$

bunda, $b = \frac{A_0 B_0}{2}$ – chiqishdagi signal foydali tashkil etuvchisi; $\xi = \frac{B_0 U}{2} \cos \varphi(t)$ – chiqish signali tarkibidagi xalaqit.

Xalaqit ξ dispersiyasi $D\xi$ ni aniqlaymiz:

$$D\xi = \frac{1}{4} \overline{B_0^2 U^2 \cos^2 \varphi(t)} = \frac{1}{8} B_0^2 \overline{U^2} = \frac{1}{4} B_0^2 \sigma_x^2. \tag{13.20}$$

Detektor chiqishidagi signal quvvatini xalaqit quvvatiga nisbatini aniqlaymiz:

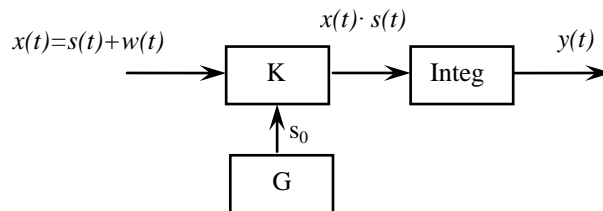
$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{A_1^2}{\sigma_n^2} = 2q_k. \tag{13.21}$$

Kogerent (sinxron) detektor chiqishida q_{chiq} kirishdagidan 2 marta katta bo‘lib, kirishdagi signal $x(t)$ sathiga bog‘liq emas, foydali signal xalaqit ta’sirida susaymaydi. Kogerent qabul qilish yuqori xalaqitbardoshlikni ta’minlaydi.

Yuqorida olingan natijalar foydali signal $s(t)$ garmonik shaklida xalaqit olingan bo‘lib, uning natijalari modulyatsiyalangan (manipulyatsiyalangan) uchun ham taaluqlidir.

13.5. Signalni korrelyatsion usulda qabul qilish

Korrelyatsion qabul qilish qurilmasi stukturaviy sxemasi 13.6-rasmda keltirilgan bo'lib, u tayanch signali generatori G, kirish signali $x(t)$ tayanch generatori signali $s_0(t)$ ko'paytirish va integratordan iborat.



13.6- rasm. Korrelyatsion qabul qilish qurilmasi stukturaviy sxemasi

Signalni korrelyatsion qabul qilishda ma'lum bir vaqt T da $x(t)$ va $s_0(t)$ signallar o'zaro korrelyatsiyasi $y(T)$ o'lchanadi. Agar foydali signal $s(t)$ tayanch signalga to'liq o'xshash bo'lsa, unda o'zaro korrelyatsiani quyidagicha ifodalash mumkin:

$$y(T) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) s(t) dt + j \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \hat{s}(t) dt, \quad (13.22)$$

bunda, $\dot{x}(t)$ va $\dot{s}(t)$ – analitik signal $x(t)$ va $s(t)$ ga mos bo'lib, $\dot{s}(t)$ funksiya $s(t)$ bilan kompleks moslashgan signal.

Chiqish signalini ro'yxatga olish usuliga qarab korrelyatsiyon qabul qilish kogerent va nokogerent bo'lishi mumkin. Kogerent qabulda ma'lum vaqt T da $\dot{y}(t)$ funksiyaning haqiqiy qiymati hisoblanadi, ya'ni:

$$Re \dot{Y}(t) = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) s(t) dt, \quad (13.5)$$

Nokogerent qabulda $\dot{Y}(t)$ funksiyaning moduli hisoblanadi, ya'ni:

$$|\dot{Y}(t)| = \frac{1}{T} \left| \int_0^T \dot{x}\dot{s}x(t)dt \right| = \sqrt{\left[\int_0^T x(t)s(t)dt \right]^2 + \left[\int_0^T x(t)\hat{s}(t)dt \right]^2}. \quad (13.24)$$

Korrelyatsion qabul qilish qurilmasi chiqishidagi signal haqiqiy qiymatini ikki tashkil etuvchi yig'indisi shaklida ifodalaymiz,

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)s(t)dt = b + \xi, \quad (13.25)$$

bunda, $b = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t)dt = P_s$ – foydali signal; $\xi = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)w(t)dt$ – qabul qilish qurilmasi chiqishidagi signal haqiqiy qiymatini dispersiyasini aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} D\xi &= \left[\frac{1}{T} \int_0^T s(t)w(t)dt \right]^2 = \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \overline{s(t)s(t_1)w(t)w(t_1)dtdt_1} = \\ &= \frac{1}{T^2} \int_0^T s^2(t)dt \int_0^T \overline{s(t_1)w(t)w(t_1)dt_1} = \frac{1}{T^2} \int_0^T s^2(t)dt \int_0^T B_w(t - t_1)dt. \end{aligned} \quad (13.26)$$

Agar xalaqit spektri foydali signal spektridan ancha keng bo'lsa, $\Delta\tau$ – korrelyatsiya intervali juda kichik bo'ladi va bu vaqt ichida signal qiymati deyarli o'zgarmay qoladi. Shuni e'tiborga olib (13.26) ifodani quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$D\xi \approx \frac{1}{T^2} \int_0^T s^2(t)dt \int_0^T B_w(t - t_1)dt \approx \frac{\Delta\tau}{T} P_s P_x, \quad (13.27)$$

bunda $P_x = B_w(0)$ – qabul qilish qurilmasi kirishidagi xalaqit quvvati.

Signalni korrelyatsion kogerent qabul qilinganda uning chiqishidagi S/X–nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$q_{ch} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{T}{\Delta\tau} q_k \approx 2TF_x q_k. \quad (13.28)$$

Signalni korrelyatsion nokogerent qabul qilinganda uning chiqishidagi S/X–nisbati quyidagiga teng bo‘ladi:

$$q_{ch} = \frac{b^2}{2D\xi} = \frac{T}{2\Delta\tau} q_k \approx TF_x q_k. \quad (13.29)$$

Nokogerent ishlov berishda xalaqitning har ikki fazasi mos va ortogonal tashkil etuvchisi foydali signalga ta’sir qiladi. Xalaqitbardoshlikni, kogerent ishlov berishga qaraganda ikki marotaba kamaytiradi. Signalni korrelyatsion qabul qilish integrallash usulini har qanday shakldagi signallarga qo‘llashning umumlashgan usuli deb hisoblash mumkin.

13.6. Signallarni avtokorrelyatsion usulda qabul qilish

Signallarni avtokorrelyatsion qabul qilish qurilmasi (13.7-rasm) kirish signali $x(t)$ ni uning τ vaqtga kechiktirilgan qiymati $x(t - \tau)$ ga ko‘paytirgich (X), $x(t)$ signalni $\Delta\tau$ vaqtga kechiktirgich (K) va integratordan iborat. Bu usulda kechiktirilgan signal $x(t - \tau)$ tayanch signali vazifasini bajaradi.

Avtokorrelyatsion qabul qilishda $x(t)$ va $x(t - \tau)$ signallar ko‘paytmasidan integral olinadi, ya’ni:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t - \tau)dt = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) + w(t)][s(t - \tau) + w(t - \tau)]dt. \quad (13.30)$$

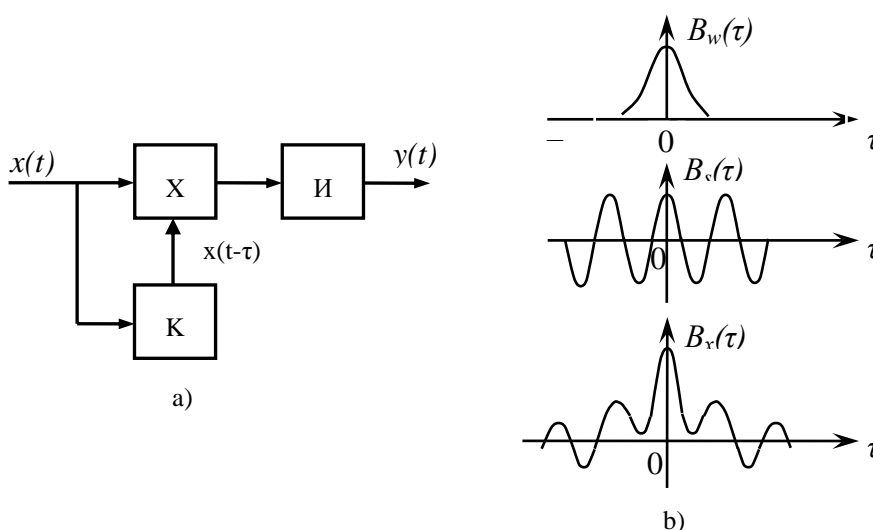
(11.33) ifodadagi kvadrat qavslarni ochib, quyidagi natijani olamiz, bunda $\tau \ll T$ deb hisoblaymiz:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s(t - \tau)dt + \frac{1}{T} \int_0^T s(t)w(t - \tau)dt + \frac{1}{T} \int_0^T w(t)s(t - \tau)dt +$$

$$+ \frac{1}{T} \int_0^T w(t)w(t - \tau)dt = B_{ss}(\tau) + B_{sw}(\tau) + B_{ws}(\tau) + B_{ww}(\tau) = b + \xi, \quad (13.31)$$

bunda, $\tau \rightarrow 0$ holatda $B_{ss}(0)$ – foydali signal quvvati, $B_{ww}(0)$ – xalaqit quvvati, $B_{sw}(0)$ va $B_{ws}(0)$ lar foydali signal va xalaqitlar o‘zaro bog‘liq bo‘lmaganliklari uchun o‘zaro korrelyatsion funksiyalari nolga teng bo‘ladi.

Avtokorrelyatsion qabullagich chiqishidagi S/X nisbati bo‘lganda korrelyatsion qabul qilish qurilmasi chiqishidagiga yaqinlashadi. Kirishda $q_{ch} \ll 1$ bo‘lsa, avtokorrelyatsion qabul qilish qurilmasi chiqishidagi S/X nisbati kvadratik detektorli qabul qilish qurilmasi chiqishidagi S/X nisbatiga yaqinlashadi. Avtokorrelyatsion usulda signal qabul qilishning korrelyatsion qabul qilish usuliga nisbatan xalaqitbardoshligi kamligi avtokorrelyatsion qabulda tayanch signali sifatida tarkibida xalaqit bor $x(t - \tau)$ signalidan foydalanishidir. Lekin avtokorrelyatsion qabul qilish usulidan qabul qilinadigan signal fazasi haqida avvaldan ma’lumot bo‘lmagan holda ham foydalanish mumkin.



13.7- rasm. Signallarni avtokorrelyatsion qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasi (a) va vaqt diagrammalari (b)

13.7. Uzlüksiz signallarni optimal qabullash

Uzlüksiz xabar $u(t)$ vaqt bo'yicha uzlüksiz 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

$$P(s/x) = kP(s)P(x/s) \quad (13.31)$$

bunda, k – koeffisient $\int_s P(x/s) = 1$ sharti orqali aniqlandi, bu koeffisient 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 (13.31) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

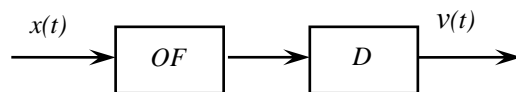
$$P(s/x) = kP(s) \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - s(u,t)]^2 dt \right\}. \quad (13.32)$$

$P(s/x)$ ning aposterior ehtimolligi eng kata qiymatiga $u(t)$ ning uzatilgan xabar $u(t)$ dan eng kam farqlanadigan qiymati mos keladi, ya'ni

$$\Delta^2 = \int_0^T [x(t) - s(u, t)]^2 dt. \quad (13.33)$$

Shunday qilib, optimal SQQ o'zining chiqishida $u(t)$ ning shunday qiymatini aks ettirishi kerakki uning qiymati $u(t)$ dan o'rtacha kvadratik farqlanishi Δ^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 13.7- rasmda keltirilgan.



13.7- rasm. Uzlüksiz 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

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0}, \quad (13.34)$$

bunda xatolik o'rtacha kvadratik qiymati

$$\bar{\Delta}_{min}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega. \quad (13.35)$$

(13.34) 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.

(13.31) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz:

$$P(s/x) = kP(s) \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt\right\} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt\right\} \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t) dt\right\}. \quad (13.36)$$

Ushbu (13.36) 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 (13.36) formula ikkinchi tashkil etuvchi ($\exp(-E/N_0)$) koeffitsent « k » qiymatida hisobga olinadi (E – signal energiyasi).

Yuqorida keltirilganlar asosida (13.36) ifoda quyidagi ixcham shaklni oladi.

$$P(s/x) = kP(s) \exp[h(u)], \quad (13.37)$$

bunda

$$h(u) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t) dt. \quad (13.38)$$

(13.37) va (13.38) 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. $h(u)$ funksiya uzatilayotgan signal $s(u,t)$ aniq bo'lsa, oson hisoblanadi. Bu amal korrelyator yoki moslashgan filtr yordamida bajariladi.

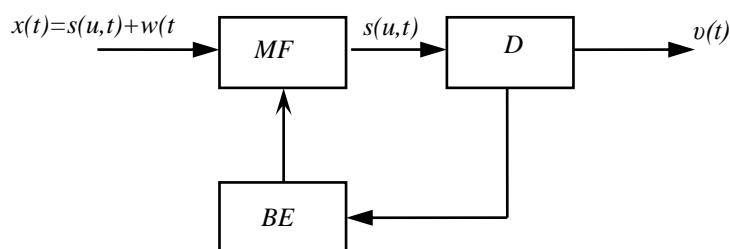
Uzluksiz xabarlarni uzatishda signal $s(u,t)$ ning qiymatlari aniq bo'lmaydi. Ammo ushbu signal haqida ba'zi ma'lumotlar avvaldan

(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 $h(v)$ funksiyani aniqlash mumkin,

$$h(v) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(v,t)dt. \quad (13.39)$$

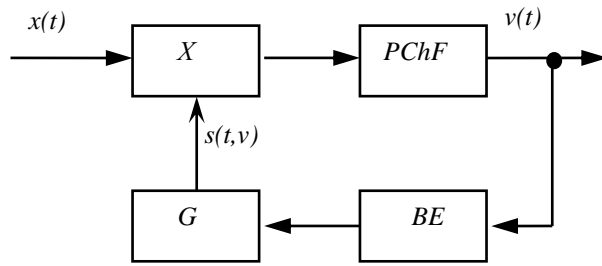
$h(v)$ funksiyani kuzatuvchi filtr yoki kuzatuvchi korrelyator yordamida hisoblash mumkin (13.8 va 13.9- rasmlar).

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 (13.9- rasm) yoki filtr parametrlari o'zgartiriladi (13.8- rasm).



13.8- rasm. Moslashgan kuzatuvchi filtrli SQQ strukturaviy sxemasi

13.8-rasmda keltirilgan SQQda boshqaruvchi element (BE) yordamida moslangan filtr parametrlari kutilayotgan uzluksiz signal $s(u,t)$ bilan moslashganligini ta'minlaydi. 13.9-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. 13.9- rasmdagi past chastotalar filtri integrator vazifasini bajaradi, uning ko'rsatgichlari uzatilayotgan xabar $u(t)$ spektri chastotalari asosida tanlanadi.



13.9- rasm. Kuzatuvchi korrelyatsion SQQ strukturaviy sxemasi:

X – ko‘paytirgich, G – tayanch signallar generatori, BE – boshqaruv elementi, PChF – past chastotalar filtri

13.9- 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 nochiziqli filtrlash umumiy nazariyasiga aosan kirish signali normal taqsimot qonuniga bo‘ysungan hol uchun yaratilgan bo‘lib, undan uzatilgan xabarni yuqori xalaqitbardoshlik bilan qabullash foydalaniladi.

13.8. Uzluksiz signallarni optimal filtrlash

Uzluksiz 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‘rtacha kvadratik xatolik (farq) $\tilde{\varepsilon}_x^2$ 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 $Y(t)$ ni topish kerakki u filtrning reaksiyasi $g(\tau)$ dan eng kam (minimal) farq qilishi kerak, ya’ni

$$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[y(t) - s(t)]^2}, \quad (13.40)$$

bunda, $x(t) = 0$ bo'lganda $g(\tau) = 0$ bo'ladi deb fabul qilish kerak.

Chiqish signali Dyumel integrali orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)dt. \quad (13.41)$$

Kirish signali $x(t)$ va xatolik $\varepsilon(t)$ bir-biriga bog'liq bo'lmagan o'zaro korrelyatsiya funksiyasi nolga teng bo'lganda $g(\tau)$ optimal deb hisoblaymiz, ya'ni $\overline{\varepsilon(t)x(t-\tau)} = 0$, ya'ni xatolik $\varepsilon(t) = y(t) - s(t)$ 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, xatolik $\varepsilon(t)$ minimal bo'lishi uchun, xatolik signali energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ minimal bo'lishligiga erishish kerak.

Xatolik o'rtacha kvadrati qiymati $\tilde{\varepsilon}_x^2$ uning energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$\tilde{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{\pi_0} \int_0^{\infty} G_\varepsilon(\omega) d\omega, \quad (13.42)$$

bunda, $G_\varepsilon(\omega)$ – xatolik funksiyasi $\varepsilon(t) = y(t) - s(t-t_0)$ orqali aniqlanadi, t_0 – signal kechikish vaqti.

Dastlab xatolik korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz:

$$B_s(\tau) = \overline{[y(t) - s(t-t_0)][y(t+\tau) - s(t-t_0+\tau)]} = \overline{y(t) \cdot y(t+\tau)} + \overline{y(t) \cdot s(t-t_0+\tau)} + \overline{s(t-t_0) \cdot y(t+\tau)} + \overline{s(t-t_0) \cdot s(t-t_0+\tau)} = B_y(\tau) + B_s(\tau) + B_{sy}(\tau) + B_{ys}(\tau). \quad (13.43)$$

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) xatolik signali $\varepsilon(t)$ energetik spektrini aniqlaymiz

$$G_{\varepsilon}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{\varepsilon}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = G_y(\omega) + G_s(\omega) + G_{s_y}(\omega) + G_{y_s}(\omega). \quad (13.44)$$

Ma'lumki, chiziqli filtr chiqishidagi signal $y(t)$ signal energetik spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$G_y(\omega) = G_x(\omega) K^2(\omega), \quad (13.45)$$

bunda, $K(\omega)$ – chiziqli filtr uzatish koeffitsiyenti.

Foydali signal $s(t)$ va xalaqit $w(t)$ o'zaro bog'liq emasligi uchun

$$G_y(\omega) = K^2(\omega) [G_s(\omega) + G_w(\omega)] \quad (13.46)$$

Endi, $s(t)$ va $y(t)$ o'zaro spektrlari $G_{s_y}(\omega)$ va $G_{y_s}(\omega)$ ni aniqlaymiz:

$$G_{s_y}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{s_y}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s(t-t_0)y(t+\tau)} e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (13.47)$$

Chiziqli filtr chiqishidagi signal $y(t)$ Dyumel integrali orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t+\tau) = \int_0^{\infty} g(\tau_1) x(t+\tau-\tau_1) dt = \int_0^{\infty} g(\tau_1) [S(t+\tau-\tau_1) + w(t+\tau-\tau_1)] d\tau_1 \quad (13.48)$$

$$(13.49)$$

bunda, $K(j\omega) = K(\omega) e^{-j\varphi(\omega)}$ ni e'tiborga olsak,

$$G_{s_y}(\omega) = G_s K(\omega) e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}. \quad (13.50)$$

Energetik spektr haqiqiy kattalik bo'lgani uchun (13.65) ifodadagi mavhum ko'rsatkich $\omega t_0 - \varphi(\omega) = 0$ bo'lishi kerak, ya'ni

$$\omega t_0 = -\varphi(\omega). \quad (13.51)$$

(13.51) ifoda moslashgan (optimal) filtr faza-chastotasini kirish signali chastotasiga proporsional bo'lishini talab qiladi. Shunday qilib,

$$G_{s_y}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega). \quad (13.52)$$

Xuddi shunday $G_{y_s}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega)$, bu o'zaro spektrlar bir-biriga tengligidan $G_{y_s}(\omega) = G_{s_y}(\omega)$ kelib chiqadi.

Endi $K(\omega)$ ning shunday qiymatini topish kerakki natijada $G_\varepsilon(\omega)$ va $\tilde{\varepsilon}_x^2$ o'zining eng minimal qiymatiga erishsin. Buning uchun (13.53) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz

$$G_\varepsilon(\omega) = \left[K(\omega)\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)} - \frac{G_s(\omega)}{\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)}} \right]^2 + \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}. \quad (13.53)$$

(13.53) 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. (13.66) ifoda o'zining eng kichik qiymatiga o'zining birinchi tashkil etuvchisi nolga teng bo'lganda erishadi. Buning uchun

$$K_{onm}(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}, \quad (13.54)$$

yoki (13.54) ifodani e'tiborga olsak,

$$K_{onm}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (13.55)$$

(13.55) ifodadan (optimal viltr kompleks uzatish koeffitsiyenti) $K_{onm}(j\omega)$ filtr kirishidagi signal va xalaqitlar energetik spektrlari orqali

aniqlanadi hamdauning faza harakteristikasi kirish signali chastotasiga proporsional bo‘ladi.

Uzluksiz signallar uchun xatolik energetik spektri minimal qiymati quyidagicha aniqlanadi:

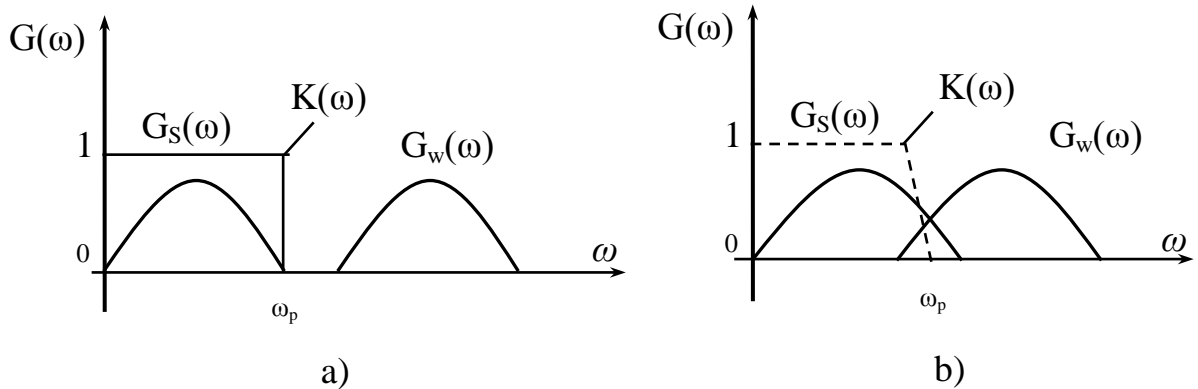
$$G_{\min}(\omega) = \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (13.56)$$

Optimal filtr chiqishidagi xatolik o‘rtacha kvadrati qiymati ifoda orqali hisoblanadi:

$$\bar{\varepsilon}_{\min}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega \quad (13.57)$$

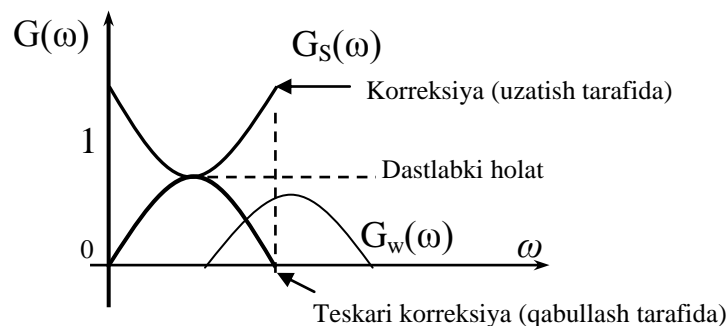
Optimal (moslashgan) filtr chiqishidagi xatolik $\tilde{\varepsilon}_x^2$ faqat xalaqit $w(t) = 0$ bo‘lganda nolga teng bo‘ladi, ya’ni $G_s(\omega)G_w(\omega) = 0$ bo‘lganda, foydali signal va xalaqit spektrlari bir-biri ustiga tushgan umumiy qismi bo‘lmasligi kerak.

Optimal $K_{opt}(j\omega)$ harakteristikali filtr $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ qancha kichrayib borsa, $K(\omega)$ shuncha 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 13.10-rasmda keltirilgan. Agar $G_s(\omega) \ll G_w(\omega)$ bo‘lsa, $\tilde{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_s(\omega) d\omega = P_s$ bo‘ladi, xatolik juda katta bo‘ladi, signalni asl holatda to‘g‘ri qayta aks ettirish (tiklash) mumkin bo‘lmaydi.



13.10- 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 xatolik 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, qabullash televizion trubkasi, va h.k.) ga berishdan oldin dastlabki holatga keltirish uchun teskari korreksiya amalga oshiriladi (13.11- rasm).



13.11- rasm. Signalga to‘g‘ri va teskari korreksiya kiritish

Nazorat savollari

1. *Evklid fazosi nima?*
2. *Diskret signal $s(t)$ normasi nima va u qanday fizik ma'noga ega?*
3. *Ikki diskret signal orasidagi masofa d qanday aniqlanadi?*
4. *Ikki vektor skalyar ko'paytmasi formulasini yozing, u qanday fizik ma'noga ega?*
5. *Uzluksiz signal $x(t)$ va $u(t)$ skalyar ko'paytmasi nimaga teng va qanday fizik ma'noga ega?*
6. *Ikki uzluksiz signal $s_1(t)$ va $s_2(t)$ orasidagi masofa d qanday aniqlanadi?*
7. *Ikki signalni bir-biridan farqlash shartini ayting. Farqlash koeffisienti nima?*
8. *Qarama-qarshi signallar deb qanday signallarga aytiladi?*
9. *Sinxron yig'ish va integrallash usullarining mohiyatini tushuntiring.*
10. *Signallarni kogerent qabul qilish asosiy shartini ayting.*
11. *Signallar qaysi hollarda nokogerent qabul qilinadi? Nokogerent qabul qilish qurilmasi chiqishida S/X qanday kattaliklarga ega bo'ladi?*
12. *Korrelyatsion qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.*
13. *Avtokorrelyatsion qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.*
14. *Garmonik signal va funktsion xalaqit yig'indisini avtokorrelyatsion qabul qilish vaqt diagrammalarini chizing.*
15. *Korrelyatsion va avtokorrelyatsion qabul qilish usullarini xalaqitbardoshligini taqqoslang.*
16. *Qanday filtr moslashgan filtr deb ataladi?*
17. *Shakli ma'lum signal uchun moslashgan filtr qanday $K(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ ga ega bo'lishi kerak?*
18. *Uzluksiz signal uchun optimal filtr $K(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ ga ega bo'lishi kerak?*

14- BOB. ELEKTR ALOQA TIZIMLARINING SAMARADORLIGI

Zamonaviy telekommunikatsiya – axborot uzatish aloqa tizimlari yuqori texnologik soha hisoblanib, jamiyatning rivojlanishi ko‘p jihatdan unga bog‘liq. Aloqa texnikasining yangi turlari va avlodini aratilishi, ulardan foydalanishning yuqori malakali injener-texnik xodimlarni talab etishi yangi nazariy asosda ishlovchi va yuqori texnologik ishlab chiqarilgan texnikani yaratish yuqori konstruktsiya va bozor iqtisodiyoti sharoitida qabul qilinayotgan yechimlarning sifatiga talabni yanada oshiradi. Mutaxassis turli aloqa tizimlari va qurilmalarining asosiy texnik ko‘rsatkichlarini yaxshi bilish, ularning samaradorligi, xalaqitbardoshligi, axborot uzatish havfsizligini ta’minlash, elektromagnit moslashuv kabi xususiyatlariga alohida e’tibor berishi kerak. Yuqorida eslatib o‘tilgan masalalar bilan maxsus fanlar shug‘ullanadi. Ushbu bobda faqat aloqa tizimining samaradorligi va uni mutanosiblash masalalari yoritilgan.

14.1. Samaradorlikning asosiy ko‘rsatkichlari

Har qanday aloqa tizimning vazifasi: axborotni tezroq va aniqroq uzatish hisoblanadi. Axborot qancha tez va aniq uzatilsa tizim shuncha yaxshi hisoblanadi. Shuning uchun aloqa tizimining asosiy sifat ko'rsatkichlaridan biri uning samaradorligi bo'lib, u axborot uzatish tezligi va aniqligi olingan axborotni asliga mosligi darajasi bilan baholanadi.

Turli aloqa tizimlari uchun aniqlikka talab darajasi turalicha bo'lib, tizim oldiga qo'yilgan vazifaga bog'liq. Masalan, diskret xabarlarini uzatishda aniqlik – uzatishdagi o'rtacha xatolik orqali belgilanadi, analog tizimlarda – qabul qilingan xabarni uzatilgan xabardan o'rtacha kvadratik farqlanishi bilan baholanadi.

Axborot uzatish tezligi I bit/sekundlarda o'lchanadi, uni signal uzatishdagi texnik tezlik bilan yanglishtirmaslik kerak. Texnik tezlik bodlarda o'lchanadi. Kanal orqali axborot uzatishning eng katta chegaraviy qiymati, uning axborot uzatish imkoniyati C -ni anglatadi. Ushbu axborot uzatish tezligining chegaraviy qiymati uning imkoniyati (potensial)ni belgilab beradi, unga unga yaqinlashish katta harajatlar talab qiladi, buning juda murakkab koderlar va dekoderlar, kodlash va dekodlash uchun uzoq vaqt va boshqalar talab etiladi.

Aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyatidan qay darajada foydalanilayotganlik darajasi – axborot samaradorligi $\eta = \frac{I}{G}$ bilan tavsiflanadi.

Yangi aloqa tizimini loyihalashtirishda loyiha uchun ajratilgan sarf-harajatlar miqdori chegaralangan. Shunga o'xshash texnik foydalanish uchun sarf-harajatlar, axborotni uzatishdagi va olishdagi kechikishlar maksimal vaqti, ajratilgan chastotalar diapazoni, chastotalar polosasi, elektromagnit nurlanishlar ruxsat etilgan sathi va uning radioaloqa uchun ajratilgan polosadan tashqaridagi sathi, maxfiy uzatish darajasi, axborot uzatish havfsizligi, qurilma yoki tizimning hajmi, og'irligi va h.k. Shunday qilib, loyihalashda yuqorida keltirilgan talab va cheklashlarga to'liq javob beradigan qaror qabul qilish – bu cheklangan imkoniyatlarda mutanosib qaror qabul qilish hisoblanadi.

Samaradorlik(sifat)ning turli ko‘rsatkichlarini $k_1, k_2, \dots k_m$ orqali belgilab, yagona vektor \bar{k} ni, tizimni sifat tavsifini olamiz. Ikki turli tizimni ushbu \bar{k} vektorlar orqali taqqoslash ko‘p hollarda, eng yaxshisini tanlash imkonini bermaydi.

Optimal (mutanosib) qaror qabul qilish, masalaning yechimini topish ularning skalyar ko‘paytmasini aniqlash vazifasini qo‘yadi, bu aniqlangan kattalik maksimal (yoki minimal) qiymatini aniqlash “maqsad” funksiyasi hisoblanadi. Ba’zan sifatning skalyar ko‘paytmasi sifatida vektor \bar{k} – tashkil etuvchilari chiziqli kombinatsiyalarini qabul qilish mumkin, ammo bu holda uning tashkil etuvchilari miqdoriy koeffitsiyentlarini belgilashga to‘g‘ri keladi. Odatda hamma sifat ko‘rsatkichlaridan bitta yoki ikkitasi asosiy hisoblanadi va qolgan ko‘rsatkichlar ularga qo‘yilgan talablarga, cheklanishlarga javob berishi kerak. Masalan: axborot uzatish tezligi berilgan bo‘lib, qolganlari xato qabul qilish ehtimolligi 10^{-3} , axborot kechikishi 0,1 sek, radioaloqaga ajratilgan polosa kengligi 10 kHz va h.k.

Loyihalashda hamma sifat ko‘rsatkichlari e‘tiborga olinishi kerak, chunki ular ohirgi natijaviy “maqsad” funksiyasiga ma’lum darajada ta’sir ko‘rsatadilar. Agar “maqsad” funksiyasini ta’minlash uchun ko‘p sonli sifat ko‘rsatkichlari berilgan bo‘lsa, birinchi navbatda asosiy sifat ko‘rsatkichlari e‘tiborga olinib, maqsadga intalish kerak. Bunda yagona tizim yaratish haqidagi masala hal etilayotgani doimo diqqat nazarida bo‘lishi shart, chunki uning qismlari bir-biri bilan ma’lum darajada bog‘liq: atrof muhitning ta’siri; boshqa REVsining yaratilayotgan tizimga ta’siri; tizimdan foydalanuvchilarning malakasi; ushbu tizimga o‘xshash tizimlarning yaratilish tarixi hamda kelajagi va boshqalar ham e‘tiborda bo‘lishi kerak.

14.2. Aloqa tizimlarini mutanosiblash (optimallashtirish)

Aloqa tizimi jarayoni turli operator tenglamalar bilan ifodalash mumkin, ular signalni shakllantirish, uzatish va qabul qilish jarayonlariga bog‘liq bo‘ladi. Agar aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini ko‘z oldimizga keltirsak, tasavvur etsak, u holda

a xabar modulyatsiyalangan signal $s(t) = m(a, f_0(t))$ operator tenglama bilan farqlanadi. SQQ kirishidagi signalni $x(t) = \Phi[s(t), w(t)]$ shaklida ifodalash mumkin, bunda $w(t)$ aloqa kanalidagi xalaqit. Qabul qilinayotgan, kuzatilayotgan signal – xabar bahosi $\hat{a} = \mathcal{D}[x(t)]$ aylantiriladi.

Yuqorid keltirilgan bir qancha operatorlarni yagona operator shaklid ifodalaymiz:

$$\hat{a} = \mathcal{D}[\Phi\{m(a, f_0(t), w(t))\}]. \quad (14.1)$$

Aloqa tizimini optimal loyihalashning vazifasi tanlangan mezonga javob beradigan sifatni ta'minlashdan iborat. Mezon aloqa tizimining bajaradigan vazifasiga mos kelishi, shu bilan birga sodda bo'lishi va loyihalash jarayonida boshqariladigan (o'zgartiriladigan) kattaliklarga bog'liq bo'lishi kerak.

Yaratilayotgan tizimni to'liq optimallashtirish, uning alohida qismlarini optimallashtirish orqali ta'minlashi ham mumkin. Agar aloqa kanali turi avvaldan ma'lum bo'lsa, shunga mos ravishda modulyatsiya va detektorlash usuli tanlanadi. Bunda modulyatsiya operatoriga $s(t) = m(a, f_0(t))$, tashuvchi $f_0(t)$ ni tanlash, modulyatsiya usulini, radiouzatkich ko'rsatkichlarini tanlash va uni yaratishdan, signalga dastlabki ishlov berishdan (filtrlashdan) iborat bo'ladi.

Ammo tizimni to'liq optimallashtirishni uning alohida qismlarini optimallashtirish orqali amalga oshirishdagi kabi alohida-alohida masalalar shaklida yechishi natijasida to'liq optimal tizim o'rniga kvazioptimal tizim yaratilishiga olib kelishi mumkin. Chunki har bir loyihalayotgan tizimning alohida-alohida qismlari uchun eng optimal yechim, to'liq tizim uchun optimumdan uzoq bo'lishi mumkin. Shuning uchun aloqa tizimining tarkibini aniqlashda unga yagona tizim sifatida yondoshish kerak. Yuqori chastotali tashuvchi $f_0(t)$ ni tanlashda aloqa kanalining ko'rsatkichlari undagi xalaqit $w(t)$ ni e'tiborga olish, SQQ turi (turg'un yoki harakatdagi)ga ham bog'liq. (16.1) ifodani aloqa tizimini qat'iy optimallashtirishda unga yagona masala shaklida qarash kerak bo'ladi.

13.3. Diskret xabarlarni uzatishning chegaraviy imkoniyatlari

Loyihalashning birinchi bosqichida, talab etilayotgan tezlik va xalaqitbardoshlikda axborot uzatish mumkinligiga yoki uni amalga oshirib bo'lmashligi masalasini hal etish kerak. Bunda turli xalaqitlardan faqat tizim qismlarining SQQning ichki shovqini e'tiborga olindi, koder va dekoder har qanday yuqori darajada murakkab bo'lishi mumkin. Bunda, agar $H' \leq C$ (H' – axborot manbaining imkoniyati, C – aloqa kanalining axborot uzata olish imkoniyati) bo'lsa, kodlash yordamida har qanday kichik xatolik ehtimolligi, ya'ni $P_x \rightarrow 0$ ni ta'minlash mumkin bo'lib, signal uzatish texnik tezligi $1/T_{ES} = C$ bo'ladi.

Diskret kanalning axborot uzatish qobilyati u sarf qiladigan energiya va foydalanadigan chastotalar polosasiga bog'liqligini dastlabki asosiy ko'rsatkich deb hisoblash kerak. Ikkilik elementar simvolni uzatish uchun $\beta_E = p_s T_{ES} / N_0 = \frac{E_s}{N_0}$ – nisbiy energiya va $\beta_f = F_s T_{ES}$ chastotalar polosasini talab etiladi, bunda p_s – signal quvvati, T_{ES} – elementar simvol davomiyligi, E_s – signal energiyasi, F_s – signalning spektr kengligi, N_0 – shovqin quvvati spektr zichligi. Misol uchun, diskret xabar uzatish uchun Gauss uzluksiz kanalidan foydalanamiz. Gauss aloqa kanalining signal uzatish qobilyati quyidagicha aniqlanadi:

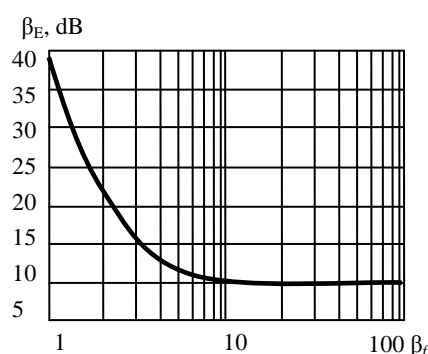
$$C = F_k \log\left(1 + \frac{p_s}{p_m}\right) = F_k \log\left(1 + \frac{p_s}{F_k N_0}\right). \quad (14.2)$$

$F_s = F_k$, $1/T_{ES} = C$ deb hisoblab va $\frac{\beta_E}{T_{ES}} = \frac{p_s}{N_0}$ ni e'tiborga olib $\frac{1}{F_s T_{ES}} = \log\left(1 + \frac{\beta_E}{F_s T_{ES}}\right)$ ifodani, undan $\frac{1}{\beta_f} > \log(1 + \beta_E \beta_f)$ ni olamiz va natijada,

$$\beta_E = \beta_f (2^{1/\beta_f} - 1). \quad (14.3)$$

(14.3) ifoda bir elementar signalni uzatish uchun sarflanadigan nisbiy energiya va chastotalar polosasi bir-biri bilan ayriboshlash mumkinligini ko'rsatadi. 14.1- rasmda (14.3) formulaga asosan chizilgan $\beta_E = \Phi(\beta_F)$ bog'lanish grafigi keltirilgan. 14.1- rasmdagi $\beta_E = \Phi(\beta_F)$ chizig'idan yuqoridagi har qanday nuqtaga mos keluvchi tezlik va energiya bilan diskret xabar uzatishni amalga oshirish mumkin.

Agar $\beta_f \rightarrow \infty$ bo'lsa u $\ln 2 = 0,693$ (-1,6 dB) ga teng bo'ladi. $\beta_f = 1$ bo'lsa energiya sarflash solishtirma qiymati 1 (0 dB) ga teng bo'ladi. Shunday qilib additiv oq shovqinli aloqa kanali orqali diskret xabar uzatishda chastotalar polosasini sarflash solishtirma qiymatini birdan oshirilishi energiya sarflash solishtirma qiymatining sezilmas darajada kamayishiga olib keladi. Shu bilan birga β_f ning birdan ancha kichiklashishi energiya sarflash solishtirma qiymatining keskin oshib ketishiga olib keladi.



14.1- rasm. Uzluksiz xabarlarini uzatishda β_E ni β_f ga almashtirish

14.4. Uzluksiz signallarni uzatish tizimlarining imkoniyatlari

Uzluksiz xabarning vaqt bo'yicha diskretlash natijasida olingan oniy qiymatlari IKM yordamida ikkilik elementar signallar yordamida uzatiladi deb faraz qilaylik. Bunda xabaruzatish aniqligi kodning razryadi m-orqali ta'minlanadi. Agar ushbu ikkilik signallar uzatish tezligi H'_c , kanal signal o'tkazish imkoniyati C dan katta bo'lmasa, Shenon teoremasiga asosan murakab kodlash va dekodlash usulini qo'llash asosida xatolik har qanday kichik qiymati p_x ni ta'minlash

mumkin. Tizimning chegaraviy imkoniyatlarini ko'rish uchun xatolik ehtimolligini nolga teng deb hisoblaymiz, bunda xabarni aniq aks ettirish ikkilik diskret signallarni uzatish tezligiga bog'liq bo'ladi.

Real aloqa kanallarida xalaqit ta'sirida signal uzatish tezligi kamayadi, natijada xabarni asl shakliga mos ravishda qayta tiklash sifati yomonlashadi.

Xabarni berilgan aniqlik bilan uzatish, ikkilik simvollarning uzatilish eng kichik (minimal) qiymati axborot manbai epsilon-entropiyasiga teng. Tasavvur etaylik, uzatilayotgan xabar $(-F_{yu}; +F_{yu})$ polosada spektri zichligi quvvati bir tekis taqsimlangan va ehtimollik normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi stasionar tasodifiy jarayon bo'lsin. Bunday xabar o'zining $\Delta t = \frac{1}{2F_{yu}}$, sek oraliqda olingan oniy

qiymatlari orqali qayta aniq tiklanishi mumkin. Xabarni qayta aniq tiklanishini baholash uchun nisbiy o'rtacha kvadrat $\sigma = \frac{P_E}{P_S}$ ni yoki SQQ chiqishidagi shovqin-signal nisbatini kiritamiz. Gauss qonuniga bo'ysunuvchi axborot manbai uchun epsilon-entropiya quyidagiga teng:

$$H_\epsilon(x) = \frac{1}{2} \log \frac{P_S}{P_m}. \quad (14.4)$$

Shuning uchun uzluksiz signalni diskretlash natijalarini uzatish tezligini e'tiborga olib, axborot manbaining imkoniyati,

$$H_\epsilon = -F_{yu} \log \sigma^2. \quad (14.5)$$

$H_\epsilon = C$ deb hisoblab, additiv oq shovqinli Gauss kanali uchun

$$-F_{yu} \log \sigma^2 = F_\kappa \log \left(1 + \frac{P_S}{N_0 F_\kappa} \right) \quad (14.6)$$

ifodani olamiz.

Uzluksiz signallarni uzatishdagi dastlabki sarf-harajatlarni aniqlash uchun nisbiy tavsiflardan foydalanamiz:

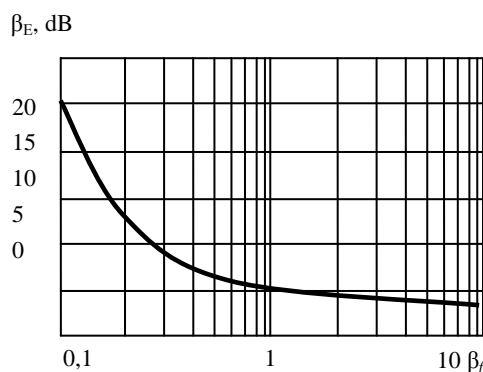
$\beta_E = \frac{P_S}{N_0 F_{yu}}$ – quvvat sarflash solishtirma qiymati; $\beta_f = \frac{F_S}{F_{yu}}$ – chastotalar polosasini sarflash solishtirma qiymati. Agar $F_S = F_{\kappa}$ deb olib, (14.6) ifodani har ikki tomonini F_{yu} ga bo‘lsak va $\frac{\beta_E}{\beta_f} = \frac{P_S}{N_0 F_S}$ ni e‘tiborga olsak, u holda

$$\log \frac{1}{\sigma^2} = \beta_f \left(1 + \frac{\beta_E}{\beta_f} \right) \quad (14.7)$$

bo‘lib, bundan $\frac{1}{\sigma^2} = \beta_f \left(1 + \frac{\beta_E}{\beta_f} \right)^{\beta_f}$ yoki

$$\beta_E = \beta_f \left[\left(\frac{1}{\sigma^2} \right)^{1/\beta_f} - 1 \right] \quad (14.8)$$

ifodani olamiz.



14.2- rasm. Diskret xabarlarini uzatishda β_E ni β_f ga almashtirish

14.2-rasmda (14.8) formulaga asosan $\sigma^2 = 10^{-4}$ qiymati uchun $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ bog‘lanishi chizmasi keltirilgan. Bunda β_E va β_f ning $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ chizig‘idan yuqori qiymatlarini ta‘minlovchi aloqa tizimini yaratish mumkin. β_E va β_f larning ma‘lum qiymatlariga mos keluvchi

nuqta, ushbu $\beta_E = \Phi(\beta_F)$ chizig'iga qancha yaqin bo'lsa aloqa kanali imkoniyatidan guncha yaxshi foydalanilgan hisoblanadi.

Nazorat savollari

1. Aloqa tizimi samaradorligining asosiy ko'rsatkichlarini aytib bering.

2. Aloqa tizimining asosiy ko'rsatkichlarini aytib bering.

3. Shenonning kanal signal uzatish imkoniyati formulasini yozing va uni tushuntiring.

4. Shenon chegaraviy qiymati deganda nima tushuniladi?

5. Gauss kanali deb qanday kanallarga aytiladi?

6. Aloqa tizimini loyihalashda nimalarga alohida ahamiyat berish kerak?

GLOSSARIY

Amplituda

ingl: amplitude

rus: амплитуда

Tok va kuchlanishning maksimal o'zgarish qiymati

Amplituda

modulyatsiyasi ingl:

Amplitude modulation

rus: амплитудная

модуляция

Yuqori chastotali tashuvchini amplitudasini past chastotali modulyatsiyalovchi signal o'zgarishiga mos ravishda o'zgarishi.

Amplituda

manipulyatsiyasi

ingl: amplitude

manipulation

rus: амплитудная

манипуляция

Diskret ikkilik modulyatsiyasi bo'lib, tashuvchi sifatida ikkilik signallar ishlatiladi. Impulslarning amplitudasi past chastotali modulyatsiyalovchi signal o'zgarishiga mos ravishda o'zgarishi.

Analog signal

ingl: analog signal

rus: аналоговый

сигнал

To'xtovsiz o'zgaruvchi elektr kuchlanish yoki elektr toki shaklidagi axborot tashuvchisi.

Vaqt davomida o'zgaruvchan analog signa-ling amplitudasi tashuvchi

axborotning miqdoriga mos boʻlib, odatda oʻlchangan fizik kattalikni bildiradi, masalan, harorat, tezlik va h.k. Analog signalni tashuvchi axborotga kompyuterda ishlov berish uchun analog-raqamli oʻzgartirgich zarur.

Analog-raqam oʻzgartirgich

ingl: analog-to-digital converter (ADC)

rus: цифро-аналоговое преобразование

Analog signalni raqamli kodga oʻzgartirish uchun moʻljallangan yaʼni analog kirish signali kuchlanishining har bir qiymatiga chiqishdagi raqamli kodning muayyan qiymati mos keladi. ADC asosan tovush kartasida mavjud boʻlib tashqi manbadan kelayotgan tovushni qattiq diskka yozish uchun ishlatiladi.

Analog modulyasiya

ingl: analog modulation

rus: аналоговая модуляция

Nurlanuvchi tebranish parametrlari (amplituda, chastota, faza) modulyasiyalovchi kirish signalining amplitudasiga proporsional oʻzgaradigan modulyasiya usuli.

BPSK- ikkilik faza modulatsiyasi.

ingl: Binary phase modulation

rus: Бинарная фазавая модуляция

Diskret ikkilik modulyasiyasi boʻlib, tashuvchi sifatida ikkilik signallar ishlatiladi. Impulslarning fazasini past chastotali modulyatsiyalovchi signal oʻzgarishiga mos ravishda oʻzgarishi.

Diskret

ingl: discrete

rus: дискретный

Ramzlar kabi alohida elementlardan iborat boʻlgan maʼlumotlar yoki aniq koʻrsatilgan qiymatlarning chekli soniga ega boʻlgan fizik miqdorlarga, shuningdek, jarayonlar va ushbu maʼlumotlardan foydalanuvchi funksional moslamalarga tegishli taʼrif.

Diskretlash chastotasi

ingl: sampling rate

rus: частота дискретизации

Vaqtda uzluksiz signalning diskretlanishida (xususan, analog-raqamli oʻzgartirgich tomonidan) uning hisobotlarini olish chastotasi. Gerslarda

o'lanadi. Diskretlash chastotasi qanchalik katta bo'lsa, diskret signalida shunchalik keng signal spektri taqdim etilishi mumkin.

Impuls

ingl: pulse

rus: импульс

Amplitudasi noldan nisbatan qisqa vaqt oralig'i mobaynida farq qiladigan diskret signal. Impuls signalning frontlar deb ataladigan o'sish va pasayish uchastkalari impuls shaklini belgilaydi. Impuls shakli to'g'ri burchakli, uchburchak yoki eksponensial bo'ladi.

Impuls-kodli modulyatsiya

ingl: pulse-code modulation (PCM)

rus: импульсно-кодовая модуляция

Modulyasiya usuli, unga ko'ra, analog signal qat'iy uzunlikdagi ketma-ket uzatiladigan n-razryadli (odatda $n=8$), kodli so'zlardan iborat raqamli ma'lumotlar oqimiga aylantiriladi. Tovushni uzatish 64Kbit/c tezlik hamda kompanderlash bilan amalga oshiriladi. Impuls-kodli modulyasiya yordamida o'zgartirilgan tovush signalining sifati yuqori bo'ladi.

Kanal

ingl: channel

rus: канал

Signal yoki ma'lumotlar uzatish vositasi yoki yo'li. Signallarni uzatish vositasi fizik kanal deb ataladi. Ma'lumotlar manbadan uni qabul qiluvchiga uzatiladigan yo'lni mantiqiy kanal aniqlab beradi. Kanallarning ikki klassni farqlashadi: asinxron va sinxron. Sinxron kanalda amalga oshirilayotgan uzatish jarayonini sinxronlashtirish ta'minlangan bo'ladi. Asinxron kanal shu bilan ajralib turadiki, u orqali ma'lumotlar uzatishda jo'natuvchi va qabul qiluvchi ishlari sinxronlashtirilmaydi. Uzatilayotgan signallarning shakliga qarab kanallar analog va diskret turlarga bo'linadi. Signallarni uzatish usuliga qarab kanallar bir necha turlarga bo'linadi – simpleks, yarim dupleks, dupleks kanallar.

Kvantlash

ingl: quantization

rus: КВАНТОВАНИЕ

1. Biror bir uzluksiz kattalik qiymatlari kengligini chekli bir-biri bilan kesishmaydigan oraliqlarga bo'lish.

2. Ma'lumotlarni uzluksiz shakldan diskret shaklga o'tkazish amali.

Kvantlash qadami

ingl: quantization step

rus: ШАГ КВАНТОВАНИЯ

Ikkita qo'shni kvantlash darajasi o'rtasidagi farq. U yoki bu kvantlash qadami chegarasida signalni uning yuqori qiymatiga mos keladigan darajagacha yaxlitlash amalga oshiriladi.

Kvantlash shovqini

ingl: quantization noise

rus: ШУМ КВАНТОВАНИЯ

Kvantlash jarayonida yuzaga keladigan hamda additiv tarzda tiklangan foydali signal bilan qo'shiladigan qo'shimcha shovqinli signal. Bu xil buzilishlarni bartaraf etib bo'lmaydi, lekin uning kattalagini kvantlash darajalari sonini oshirish yoki kvantlash qadamini kichiklashtirish yo'li bilan kamaytirish mumkin. Kvantlashda tasodifiy shovqindan tashqari, o'ta yuklanishdagi shovqin, parchalash shovqini kabi signalning qator spesifik buzilishlari, shuningdek, kvazidoimiy darajali signallarni uzatishda vujudga keladigan buzilishlar paydo bo'ladi.

Modulyatsiya

ingl: modulation

rus: МОДУЛЯЦИЯ

Bitta stasionar signalning boshqa signal shakliga ko'ra o'zgarishi jarayoni. Modulyasiya ma'lumotlarni elektromagnit nurlanish yordamida uzatishda amalga oshiriladi.

Nurlanish

ingl: emission

rus: ИЗЛУЧЕНИЕ

Elektromagnit to'lqinlarni generatsiyalash hamda uning manbadan efir yoki uzatish liniyalari orqali tarqalish jarayoni.

Nutq polosasi
ingl: voice band
rus: речевая полоса

Nutq uzatishni ta'minlaydigan chastotalar polosasi 3000 Hz (300 dan 3400 gacha) ga teng deb qabul qilingan.

Polosa
ingl: bandwidth
rus: полоса

Chastotaning ikki qo'shni qiymatlari o'rtasidagi o'zgarmas chastotalar diapazoni. Chastotalar polosasi deb ham ataladi. Optik-tolali kabelni tavsiflashda bu atamadan faqat ko'p modali tolalarning o'tkazish qobiliyatini aniqlashda foydalaniladi. Bir modali tolalar uchun "dispersiya" atamasi ishlatiladi.

Polosa kengligi
ingl: bandwidth
rus: ширина полосы

1. Yuqori va past chastota chegara kattaliklari orasidagi farq.
2. Aniq vaqt oralig'ida (odatda 1 sekund) uzatilishi mumkin bo'lgan ma'lumotlar hajmi. Raqamli qurilmalarda polosa kengligi odatda bit sekunda yoki bayt sekunda ifodalanadi. Analog qurilmalar uchun polosa kengligi davr sekunda yoki Gerslarda (Hz) ifodalanadi. Polosa kengligi, ayniqsa, kiritish-chiqarish qurilmalari uchun katta ahamiyatga ega.

Polosa filtri
ingl: bandpass filter
rus: полосовой фильтр

Qirqimning yuqori va nolinci bo'lmagan quyi chastotasi bilan cheklangan muayyan chastotalar polosasini o'tkazuvchi filtr. Berilgan polosadan tashqarida qolgan barcha chastotalar filtr tomonidan bostiriladi. Qirqimning quyi chastotasi nolinci, yuqori chastotasi esa oxirgi chastota bo'lsa, u holda bunday filtr quyi chastotalar filtri deyiladi. Qirqimning uzluksiz katta yuqori chastotasiga hamda quyi chegara bo'yicha cheklashga ega bo'lgan filtr yuqori chastotalar filtri deb

ataladi.

Radioto'lqin

ingl: radio wave

rus: радиоволна

Shartli ravishda chastotasi 3000 GHz dan past deb qabul qilingan elektromagnit to'lqinlar. Ular fazoda sun'iy to'lqin o'tkazgichsiz belgilar, signallar, yozma matn, tasvir va tovushni uzatish yoki qabul qilish uchun tarqatiladi.

Raqam-analog o'zgartirish

ingl: digit-to-analog conversion (DAC)

rus: цифро-аналоговое преобразование

Diskret signalni analog signalga aylantirish jarayoni. Aksariyat hollarda maxsus integral sxemalar yordamida amalga oshiriladi.

Sanoat radioxalaqiti

ingl: man-made interference

rus: промышленная радиопомеха

1. Radioto'lqinlarni uzatish uchun mo'ljallanmagan texnik vositalar tomonidan vujudga keladigan radiochastota spektri diapazonidagi elektromagnit nurlanishlar.

2. Elektron yoki elektron qurilmalar nurlatadigan radioxalaqitlar. Eslatma, radiochastotalar diapazonidagi elektromagnit xalaqitlar radioxalaqitlar deb tushuniladi. Radiouzatkichlar yuqori chastota (YuCh) trakti hosil qilayotgan nurlanishlar radioxalaqitlarga kirmaydi.

Signal

ingl: signal

rus: сигнал

1. Ma'lumotlarni aks ettirish uchun ishlatiladigan fizikaviy kattalikning o'zgarishi.

2. Parametrlari xabarni mos ravishda aks ettiruvchi, xohlagan fizikaviy jarayonni bildiruvchi moddiy axborot tashuvchisi. O'zining fizikaviy tabiatiga ko'ra signal elektr, akustik, optik, elektromagnit va boshqa bo'lishi mumkin.

Signal bazasi

ingl: process gain

rus: база сигнала

Signal spektri kengligining uning davomiyligiga ko'paytmasi.

Siljish

ingl: offset

rus: смещение

1. Parametrlar o'z nominal qiymatidan chetga chiqishi, masalan, taktli impulslarning etalon vaqt shkalasiga nisbatan tasodifiy siljishi yoki chastotaning parazit siljishi.

2. Signal barcha elementlarining, ularning joylashish tartibi o'zgarmagan hamda boshlang'ich chegarasi saqlangan holda bir vaqtda ko'chishi.

Spektr

ingl: spectrum

rus: спектр

Signal amplitudasi va fazasi o'zgarishining chastotaga bog'liqligini tavsiflovchi hamda uning xossalari va xarakteristikalarini qat'iy belglovchi funksiya.

Telekommunikasiya vositalari

ingl: telecommunication means

rus: средства телекоммуникации

Elektromagnit yoki optik signallarni hosil qilish, uzatish, qabul qilish, qayta ishlash, kommutasiya qilish hamda ularni boshqarish imkonini beruvchi texnik qurilmalar, asbob-uskunalar, inshootlar va tizimlar.

Texnik vositalar

ingl: technical means

rus: технические средства

Elektrotexnika, radiotexnika, elektronika qonunlariga asoslangan mahsulotlar, apparaturalar yoki ularning funksional qismlari bo'lib, ular: kuchaytirish, generasialash, xotirada saqlash, uzib-ulash, o'zgartirish vazifalaridan birini yoki bir nechtasini bajaruvchi elektron komponentlari va sxemalardan iborat bo'ladi. Texnik vosita radioelektron vosita (REV), hisoblash texnikasi vositasi (HTV), elektron avtomatika vositasi (EAV), elektrotexnik vosita shu bilan birga sanoat, ilmiy ishlarni bajarish va

medisina vositalari bo'lishi mumkin.

Tizim

ingl: system

rus: система

Ma'lum natijaga erishish uchun birlashtiriluvchi bir butun yoki jami turli xil ob'ektlar sifatida o'rganiluvchi ixtiyoriy ob'ekt.

Tizimli tahlil

ingl: systems analysis

rus: системный анализ

Turli tavsifdagi murakkab muammolarni hal etish bo'yicha qarorlarni tayyorlash va isbotlash uchun ishlatiladigan jami uslibiy vositalar. U tizimli yondashuvga hamda qator matematik usullar va zamonaviy boshqaruv usullariga asoslanadi. Asosiy tartibot – voqeyiy holatning o'zaro bog'liqliklarini aks ettiruchi umumlashgan modelni yaratish.

Tovush

ingl: sound

rus: звук

Muhitning tebranma harakati. Tabiatning har qanday hodisalari qatori asboblari, apparatlar, mashinalar, transport vositalari ham tovush manbai bo'lishi mumkin.

Tovushning alohida turlari sifatida nutq va musiqani keltirish mumkin. Inson 16 Hz dan 20 kHz gacha chastota oralig'idagi tovushlarni qabul qila oladi. Texnik qurilmalar esa ancha keng oraliqdagi tovushni, hatto ultratovush va gipertovushni ham qabul qila oladi.

Filtr

ingl: filter

rus: фильтр

1. Filtrlashni bajarish uchun ishlatiladigan qurilma (sodda elektr sxema) yoki dastur. Filtr kirishdagi signallar yoki ma'lumotlar oqimini bir necha kerakli qismlarga bo'ladi.

2. Ma'lumotlarni tanlab olish sharti. Filtr faqat berilgan shartlarga javob beruvchi ma'lumotlarni chiqarib beradi.

Filtrlash

Signallar yoki ma'lumotlarning umumiy

ingl: fltering
rus: фильтрация

oqimidan ularning kerakli mezonlarga ega bo'lganlarini ajratib qo'yish jarayoni. Filtrlash filtr yordamida amalga oshiriladi.

Chastota

ingl: frequency
rus: частота

Vaqt birligi, masalan, bir sekund ichida davrlar yoki tugallangan o'zgarishlar soni. Umuman olganda chastota ma'lum vaqt birligida ma'lum hisobni bildiradi.

Shovqin

ingl: noise
rus: шум

1. Liniyada signallarning butligiga xalal beruvchi to'siq. Shovqin turli manbalardan chiqishi mumkin, shu jumladan, radioto'lqinlar, yaqinda joylashgan elektr simlari, chiroqlar va sifatsiz ulanishlar. Optik tolali kabellarning metall kabellarga nisbatan afzalligi shundaki, ular shovqin ta'siriga kamroq moyildirlar.

2. Signalni yoki xabarni sof uzatishga to'sqinlik qiladigan hamma narsa.

Elektromagnit to'lqin

ingl: electromagnetic wave
rus: электромагнитная волна

Fazoda tarqaladigan elektromagnit tebranishlar. Radionurlanish, yorug'lik va boshqa turdagi elektromagnit tebranishlar. Ular elektromagnit to'lqinlardir. Ular elektromagnit spektrni tashkil qiladi.

Elektromagnit xalaqit

ingl: electromagnetic disturbance
rus: электромагнитная помеха

Texnik vositalarning ishlash sifatini yomonlashtiruvchi elektromagnit hodisa va jarayonlar.

FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR RO‘YXATI

1. Ўзбекистон Республикасини янада ривожлантириш бўйича ҳаракатлар стратегияси тўғрисида. Ўзбекистон Республикаси Президентининг ПФ-4947- сон фармони . Тошкент, 2017 йил 7 феврал.
2. Мирзиёев Ш.М. Буюк келажагимизни мард ва олижаноб халқимиз билан бирга қурамыз. 2017.
3. Мирзиёев Ш.М. Қонун устуворлиги ва инсон манфаатларини таъминлаш – юрт тараққиёти ва халқ фаровонлигининг гарови. 2017.
4. Мирзиёев Ш.М. Танқидий таҳлил, қатъий тартиб-интизом ва шахсий жавобгарлик – ҳар бир раҳбар фаолиятининг кундалик қонидаси бўлиши керак. Ўзбекистон Республикаси Вазирлар Маҳкамасининг 2016 йил якунлари ва 2017 йил истиқболларига бағишланган мажлисидаги Ўзбекистон Республикаси Президентининг нутқи. // Халқ сўзи газетаси. 2017 йил 16 январ, № 11.
5. Simon Haykin “Communication System” John Wiley & Sons, Inc. USA-2000.
6. Gajic, Z., Linear Dynamic Systems and Signals, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2003.

7. Haykin, S. and VanVeen, B., Signals and Systems, New York, NY, John Wiley & Sons, 2003.
8. Kamen, E. and Heck, B., Fundamentals of Signals and Systems, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2007
9. D. Sundararajan. A Practical Approach to Signals and Systems. 2008, 400 p.
10. Abduazizov A.A. Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. – T.: TATU, 2013, 366 b.
11. Abduazizov A.A., Muxitdinov M.M., Yusupov Ya.T. Radiotexnik zanjirlar va signallar. Darslik. – T.: “Sams-ASA”, 2013, 480 b.
12. Abduazizov A.A. Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. – T.: Fan va texnologiyalar, 2011, 416 b.
13. Abduazizov A.A., Faziljanov I.R., Yusupov Ya.T. Signallarga raqamli ishlov berish. O‘quv qo‘llanma. – T.: Cho‘lpon nomidagi NMIU-2013, 160 bet.
14. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 2000.
15. Белов Л.А., Богачев В.М. и др. Устройства генерирования и формирования сигналов. Под ред. Г.М. Уткина. – М.: Радио и связь, 2004.
16. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. – М.: Эко-трендз, 2005.
17. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005.
18. Зюко А.Г., Коржик К.И., Назаров М.В., Кловский Д.Д. Теория электрической связи: Учебник для вузов. / Под ред. Д.Д. Кловского – М.: Радио и связь, 1999 г.
19. Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н. Теоретические основы радиотехники. Учебное пособие. Под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Высшая школа, 2002.
20. Каганов В.И. «Радиотехника+компьютер+MathCAD». – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
21. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005.
22. Литвинская О.С. Основы теории передачи информации. – М.: Кнорус, 2010.
23. Лазерев Ю.Ф. Начало программирования в среде MatLAB: Учебное пособие. – К.: НТУУ «КПИ», 2003 – 424с.

24. Першин В.Т. Основы радиоэлектроники и схематехники. – М.: Ростов на Дону, Феникс, 2006.
25. Прокс Дж. Цифровая связь.– М: Радио и связь, 2000.
26. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. –М: Радио и связь, 2005.
27. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002.
28. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М: Вилямсь, 2003.
29. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. –М: Радиои связь, 2000.Харкевич А.А. Основы радиотехники. – М.: Физматгиз, 2007.
30. Радиочастота спектри, радиоэлектрон воситалар ва электромагнит мослашувига оид атамаларнинг русча-ўзбекча изоҳли луғати. «UNICON.UZ» ДУК директори А.Файзуллаевнинг умумий таҳрири остида. Тошкент, 2010.

MUNDARIJA

KIRISH	4
“ELEKTR ALOQA ASOSLARI” FANNINING MAQSAD VA VAZIFALARI	5
1-BOB. ALOQA TIZIMLARI HAQIDA ASOSIY TUSHUNCHALAR.UMUMIY MA’LUMOTLAR	6
1.1. Aloqa jarayoni	6
1.2. Axborot manbai va axborot iste’molchisi	12
1.3. Elektromagnit to‘lqinlar	13
1.4. Aloqa tizimining funksional sxemasi	15
2-BOB.SIGNAL VA XALAQITLARNING ASOSIY MATEMATIK MODELLARI	34
2.1. Signal va xalaqitlarning matematik modellari	34
2.2. Gauss tasodifiy jarayoni	41
2.3. Tasodifiy jarayon quvvati spektri zichligi	44
2.4. Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog‘liqlik. Oq shovqin	46
3-BOB. NOCHIZIQLI VA PARAMETRIK ELEMENTLAR. ULARNING HARAKTERISTIKALARINI APPROKSIMATSIYALASH	50
3.1. Nochiziqli elementlarning volt-amper harakteristikalarini approksimatsiyalash	50
3.2. Nochiziqli rezistiv element VAXsini polinom bilan aprroksimatsiyalash	51
3.3. Nochiziqli rezistiv element VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalash	53
3.4. Nochiziqli rezistiv element VAXsini to‘g‘ri chiziq bo‘laklari bilan approksimatsiyalash	55
3.5. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash	56
3.6. Uch va besh ordinatalar usuli	59
3.7. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli	62
3.8. Kesish burchagi usuli	64

3.9. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish	68
4-BOB. UZLUKSIZ SIGNALLARNI UZATISHDA	
ULARGA ISHLOV BERISH	71
4.1. Signallarga ishlov berish turlari	71
4.2. Analog modulyatsiyalangan signallar	72
4.3. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar	73
4.4. Chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallar	74
4.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish	80
4.6. Diskret modulyatsiya turlari	82
4.7. Raqamli aloqa tizimlarida modulyatsiya turlari	88
5-BOB. SIGNAL VA XALAQITLARNING MATEMATIK	
MODELLARI	103
5.1. Xalaqitlarni turlarga ajratish	103
5.2. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon	104
5.3. Signal energetik spektri	114
5.4. Fluktuasion xalaqitlar	118
6-BOB. ELEKTR ALOQA KANALLARINING	
MATEMATIK MODELLARI	127
6.1. Elektr aloqa kanallarining umumlashgan matematik modeli	127
6.2 Aloqa kanallarining matematik modellari	129
7-BOB.RAQAMLI ELEKTR ALOQA KANALLARIDA	
SIGNALLARNI XATO QABUL QILISH	131
7.1. Xatoliklar modelining umumlashgan ko‘rsatkichlari	131
7.2. Diskret xabarlarni nokogerent qabul qilish	135
8-BOB. AXBOROT NAZARIYASINING ASOSLARI	141
8.1. Xabarlar manbai	141
8.2. Entropiyaning xossalari	143
9-BOB. XALAQITLI ALOQA KANALLARIDA KODLASH	
USULLARI	153
9.1. Kodlash teoremasi ta’rifi	153
9.2. Xemming kodi va Xemming oralig‘i	154
9.3. Chiziqli kodni dekodlash	158
9.4. Shenon teoremasi	165

10-BOB. XABARLARNI OPTIMAL QABULLASH VA POTENSIYAL XALAQITBARDOSHLIK	170
10.1. Asosiy tushunchalar	170
10.2. Signallarni optimal qabullash mezonlari	174
10.3. Ikkilik aloqa kanallarida signallarni qabullashda statistik xatoliklar	176
10.4. Diskret xabarlarini optimal qabullash	186
10.5. Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolik ehtimolligi	189
10.6. Optimal signal qabullash xalaqitbardoshligining modulyatsiya turiga bog‘liqligi.....	190
10.7. Signalni moslashgan filtrlar orqali qabul qilish.....	197
11-BOB. RAQAMLI ELEKTR ALOQA TIZIMLARIDA APRIOR NOMA’LUMLIKLAR VA SINXRONIZASIYA...	209
11.1. Sinxronizatsiyalash tizimining tuzilishi va asosiy karakteristikalari. Sinxronizatsiya tizimining ishlashini aloqa tizimi ishlash sifatiga bog‘liqligi.....	209
11.2. Faza sinxronizatsiyasi. Takt sinxronizatsiyasi.....	210
11.3. Davr sinxronizatsiyasi	211
11.4. Keng polosali signallar aloqa tizimida sinxronizatsiya.....	216
12-BOB. UZLUKSIZ SIGNALLARNI RAQAMLI UZATISH NAZARIYASI.....	218
12.1. Impuls-kod modulyatsiya signallari.....	218
12.2. Xatolik impulslari shovqini.....	223
13-BOB. UZLUKSIZ SIGNALLARNI UZATISH VA QABUL QILISH	228
13.1. Qabul qilish qurilmalarida signallarga ishlov berish	228
13.2. Signal quvvatini to‘plash (yig‘ish) usuli.....	230
13.3. Signallarga integrallash (to‘plash) usulida ishlov berish.....	231
13.4. Signalni kogerent va nokogerent qabul qilish.....	234
13.5. Signalni korrelyatsion usulda qabul qilish.....	240

13.6.	Signallarni avtokorrelyatsion usulda qabul qilish.....	243
13.7.	Uzluksiz signallarni optimal qabullash.....	245
13.8.	Uzluksiz signallarni optimal filtrlash	250
14-BOB.	ELEKTR ALOQA TIZIMLARINING	256
	SAMARADORLIGI	
14.1.	Samaradorlikning asosiy ko‘rsatkichlari.....	256
14.2.	Aloqa tizimlarini mutanosiblash (optimallashtirish).....	259
14.3.	Diskret xabarlarni uzatishning chegaraviy imkoniyatlari.....	260
14.4.	Uzluksiz signallarni uzatish tizimlarining imkoniyatlari.....	262
	GLOSSARIY.....	262
	FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR RO‘YXATI.....	274

“ELEKTR ALOQA ASOSLARI”
5350100- “Telekommunikasiya texnologiyalari”
bakalavriat ta’lim yo‘nalishi talabalari uchun
o‘quv qo‘llanma

Elektronika va radiotexnika kafedrasining 2017 yi
(36-sonli bayonnoma) majlisida
ko‘rib chiqildi va chop etishga tavsiya etildi

Telekommunikasiya texnologiyalari fakultetining
ilmiy-uslubiy Kengashida ko‘rib chiqildi
va chop etishga tavsiya etildi
2017 yil 23 may, 9-sonli bayonnoma
TATU ilmiy-uslubiy Kengashida
ko‘rib chiqildi va chop etishga tavsiya etildi
2017 yil «_____» _____ sonli bayonnoma

Tuzuvchilar:

A.A.Tulyaganov.,X.X.Shoyusupova.,U.Sh.Sabirova.,Ya.T.Yusupov

Taqrizchilar: A.M.Nazarov.,Sh.Yu.Jabborov

Mas'ul muharrir: A.A.Tulyaganov

Musahhih K.A. Gayubova